

Drahtloses Kommunikationssystem für biegsame Sensor-Folien

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

Vorgelegt von
Jochen Briem
aus Stuttgart

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. Manfred Berroth
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. Georg Fischer

Tag der mündlichen Prüfung: 10.10.2019

Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik
der Universität Stuttgart

2019

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen	V
Formelzeichen	IX
Zusammenfassung	XXV
Abstract	XXVII
1 Einführung	1
1.1 Stand der Technik	2
1.2 Ziele dieser Arbeit	3
1.3 Gliederung	4
2 Grundlagen drahtloser Kommunikation	5
2.1 Entwicklungen drahtloser Kommunikation	5
2.2 Kriterien für drahtlose Verbindungen	6
2.3 Anwendungsgebiete	6
2.4 Übertragungsprotokolle	7
2.4.1 Kommunikationsebenen	7
2.4.2 Etablierte Protokolle	8
2.5 Physikalische Übertragung	9
2.5.1 Modulationsarten	9
2.5.2 Frequenzbereiche	11
2.5.3 Zugriffsverfahren	12
2.6 Schaltungstechnische Realisierungsformen	13
2.6.1 Grundstrukturen von Sendern und Empfängern	13
2.6.2 Kernfunktionalität Sender	13
2.6.3 Kernfunktionalität Empfänger	13
2.6.4 Phasenregelschleife	14
2.6.5 Referenzfrequenz	26
3 Systemauslegung	27
3.1 Ziele und Spezifikation	27
3.1.1 Anwendungsdemonstratoren	27
3.1.2 Spezifikationen drahtlose Kommunikation	28
3.2 Randbedingungen	29
3.2.1 Foliensysteme	29
3.2.2 Technologie der integrierten Schaltkreise	31
3.2.3 Zusammenfassung	33
3.3 Umsetzung: Struktur und Protokoll	34
3.3.1 Gewinnung Referenzfrequenz	34
3.3.2 Frequenzbänder	34
3.3.3 Abstrahlungen außerhalb des Bandes	36
3.3.4 Etablierte Protokolle	37
3.3.5 Anwendungsspezifisches Protokoll	39
3.4 Systemübersicht	44

4	Entwurf und Charakterisierung 27 MHz Empfänger	45
4.1	Struktur und Überblick	45
4.2	Hochfrequenzeingang	46
4.2.1	Passives Filter	46
4.2.2	Vorverstärker	48
4.2.3	Aktives Filter	50
4.3	Rückgewinnung Referenztakt	50
4.3.1	Limitierender Verstärker	51
4.3.2	Frequenzteiler	52
4.4	Datenrückgewinnung	52
4.4.1	Verstärkungsregelkreis	52
4.4.2	Dekodierung und Abtastung	65
4.5	Einstellbare Schaltungskomponenten	66
4.6	Maskenentwurf und Chipfoto	68
4.7	Simulationsergebnisse	68
4.7.1	Datenempfänger	69
4.7.2	Referenzempfänger	72
4.7.3	Strom- und Leistungsaufnahme	74
4.7.4	Empfindlichkeiten	75
4.8	Messergebnisse	76
4.8.1	Datenempfänger	77
4.8.2	Referenzempfänger	79
4.8.3	Strom- und Leistungsaufnahme	79
4.8.4	Empfindlichkeiten	80
4.9	Zusammenfassung und Vergleich	81
5	Entwurf und Charakterisierung 868 MHz Sender	83
5.1	Struktur	83
5.2	Phasenregelschleife	83
5.2.1	Anforderungen und Architektur	83
5.2.2	Bandbreite	84
5.2.3	Steuerbarer Oszillator	85
5.2.4	Phasenfrequenzdetektor	86
5.2.5	Schleifenfilter	88
5.2.6	Frequenzteiler	90
5.2.7	Schleifenverhalten	91
5.2.8	Simulationsergebnisse	92
5.3	Modulierbarer Ausgangsverstärker	97
5.3.1	Aufbau	97
5.3.2	Kleinsignal-Betrachtung	97
5.3.3	Großsignalverhalten	99
5.3.4	Anpassung bzgl. Wirkleitwert	100
5.3.5	Anpassung bzgl. Blindleitwert	103
5.3.6	Messung Ausgangsadmittanz	103
5.3.7	Antennen-Spezifikation	104
5.3.8	Simuliertes Ausgangssignal und Spektralformung	105
5.4	Maskenentwurf	105

5.5	Messergebnisse	106
5.5.1	Phasenregelschleife	106
5.5.2	Ausgangsverstärker	111
5.6	Zusammenfassung und Vergleich	112
6	Ergebnisse Gesamtsystem	115
6.1	Messungen in Gehäuse und Sockel	115
6.2	Messungen auf Folie	116
7	Zusammenfassung und Ausblick	119
 Anhänge		 123
A	Allgemeines	125
A.1	Kommunikationsanwendungen	125
A.2	Protokolle	126
A.3	Schwingkreise	128
A.4	Mechanische Betrachtungen	129
A.5	Herleitungen	130
A.5.1	Parallel-Serienumwandlung verlustbehafteter Induktivitäten und Kondensatoren (feste Frequenz)	130
B	Empfänger	132
B.1	Synchron-Demodulator	132
B.1.1	Demodulation	132
B.1.2	Verhalten rauschbehaftetes Signal	132
B.2	Verstärkungsregelschleife	135
B.2.1	Tastgradabweichungen durch Verstärkungsänderung bei Zweipunkt- regler	135
B.3	Simulationsergebnisse	140
B.3.1	Verstärkungs-Regelschleife	140
B.3.2	Referenztakt	149
B.4	Messergebnisse	150
B.4.1	Datenempfänger	150
B.4.2	Referenzempfänger	151
C	Sender	154
C.1	Phasenregelschleife	154
C.1.1	Herleitungen	154
C.1.2	Graphische Zusammenhänge	159
C.2	Ausgangsverstärker	163
C.2.1	Ausgangsleistung Antenne (Kleinsignal-Modell)	163
C.2.2	Ausgangskennlinienfeld	163
C.3	Simulationsergebnisse	165
C.3.1	PLL	165
C.4	Messergebnisse	169
C.4.1	PLL	169
C.4.2	PA	184

D Eingesetzte Technologie	189
D.1 Übersicht	189
E Integrierte Schaltung	190
E.1 Maskenentwurf	190
E.2 Fotos integrierte Schaltung	191
F Basisstation	192
G System	193
G.1 Motivation	193
G.1.1 Foliensystem	193
G.2 Messungen	193
G.2.1 In Gehäuse	193
G.2.2 Auf Folie	195
Eigene Veröffentlichungen	196
Literaturverzeichnis	197

Abkürzungen

<i>Abkürzung</i>	<i>Erklärung</i>
3G	Mobilfunkstandard der <u>dritten</u> <u>Generation</u>
4G	Mobilfunkstandard der <u>vierten</u> <u>Generation</u>
5G	Mobilfunkstandard der <u>fünften</u> <u>Generation</u>
Abb.	<u>Abbildung</u>
AFH	Anpassungsfähiges Frequenzsprungspreisverfahren (<i>Adaptive Frequency Hopping Spread Spectrum</i>)
AGC	Automatische Verstärkungsregelung (<i>Automatic Gain Control</i>)
AKF	<u>Ausgangskennlinienfeld</u>
AM	<u>Amplitudenmodulation</u>
ANT	Name eines Protokolls zur drahtlosen Kommunikation
APS	Beschleunigter, paralleler Simulator <i>Accelerated Parallel Simulator</i>
ASK	Amplitudenumtastung (<i>Amplitude Shift Keying</i>)
AWG	Arbiträrsignalgenerator (<i>Arbitrary Waveform Generator</i>)
AWGN	Additives weißes gaußsches Rauschen (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
B2S	(Von der) <u>Basisstation</u> (BS) zum <u>Sensorfoliensystem</u> (SFS)
BALUN	Einseiten-Differenziell-Wandler (<i>Balanced-Unbalanced</i>)
BB	<u>Basisband</u>
BER	Bitfehlerrate (<i>Bit Error Rate</i>)
Bias-T	Fernspeiseweiche
BJT	Bipolartransistor (<i>Bipolar Junction Transistor</i>)
BLE	<i>Bluetooth Low Energy</i> (Eigenname eines Funkstandards)
BPSK	Binäre Phasenumtastung (<i>Binary PSK</i>)
BS	<u>Basisstation</u>
BT	<i>Bluetooth</i> (Eigenname eines Funkstandards)
BW	Bandbreite (<i>Bandwidth</i>)
CDMA	Codemultiplex (<i>Code Division Multiple Access</i>)
CM	Gleichtakt (<i>Common Mode</i>)
CMFB	Gleichtaktregler (<i>Common Mode Feedback</i>)
CML	Stromschalterlogik (<i>Current Mode Logic</i>)
CMOS-	Komplementäre Metall-Oxid-Halbleiter- (<i>Complementary Metal-Oxid-Semiconductor-</i>)
CP	Ladungspumpe (<i>Charge Pump</i>)
CRC	Zyklische Redundanzprüfung (<i>Cyclic Redundancy Check</i>)
CSMA	<i>Carrier Sense Multiple Access</i>
DC	Gleichspannung (<i>Direct Current</i> , auch für Spannung verwendet)
DFT	<u>Diskrete Fourier-Transformation</u>
div.	Raster Oszilloskop (<i>Division</i>)

DLL	Datensicherungsschicht (<i>Data Link Layer</i>)
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
E-Modul	<u>E</u> lastizitäts <u>m</u> odul (Widerstandsfähigkeit gegen elastischen Verformungen)
ERP	Effektive Strahlungsleistung (<i>Effective Radiated Power</i>)
ESB	Ersatz <u>S</u> chalt <u>B</u> ild
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i> (Europäische Behörde für Standards bezüglich drahtloser Kommunikation)
FB	<u>F</u> requenz <u>b</u> and
FDD	Frequenzmultiplex bzw. Vollduplex (Hin- und Rückübertragung gleichzeitig) (<i>Frequency Division Multiplex</i>)
FDMA	Frequenzmultiplex (mehrere Geräte gleichzeitig) (<i>Frequency Division Multiple Access</i>)
FET	Feldeffekttransistor (<i>Field Effect Transistor</i>)
FF	<u>F</u> lip <u>f</u> lop (Speicherbaustein)
FHSS	Frequenzsprungspreizverfahren (<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>)
FM	<u>F</u> requenz <u>m</u> odulation
fs	Prozess-Corner: Schnelle nMOSFETs, langsame pMOSFETs (<i>fast slow</i>)
FSK	Frequenzumtastung (<i>Frequency Shift Keying</i>)
FT	<u>F</u> requenz <u>t</u> eiler
Gl.	<u>G</u> leichung
GPS	<i>Global Positioning System</i>
HF	<u>H</u> och <u>f</u> requenz
IC	Integrierte Schaltung (<i>Integrated Circuit</i>)
IEC	Internationale elektrotechnische Kommission (<i>International Electrotechnical Commission</i>)
IEEE	(<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
IoT	Internet der Dinge (<i>Internet of Things</i>)
ISI	<u>I</u> ntersymbol <u>i</u> nterferenz
ISM	Industriell, wissenschaftlich, medizinisch (<i>Industrial, Scientific, Medical</i>)
ISO	Internationale Organisation für Normung (<i>International Organisation for Standardization</i>)
ITU	<u>I</u> nternationale <u>T</u> elekommunikations <u>u</u> nion
JK	Teil des Namens einer Speicherzelle (Flipflop)
KS	<u>K</u> lein <u>S</u> ignal
LCP	Flüssigkristallpolymer (<i>Liquid Crystal Polymer</i>)
LiA	Limitierender Verstärker (<i>Limiting Amplifier</i>)
LLC	Logische Verbindungskontrolle (<i>Logical Link Control</i>)
LNA	Rauscharmer Verstärker (<i>Low Noise Amplifier</i>)
LO	<u>L</u> okal <u>o</u> szillator
LTI	Lineares zeitinvariantes System (<i>Linear Timeinvariant System</i>)

M2M	Maschinen-zu-Maschinen-Kommunikation (<i>Machine-to-Machine</i>)
MAC	Medienzugriffssteuerung (<i>Medium Access Control</i>)
MC	Manchester-Kodierung (<i>Manchester Code</i>)
MCL	<i>Maximum Coupling Loss</i>
MCM	Mehrträgermodulation (<i>Multi Carrier Modulation</i>)
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MOS-	Metall-Oxid-Halbleiter- (<i>Metal-Oxid-Semiconductor-</i>)
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
oR	Ohne Rauschen
OFDM	Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
OSI	Verbindungsmodell für offene Systeme (<i>Open Systems Interconnect</i>)
OTA	Transkonduktanzverstärker (<i>Operational Transconductance Amplifier</i>)
OVC	(aktive) Offsetspannungskompensation (<i>Offset Voltage Compensation</i>)
P+S	Pegelerkennung und Synchronisation im Empfänger
PA	Leistungsverstärker (<i>Power Amplifier</i>)
PAPR	Verhältnis von Spitzenleistung zu mittlerer Leistung (Quadrat des Scheitelfaktors, <i>Peak to Average Power Ratio</i>)
PFD	Phasenfrequenzdetektor
PHY	Physikalische Übertragungsebene (Schichtenmodell)
PI	Polyimid
PLL	Phasenregelschleife (<i>Phase-Locked Loop</i>)
PM	Phasenmodulation
PreAmp	Vorverstärker (<i>Pre Amplifier</i>)
PSK	Phasenumtastung (<i>Phase Shift Keying</i>)
PWM	Pulsweitenmodulation
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
QPSK	Quadratur PSK
RA	Reaktionsaufforderung
Radar	<i>Radio Detection and Ranging</i>
RBW	Auflösungsbandbreite (<i>Resolution Bandwidth</i>)
rFBD	Relative Frequenzbelegungsdauer (In Standards: <i>Duty Cycle</i>)
RFID	Hochfrequenz-Identifikation (<i>Radio-Frequency Identification</i>)
RFQ	Referenzfrequenz
RX	Empfänger (<i>Receiver</i>)
S2B	(Vom) Sensorfoliensystem (SFS) zur Basisstation (BS)
SD	Synchronisationsdatenfolge
SD _{RX}	Synchronisationsdatenfolge für SFS-RX in B2S-Richtung
SD _{SFSi}	Synchronisationsdatenfolgen für SFS-TX in S2B-Richtung
SDEM	Synchrodemodulator

SDMA	Raummultiplex (<i>Space Division Multiple Access</i>)
SDR	Signal-zu-Verzerrungs-Verhältnis (<i>Signal-to-Distortion Ratio</i>)
SenSt	<u>S</u> ensor- und (Folien-) <u>S</u> teuerungs-IC
sf	Prozess-Corner: Langsame nMOSFETs, schnelle pMOSFETs (<i>slow fast</i>)
SFS	<u>S</u> ensor <u>f</u> oliensystem
SK	Umtastung (<i>Shift Keying</i>)
SNR	Signal-zu-Rausch-Leistungsverhältnis (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>)
SNR _i	SNR am Eingang
SNR _{i,SDEM}	SNR am SDEM-Eingang
SNR _o	SNR am Ausgang
SNR _{o,SDEM}	SNR am SDEM-Ausgang
SNR _{osc}	SNR am Oszillator (PLL)
SNR _{ref}	SNR an Referenzfrequenz
SoG	Technologie mit vorgefertigten Bauelementen (z. B. MOSFETs, Widerstände, Kapazitäten) (<i>Sea-of-Gates</i>)
SPI	Serielle Peripherie-Schnittstelle (<i>Serial Peripheral Interface</i>)
SRD	Geräte zur Kurzstreckenkommunikation (<i>Short Range Devices</i>)
Tab.	<u>T</u> abelle
TDD	Zeitlicher Duplex bzw. Halbduplex (Hin- und Rückübertragung zeitlich verschachtelt) (<i>Time Division Multiplex</i>)
TDMA	Zeitmultiplex (mehrere Geräte zeitlich verschachtelt) (<i>Time Division Multiple Access</i>)
TG	<u>T</u> astgrad
TP	<u>T</u> iefpass
tt	Prozess-Corner: typische nMOSFETs, typische pMOSFETs (<i>typical typical</i>)
TX	Sender (<i>Transmitter</i>)
V2I	Fahrzeug-zu-Infrastruktur(-Kommunikation) (<i>Vehicle-to-Infrastructure</i>)
V2V	Fahrzeug-zu-Fahrzeug(-Kommunikation) (<i>Vehicle-to-Vehicle</i>)
V2X	V2V, V2I und Fahrzeug-zu-anderen-Verkehrsteilnehmern(-Kommunikation)
VCO	Spannungsgesteuerter Oszillator (<i>Voltage Controlled Oscillator</i>)
VGA	Verstärker mit einstellbarer Verstärkung (<i>Variable Gain Amplifier</i>)
VNA	<u>V</u> ektor- <u>N</u> etzwerk <u>A</u> nalysator
WLAN	Drahtloses, lokales Netzwerk (<i>Wireless Local Area Network</i>)
WPAN	Drahtloses, personales Netzwerk (<i>Wireless Personal Area Network</i>)
ww	<u>w</u> elt <u>w</u> eit
WWAN	Drahtloses Großraum-Netzwerk (<i>Wireless Wide Area Network</i>)
XOR	Exklusiv-Oder (<i>Exclusive Or</i>)

Formelzeichen

<i>Formelzeichen</i>	<i>Erklärung</i>	<i>Einheit</i>
<i>Lateinische Buchstaben:</i>		
A_{SDEM}	Verstärkungsfaktor SDEM	V^{-1}
A_U	Spannungsverstärkung	1
$A_{U,\Delta U_{\text{ctrl}}}$	Verstärkung mit dynamischen Abweichungen von $A_{U,d}$	1
$A_{U,d}$	Differenzielle Spannungsverstärkung	1
$A_{U,VG_{\text{Ages}}}$	Spannungsverstärkung aller VGAs	1
$A_{U,VG_{\text{Ages}\pm}}$	Spannungsverstärkung aller VGAs	1
$A_{U,VG_{\text{Ages,krit}\pm}}$	Kritische Verstärkungen, bei welchen die Tastgrad-Toleranz der Dekodierung überschritten wird	1
$A_{U,VG_{\text{Ages,soll}}}$	Sollwert der Spannungsverstärkung aller VGAs für einen Tastgrad von 50 %	1
b_B	Balkenbreite	m
B	Blindleitwert (Suszeptanz)	$S \hat{=} 1/\Omega$
B_{eff}	Effektiver Blindleitwert	S
B_p	Parallel-Blindleitwert	S
$B_{\text{mess,avg}}$	Mittlerer Blindleitwert	S
C	Kapazitätswert	$F \hat{=} s/\Omega/\text{rad}$
C_1, C_2, C_3	Filterkapazitätswerte	F
C_{comp}	Schleifenverstärkungs-Kompensationskapazität	F
C_{CMOS}	Durch CMOS-Transistoren gebildete Kapazität	F
$C_{D,\text{eff}}$	Effektive Kapazität am Drain	F
$C_{D,\text{eff,mess}}$	Gemessenes $C_{D,\text{eff}}$ (Mittelwert)	F
$C_{G,PA,\text{ges}}$	Einendige Eingangskapazität des Vorverstärkers	F
$C_{G,PreA,\text{ges}}$	Einendige Eingangskapazität des Vorverstärkers	F
C_{GD}	Kapazität zwischen Gate und Drain (MOSFET)	F
C_{GS}	Kapazität zwischen Gate und Source (MOSFET)	F
$C_{i,d}$	Differenzielle Kapazität am Empfängereingang	F
C_{jD}	Sperrschichtkapazität Drain-Bulk-Diode (MOSFET) (<i>Junction Capacitance Drain</i>)	F
C_p	Parallel-Kapazität	F
$C_{p,\ddot{a}q}(\omega)$	Bei ω zu C_s äquivalente Parallel-Kapazität	F
C_{pad}	Kapazität eines IC-Anschlusspads	F
C_{PadCap}	Kapazitätswert eine Padkapazität	F
C_s	Serien-Kapazität	F
$C_{s,\ddot{a}q}(\omega)$	Bei ω zu C_p äquivalente Serien-Kapazität	F
C_{unit}	Kapazität Einheitskondensator SoG	F
d_F	Foliendicke	m
d_{IC}	IC-Dicke	m

D_{CP}	Störgröße an Ladungspumpe	A
$D_{div/PD}$	Störgröße an Frequenzteiler oder PFD	rad
D_{osc}	Störgröße an PLL-Ausgang	rad
D_{TG}	Tastgrad	1
$D_{TG,avg}$	Mittlerer Tastgrad	1
D_{Vc}	Störgröße VCO-Steuerspannung u_{VCO}	V
D_x	Unterschiedliche Störgrößen (unterschiedliche Einheiten)	
e_{∞}	Statische Regelabweichung	1
e_{CM}	Gleichtaktfehler	1
E_m	Elastizitätsmodul (Mechanik)	Pa $\hat{=}$ N/m ²
$E_{m,Cu}$	Elastizitätsmodul Kupfer	Pa
$E_{m,LCP}$	Elastizitätsmodul LCP	Pa
$E_{m,PI}$	Elastizitätsmodul PI	Pa
$E_{m,Si}$	Elastizitätsmodul Silizium	Pa
$E_{m,Stahl}$	Elastizitätsmodul Stahl	Pa
f	Frequenzen	Hz $\hat{=}$ 1/s
f_0	Eigenfrequenz im ungedämpften Fall	Hz
f_{3dB}	3 dB-Bandbreite	Hz
$f_{3dB,BB}$	3 dB-Bandbreite Basisbandsignal	Hz
$f_{3dB,i}$	3 dB-Bandbreite passiver Filter (RX-Eingang)	Hz
$f_{3dB,PLL}$	3 dB-Bandbreite PLL	Hz
$f_{3dB,SDEM}$	3 dB-Bandbreite TP-Filter (SDEM)	Hz
$f_{3dB,TP}$	3 dB-Grenzfrequenz TP-Filter	Hz
f_b	Daten- bzw. Bitrate	bit/s
$f_{b,B2S}$	Datenrate in B2S-Richtung (BS \rightarrow SFS)	bit/s
$f_{b,B2S,net}$	Nettodatenrate in B2S-Richtung (BS \rightarrow SFS)	bit/s
$f_{b,S2B}$	Datenrate in S2B-Richtung (SFS \rightarrow BS)	bit/s
$f_{b,S2B,net}$	Nettodatenrate in S2B-Richtung	bit/s
f_{BB}	Frequenz Basisband	Hz
f_{BW}	Bandbreite (allg., diverse Definitionen)	Hz
$f_{BW,FB}$	Bandbreite Frequenzband	Hz
$f_{BW,n}$	Rauschbandbreite	Hz
$f_{BW,n,osc,ref}$	Rauschbandbreite, welche zwischen PLL Eingang und Ausgang wirksam ist	Hz
$f_{BW,n,osc,ref,(c)}$	$f_{BW,n,osc,ref}$ für Filter nach Abb. 2.7 (c)	Hz
$f_{BW,n,osc,ref,(d)}$	$f_{BW,n,osc,ref}$ für Filter nach Abb. 2.7 (d)	Hz
$f_{BW,n,ref}$	Rauschbandbreite Referenzsignal	Hz
$f_{clk,sys}$	Systemtakttrate Sensor- und Steuerungs-IC	Hz
f_{LO}	Trägersignalfrequenz (Lokaloszillator)	Hz
f_{max}	Maximale Oszillationsfrequenz	Hz

f_{n1}	Knickfrequenz der 1. Nullstelle (Bode-Diagramm)	Hz
f_{osc}	Oszillatorfrequenz	Hz
$f_{osc,0}$	Startfrequenz Oszillator im Ziehbereich (PLL)	Hz
$f_{osc,div}$	Geteilte Oszillatorfrequenz	Hz
$f_{osc,Z}$	Zielfrequenz Oszillator im Ziehbereich (PLL)	Hz
f_{p2}	Knickfrequenz der 2. Polstelle (Bode-Diagramm)	Hz
f_{ref}	Referenzfrequenz (hier: 27,078125 MHz)	Hz
$f_{ref,sim}$	Referenzfrequenz (Simulation): $1/T_{ref,sim} \approx 27,174$ MHz	Hz
f_s	Symbol- bzw. S-Baudrate	Sym/s
$f_{s,B2S}$	Symbolrate in B2Richtung (BS \rightarrow SFS)	Sym/s
$f_{s,S2B}$	Symbolrate in S2B-Richtung (SFS \rightarrow BS)	Sym/s
f_T	Transitfrequenz	Hz
$f_{T,cl}$	Transitfrequenz geschlossene Regelschleife	Hz
$F_F(p)$	Übertragungsfunktion Schleifenfilter (unterschiedliche Einheiten möglich)	
$F_{F,(c)}(p)$	Übertragungsfunktion Schleifenfilter Abb. 2.7 (c)	Ω
$F_{F,(d)}(p)$	Übertragungsfunktion Schleifenfilter Abb. 2.7 (d)	Ω
F_n	Rauschzahl (<i>Noise Figure</i>)	1
g	Differenzieller Leitwert (KS-Leitwert $\frac{\partial I}{\partial U}$)	S
$g(t)$	Impulsantwort eines LTI-Systems	1/s
g_0	KS-Ausgangsleitwert MOSFET $\left(\frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}}\right)$	S
g_m	KS-Steilheit MOSFETs $\left(\frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}}\right)$	S
G	Wirkleitwert (Konduktanz)	S
$G(p)$	Übertragungsfunktion: Laplace-Transformiertes $g(t)$	1
G_0	Negative Übertragungsfunktion der geöffneten Regelschleife	1
\tilde{G}_0	Übertragungsfunktion der geöffneten Regelschleife (Laplace-Bereich)	1
$G_{0,(c)}$	G_0 für Filter nach Abb. 2.7 (c)	1
$G_{0,(d)}$	G_0 für Filter nach Abb. 2.7 (d)	1
$G_{0,eff}$	Effektiver Ausgangsleitwert g_0 (MOSFET)	S
$G_{\phi_{ref}}$	Übertragungsfunktion Steuergröße ϕ_{ref} auf PLL-Ausgang	1
$G_{\phi_{ref},(c)}$	$G_{\phi_{ref}}$ für Filter nach Abb. 2.7 (c)	1
$G_{\phi_{ref},(d)}$	$G_{\phi_{ref}}$ für Filter nach Abb. 2.7 (d)	1
G_{ant}	Antennenleitwert (seriell)	S
$G_{ant,p}$	Bei f_{osc} äquivalenter, paralleler Antennenleitwert	S
G_{DCP}	Übertragungsfunktion Störgröße D_{CP} auf PLL-Ausgang	A/rad
$G_{DCP,(c)}$	G_{DCP} für Filter nach Abb. 2.7 (c)	A/rad
$G_{DCP,(d)}$	G_{DCP} für Filter nach Abb. 2.7 (d)	A/rad
$G_{D_{div/PD}}$	Übertragungsfunktion Störgröße $D_{div/PD}$ auf PLL-Ausgang	1
$G_{D_{div/PD},(c)}$	$G_{D_{div/PD}}$ für Filter nach Abb. 2.7 (c)	1

$G_{D_{\text{div/PD}},(d)}$	$G_{D_{\text{div/PD}}}$ für Filter nach Abb. 2.7 (d)	1
$G_{D_{\text{osc}}}$	Übertragungsfunktion Störgröße D_{osc} auf PLL-Ausgang	1
$G_{D_{\text{osc}},(c)}$	$G_{D_{\text{osc}}}$ für Filter nach Abb. 2.7 (c)	1
$G_{D_{\text{osc}},(d)}$	$G_{D_{\text{osc}}}$ für Filter nach Abb. 2.7 (d)	1
$G_{D_{Vc}}$	Übertragungsfunktion Störgröße D_{Vc} auf PLL-Ausgang	1/V
$G_{D_{Vc},(c)}$	$G_{D_{Vc}}$ für Filter nach Abb. 2.7 (c)	1/V
$G_{D_{Vc},(d)}$	$G_{D_{Vc}}$ für Filter nach Abb. 2.7 (d)	1/V
$G_{D_x,(d)}$	Unterschiedliche Störgrößenübertragungsfunktionen für Filter nach Abb. 2.7 (d)	
G_p	Parallel-Wirkleitwert	S
$G_{m,\text{eff}}$	Effektive Steilheit g_m (MOSFET)	S
h_B	Balkenhöhe	m
H_{max}	Maximale Magnetische Feldstärke	A/m
$i_{a,p}(t)$	Anregungsstromverlauf im Parallelschwingkreis	A
i_{ant}	Strom Sendeantenne (serielles L_{ant} und R_{ant})	A
$i_{C,p}(t)$	Stromverlauf Kapazität (Parallelschwingkreis)	A
$i_{\text{hom},s}(t)$	Abklingender, homogener Anteil von i_s	A
i_i	Eingangsstrom	A
$i_{L,p}(t)$	Stromverlauf Induktivität (Parallelschwingkreis)	A
i_{Nc}	Strom in Haupt-Pfad (Haupt-CP)	A
i_{N2c}	Strom in Haupt-Pfad (Dummy-CP)	A
i_{Nd}	Strom in Dummy-Pfad (Haupt-CP)	A
i_{N2d}	Strom in Dummy-Pfad (Dummy-CP)	A
i_o	Ausgangsstrom	A
$i_{\text{OVC}}, \dot{i}_{\text{OVC}}$	Differenzielle Ströme der OVC	A
$i_{\text{part},s}(t)$	Nicht abklingender, partikulärer Anteil von i_s	A
i_{Pc}	Strom in Haupt-Pfad (Haupt-CP)	A
i_{P2c}	Strom in Haupt-Pfad (Dummy-CP)	A
i_{Pd}	Strom in Dummy-Pfad (Haupt-CP)	A
i_{P2d}	Strom in Dummy-Pfad (Dummy-CP)	A
$i_{R,p}(t)$	Stromverlauf Widerstand (Parallelschwingkreis)	A
$i_s(t)$	Stromverlauf im Serienschwingkreis	A
I_0	Fußpunktstrom oder Laststrom	A
$I_{0,h}$	Anfangswert Einhüllende $i_{\text{hom},s}(t)$	A
$I_{0,\text{VGActrl}}$	Fußpunktstrom der Verstärkungsregelung	A
I_1, I_2	Lade- und Entladestrom in VGA-Regler	A
$\hat{I}_{a,p}$	Amplitude von $i_{a,p}(t)$	A
\hat{I}_C	Spitzenwertstrom durch Kapazität	A
I_{CP}	Netto-Ladungspumpenstrom	A
$I_{CP,\text{avg}}$	Zeitlich gemittelter Netto-Ladungspumpenstrom	A

I_D	Drainstrom MOSFET	A
\hat{I}_L	Spitzenwertstrom durch Induktivität	A
$I_{m,a}$	Axiales Flächenträgheitsmoment (Mechanik)	m ⁴
I_N	Entladestrom in Haupt-Ladungspumpe (CP)	A
I_{N2}	Entladestrom in Dummy-CP	A
I_P	Ladestrom in Haupt-Ladungspumpe (CP)	A
I_{P2}	Ladestrom in Dummy-CP	A
$\hat{I}_{part,s}$	Amplitude von $i_{part,s}(t)$	A
$\hat{I}_{part,s,max}$	Maximum von $\hat{I}_{part,s}$	A
I_{PFD}	PWM-Strom des PFDs	A
$I_{PFD,avg}$	Gemittelter PWM-Strom über PWM-Periode	A
I_{PLL}	DC-Stromaufnahme PLL	A
I_{ref}	IC-interner Referenzstrom	A
\hat{I}_R	Spitzenwertstrom durch Widerstand	A
$I_{R,p}$	Strom durch bei f_{osc} äquivalenten, parallelen Antennenwiderstand $L_{ant,p}$ Sendeantenne	A
$\hat{I}_{R,p}$	Stromamplitude am Parallelwiderstand	A
$I_{R,rms}$	Effektivwert von Strom durch Widerstand	A
I_{supply}	DC-Strom Versorgungsspannung	A
J	Jitter (allg.)	s
J_{cc}	Zyklus-zu-Zyklus-Jitter	s
J_{det}	Deterministischer Jitter	s
J_{rms}	RMS-Jitter	s
$J_{rms,max}$	Maximaler RMS-Jitter	s
k_B	Boltzmannkonstante	J/K
k_g	Verhältnis von Steilheit g_m zu Ausgangsleitwert g_0 (MOSFET)	1
K_0	Vorfaktor von $G_0(p)$	1/s Ω
$K_{0,(c)}$	Vorfaktor von $G_0(p)$ für Filter nach Abb. 2.7 (c)	1/s
$K_{0,(d)}$	Vorfaktor von $G_0(p)$ für Filter nach Abb. 2.7 (d)	1/s ²
$K_{\pm\Delta AU,max}$	Kritisches $K_{\Delta AU\pm}$ für Fehler	1
$K_{\Delta AU\pm}$	Dynamische Verstärkungsabweichung durch Zweipunktregler bei Änderung von $u_{ctrl,VGA}$ um ΔU_{ctrl}	1
$K_{\Delta AU,c,n,\pm,max}$	Kritisches $K_{\Delta AU\pm}$ unter Beachtung von $K_{AU,c}$ und $K_{AU,n}$	1
$K_{AU\pm}$	$\hat{=} K_{AU,VGAges\pm}$	1
$K_{AU,c}$	Konstante Verstärkungsabweichung	1
$K_{AU,krit\pm}$	Kritisches $K_{AU\pm}$	1
$K_{AU,krit\pm,res}$	resultierendes, kritisches $K_{AU\pm}$	1
$K_{AU,n}$	Äquivalente Verstärkungsabweichung durch Rauschen	1
$K_{AU,nz}$	$K_{AU,n}$ nicht in dB	1
$K_{AU,VGAges\pm}$	Relative Verstärkungsabweichung: $A_{U,VGAges}/A_{U,VGAges,soll}$	1

K_C	Verhältnis zweiter Polstelle zu erster Nullstelle	1
K_f	Frequenzverhältnis an PFD-Eingang $f_{\text{ref}}/f_{\text{osc,div}}$	1
$K_{n,\text{SDEM}}$	Rauschleistungsübertragungsfaktor (SDEM)	1
$K_{n,\text{SDEM},\infty}$	Rauschleistungsübertragungsfaktor (SDEM) für unendlich viele Einzelspannungen	1
K_{osc}	Oszillatorempfindlichkeit bzgl. Steuergröße (unterschiedliche Einheiten möglich)	
K_P	Phasenübertragungsfaktor PFD	A/rad
$K_{U,\text{AM}}$	Verhältnis von maximaler zu minimaler Spannungsamplitude bei Amplitudenmodulation	1
$\bar{K}_{\text{SNR},\text{SDEM}}$	Veränderung des SNR durch SDEM	1
K_{VCO}	Oszillatorempfindlichkeit bzgl. Steuerspannung	Hz/V
l_B	Balkenlänge	m
L	Induktivitätswert	$\text{H} \hat{=} \text{s} \Omega$
L_∞	DC-Feed / HF-Block	H
L_{ant}	Halber Induktivitätswert Sendeantenne (seriell)	H
$L_{\text{ant,d}}$	Gesamter Induktivitätswert Sendeantenne	H
$L_{\text{ant,p}}$	Bei f_{osc} äquivalenter, paralleler Induktivitätswert Sendeantenne	H
L_G	Gatelänge	m
L_{hom}	Homogene, abklingende Lösung DGL	
$L_{\text{loop,mess}}$	Gemessener Induktivitätswert der Empfangsspule	H
$L_{\text{loop,sim}}$	Simulierter Induktivitätswert der Empfangsspule	H
L_p	Parallel-Induktivität	H
$L_{p,\text{äq}}(\omega)$	Bei ω zu L_s äquivalente Parallel-Induktivität	H
L_{part}	Partikuläre Lösung DGL (unterschiedliche Einheiten)	
L_s	Serien-Induktivität	H
$L_{s,\text{äq}}(\omega)$	Bei ω zu L_p äquivalente Serien-Induktivität	H
m_A	Modulationsgrad bei AM (Amplitudenverhältnis)	1
$m_{A,U,\text{VGA}}$	Zunahme der Verstärkung eines VGA über $U_{\text{ctrl,VGA}}$	dB/V
$m_{U,t}$	Spannungsänderungsrate $\frac{dU}{dt}$	V/s
$m_{U,t,\text{max}}$	Maximal erlaubtes $m_{U,t}$ in VGA	V/s
$M_{m,b}$	Biegemoment (Mechanik)	Nm
n_1	Komplexe Frequenz der ersten Nullstelle	$(1+j \text{rad}) \text{s}^{-1}$
N	Teilerfaktor in PLL ($\hat{=} \text{Frequenzvergrößerung}$)	1
N_i	Rauschen am Eingang	1
$N_{i,\text{add}}$	Zusätzliches, eingangsbezogenes Rauschen	1
N_0	Nenner der negativen, geöffneten Regelschleife G_0 (unterschiedliche Einheiten möglich)	
p	Komplexe Frequenz $p = \sigma + j\omega$	$(1+j \text{rad}) \text{s}^{-1}$
p_1, p_2, p_3	Komplexe Frequenz der 1., 2. und 3. Polstelle	$(1+j \text{rad}) \text{s}^{-1}$

$p_{1,2,p}$	Polstellen des charakteristischen Polynoms der DGL beim <i>RLC</i> -Parallelschwingkreis (komplexe Frequenz)	$(1+j \text{ rad}) \text{ s}^{-1}$
$p_{1,2,s}$	Polstellen des charakteristischen Polynoms der DGL beim <i>RLC</i> -Serienschwingkreis (komplexe Frequenz)	$(1+j \text{ rad}) \text{ s}^{-1}$
$P_{e,b}$	Bitfehler-Wahrscheinlichkeit	1
$P_{e,s}$	Symbolfehler-Wahrscheinlichkeit	1
$P_{e,s,ges}$	Gesamt-Symbolfehler-Wahrscheinlichkeit	1
$P_{e,s,max}$	Maximal zulässige Symbolfehler-Wahrscheinlichkeit	1
P_i	Eingangsleistung	W
$P_{i,dat}$	Eingangsleistung Datensignal	W
$P_{i,dat,min}$	Minimal erforderliche Leistung im Datensignal	W
$P_{i,ref}$	Eingangsleistung Referenzsignal	W
$P_{i,ref,min}$	Minimal erforderliche Leistung im Referenzsignal	W
P_n	Mittlere Rauschleistung	W
P_o	Ausgangsleistung des PAs	W
$P_{o,max}$	Maximale Ausgangsleistung des PAs	W
$P_{o,max,real}$	$P_{o,max}$ bei Betrachtung parasitärer Widerstände	W
$P_{o,real}$	P_o bei Betrachtung parasitärer Widerstände	W
$P_{osc,LC}$	Leistungsaufnahme LC-Oszillator	W
$P_{osc,LC,min}$	Theoretische, minimale Leistungsaufnahme LC-Oszillator	W
$P_{PA,all}$	Leistungsaufnahme PA mit Pufferverstärker und Stromspiegel	W
$P_{PA,DC}$	DC-Leistung PA	W
P_{PLL}	DC-Leistung PA	W
P_{sen}	Empfindlichkeit (minimale Eingangsleistung für akzeptable Funktion)	W
$P_{sen,ant}$	$P_{sen,ant}$ in dB	W
$P_{sen,ant,dB}$	Empfindlichkeit bzgl. Datenempfang	W
$P_{sen,dat}$	Empfindlichkeit unter Berücksichtigung des Eingangsschwingkreises	W
$P_{sen,dB}$	P_{sen} in dB	W
$P_{sen,ref}$	Empfindlichkeit bzgl. Referenzempfang	W
Q	Gütefaktor (<i>Quality Factor</i>)	1
$Q_{idl,T}$	Ideale, aufgebrauchte Ladung innerhalb einer Periode	C
Q_{opt}	Gütefaktor für Leistungsanpassung (PA), L_{ant} , $C_{D,eff}$ fest	1
Q_s	Gütefaktor Serienschwingkreis	1
$Q_{sw,T}$	Durch Umschalten aufgebrauchte Ladung innerhalb einer Periode	C
Q_p	Gütefaktor Parallelschwingkreis	1
r_m	Biegeradius (Mechanik)	m
$r_{m,min}$	Minimaler Biegeradius	m
R	Wirkwiderstand (Resistanz)	Ω

R_{\square}	Flächenwiderstand	Ω/\square
R_1, R_2, R_3	Filterwiderstandswerte	Ω
R_{ant}	Halber Antennenwiderstand (seriell)	Ω
$R_{\text{ant,d}}$	Gesamter Antennenwiderstand	Ω
$R_{\text{ant,opt}}$	Antennenwiderstand für Leistungsanpassung	Ω
$R_{\text{ant,opt,real}}$	Antennen-Widerstand für Leistungsanpassung abzüglich parasitärer Widerstände	Ω
$R_{\text{ant,p}}$	Bei f_{osc} äquivalenter, paralleler Antennenwiderstand	Ω
R_{ch}	MOSFET Kanalwiderstand (1 Finger)	Ω
R_{G}	Gatewiderstand	Ω
$R_{\text{G,dig,N}}$	Effektiver serieller Gatewiderstand (1 Digital-N-MOSFET Finger)	Ω
$R_{\text{G,dig,P}}$	Effektiver serieller Gatewiderstand (1 Digital-P-MOSFET Finger)	Ω
$R_{\text{G,kont}}$	Widerstand eines Gate-Kontakts	Ω
$R_{\text{G,PA,ges}}$	Gesamter effektiver serieller Gatewiderstand PA (alle MOSFET Finger)	Ω
$R_{\text{G,PreA,ges}}$	Gesamter effektiver serieller Gatewiderstand Vorverstärker (alle MOSFET Finger)	Ω
R_{i}	Innenwiderstand	Ω
$R_{\text{loop,s}}$	Parasitärer Serienwiderstand der Empfangsspule	Ω
R_{p}	Parallelwiderstand	Ω
$R_{\text{p,äq}}(\omega)$	Bei ω zu R_{s} äquivalenter Parallelwiderstand	Ω
R_{P1}	Einheitswiderstand Poly-Silizium 1 (Gate-Polysilizium) SoG	Ω
R_{P2}	Einheitswiderstand Poly-Silizium 2 (Kapazitäts-Polysilizium)	Ω
R_{s}	Serienwiderstand	Ω
$R_{\text{s,äq}}(\omega)$	Bei ω zu R_{p} äquivalenter Serienwiderstand	Ω
$R_{\text{s,ges}}$	Gesamter Serienwiderstand	Ω
s_{B}	Position auf Balken entlang Balkenlänge l_{B}	m
$S_{\text{AM}}(f)$	Spektrale Leistungsdichtefunktion AM-Signal	W/Hz
$S_{\text{BB}}(f)$	Spektrale Leistungsdichtefunktion Basisbandsignal	W/Hz
$S_{\text{LO}}(f)$	Spektrale Leistungsdichtefunktion Trägersignal (LO)	W/Hz
$S_{\text{m,b}}$	Biegesteifigkeit $\left(\frac{M_{\text{B}}}{\kappa}\right)$ (Mechanik)	Nm ²
S_{n}	Spektrale Rauschleistungsdichte	W/Hz
t	Zeit	s
$t_{\text{r/f},\bar{u}_{f\uparrow}/u_{f\downarrow}}$	Anstiegs- und Abfallzeiten der Signale $u_{f\uparrow}$ und $u_{f\downarrow}$	s
T	Temperatur	K
T_{b}	Bitdauer	s
$T_{\text{b,B2S}}$	Bitdauer in B2S-Richtung (BS \rightarrow SFS)	s
$T_{\text{b,S2B}}$	Bitdauer in S2B-Richtung (SFS \rightarrow BS)	s

T_{BB}	Periodendauer BB-Signal (sinusförmig)	s
T_{BS}	Zyklusdauer des Datensignals der Basisstation	s
$T_{\text{clk,sys}}$	Periodendauer Systemtakt	s
$T_{\text{del,TX}}$	Einschaltverzögerung 868 MHz Sender auf SFS	s
$T_{\text{del,PLL}}$	Einschaltverzögerung PLL	s
T_{L}	Einschwingdauer der PLL im Fangbereich (<i>lock range</i>)	s
T_{mess}	Für Messungen zur Verfügung stehende Zeit	s
T_{on}	Einschaltverzögerung	s
T_{Paket}	Paketdauer (für CRC)	s
T_{PA}	Einschaltdauer Leistungsverstärker	s
$T_{\text{PA,SFS}}$	Einschaltdauer Leistungsverstärker SFS	s
T_{PI}	Ziehdauer PLL (Ziehbereich), (<i>pull-in range</i>)	s
$T_{\text{PI,0}}$	Ziehdauer PLL bei Startfrequenz 0	s
T_{ref}	Periodendauer von f_{ref}	s
$T_{\text{ref,sim}}$	Periodendauer der Referenzfrequenz (Simulation)	s
T_{Sdat}	Übertragungsdauer Sensordaten	s
$u_{\text{a,s}}(t)$	Anregungsspannungsverlauf Serienschwingkreis	V
$u_{\text{AM}}(t)$	Zeitlicher Spannungsverlauf AM-Signal	V
$u_{\text{BB}}(t)$	Zeitlicher Spannungsverlauf Basisbandsignal	V
$u_{\text{clk}}, \bar{u}_{\text{clk}}$	Differenzielle Taktsignale FF	V
$u_{\text{clk,MC}}$	Im Manchester-Dekodierer erzeugtes Hilfs-Taktsignal	V
$u_{\text{clk,MC,del}}$	Verzögertes Hilfs-Taktsignal im Manchester-Dekodierer	V
$u_{\text{ctrl,VGA}}$	Steuerspannung VGA	V
$u_{\text{C,s}}(t)$	Spannungsverlauf Kapazität (Serienschwingkreis)	V
$u_{\text{d}}, \bar{u}_{\text{d}}$	Differenzielle Daten-Eingangssignale FF	V
$u_{\text{dat,MC}}$	Binäres, Manchester-kodiertes Datensignal	V
$u_{\text{dat,B2S}}$	Demoduliertes, dekodiertes und abgetastetes Datensignal im SFS	V
$u_{\text{dat,B2S}}^*$	Demoduliertes, dekodiertes Datensignal im SFS	V
u_{div}	Spannungsverlauf zu geteilter Frequenz (PLL)	V
u_{DS}	Spannung zwischen Drain- und Source-Anschluss (MOSFET)	V
$u_{f\uparrow}, \bar{u}_{f\uparrow}$	Differenzielle PFD-Ausgangsspannungen für VCO-Beschleunigung	V
$u_{f\downarrow}, \bar{u}_{f\downarrow}$	Differenzielle PFD-Ausgangsspannungen für VCO-Verlangsamung	V
u_{GB}	Spannung zwischen Gate- und Bulk-/Substrat-Anschluss (MOSFET)	V
u_{GD}	Spannung zwischen Gate- und Drain-Anschluss (MOSFET)	V
u_{GS}	Spannung zwischen Gate- und Source-Anschluss (MOSFET)	V
$u_{\text{hom,p}}(t)$	Abklingender, homogener Anteil von $u_{\text{p}}(t)$	V

u_i	Eingangsspannung	V
u_i, \bar{u}_i	Differenzielle Eingangsspannungen	V
$u_{i,a}$	Eingangssignal Antenne	V
$u_{i,a,d}$	Differenzielles Eingangssignal Antenne	V
$u_{i,A}, \bar{u}_{i,A}$	Differenzielle Eingangsspannungen A im SDEM	V
$u_{i,A,d}$	Differenzielles Eingangssignal $U_{i,A} - \bar{U}_{i,A}$ im SDEM	V
$u_{i,B}, \bar{u}_{i,B}$	Differenzielle Eingangsspannungen B im SDEM	V
$u_{i,B,d}(t)$	Differenzielles Eingangssignal $U_{i,B} - \bar{U}_{i,B}$ im SDEM	V
$u_{i,d}$	Differenzielles Eingangssignal	V
$u_{i,env}, \bar{u}_{i,env}$	Einhüllende der differenziellen Eingangsspannungen	V
$u_{i,IC}$	Eingangssignal an IC	V
$u_{i,IC,d}$	Differenzielles Eingangssignal an IC	V
$u_{i,n}$	Überlagertes Rauschsignal (Eingang)	V
$u_{i,n,d}$	Überlagertes, differenzielles Rauschsignal (Eingang)	V
$u_{i,nv,d}(t)$	Spektral verteiltes Rauschsignal (Eingang)	V
$u_{i,s,d}(t)$	Differenzielles Informationssignal (Eingang)	V
u_{int}, \bar{u}_{int}	Interne, differenzielle Ausgangsspannungen	V
$u_{L,s}(t)$	Spannungsverlauf Induktivität (Serienschwingkreis)	V
$u_{LO}(t)$	Zeitlicher Spannungsverlauf Trägersignal	V
u_o	Ausgangsspannung	V
u_o, \bar{u}_o	Differenzielle Ausgangsspannungen	V
$u_{o,d}$	Differenzielles Ausgangsspannung	V
$u_{o,nv,d}(t)$	Spannungsverlauf spektral verteiltes Rauschen	V
$u_{o,nv,TP,d,\ddot{a}q}(t)$	Äquivalentes spektral konzentriertes für spektral verteiltes Rauschsignal	V
$u_{o,nv,TP*,d}(t)$	Grob TP-gefiltertes Signal $u_{o,nv,d}(t)$	V
$u_{o,nv,TP*,d,\ddot{a}q}(t)$	Äquivalentes spektral konzentriertes für spektral verteiltes, grob TP-gefiltertes Rauschsignal	V
$u_{oP}(t), u_{oN}(t)$	Zeitlicher Verlauf differenzielle Ausgangsspannungen PA	V
$u_{o,SDEM}, \bar{u}_{o,SDEM}$	Differenzielle Ausgangsspannungen SDEM	V
$u_{o,SDEM,d}^*(t)$	Differenzielles Ausgangssignal SDEM (linear)	V
$u_{o,SDEM,TP}(t)$	Obere Hüllkurve	V
$\bar{u}_{o,SDEM,TP}(t)$	Untere Hüllkurve	V
$\tilde{u}_{o,SDEM,TP}(t)$	Obere Hüllkurve (phasenverschoben)	V
$\tilde{\bar{u}}_{o,SDEM,TP}(t)$	Untere Hüllkurve (phasenverschoben)	V
$u_{o,SDEM,TP,d}(t)$	Differenzsignal der Hüllkurven	V
$u_{o,SDEM,TP,n,d}(t)$	Differenzsignal Rauschspannungsverlauf SDEM Ausgang	V
$u_{o,SDEM,TP,s,d}(t)$	Differenzsignal Signalverlauf SDEM Ausgang	
u_{osc}, \bar{u}_{osc}	Differenzielle PLL-Ausgangssignale	V
$u_{osc,d}$	Differenzielle PLL-Ausgangsspannung bei f_{osc}	V

$u_p(t)$	Allgemeine Lösung Parallelschwingkreis	V
$u_{\text{part,p}}(t)$	Nicht abklingender, partikulärer Anteil von $u_p(t)$	V
u_q, \bar{u}_q	Differenzielle Ausgangssignale FF	V
u_{ref}	Spannungsverlauf zu Referenzfrequenz (PLL)	V
u_{res}	Spannungsverlauf Rücksetzsignal PFD	V
$u_{R,s}(t)$	Spannungsverlauf Widerstand (Serienschwingkreis)	V
$u_{Rd}(t)$	Differenzielle Spannung über Antennenwiderstand	V
u_{VCO}	Steuerspannung VCO	V
$u_{\text{VGA1}}, \bar{u}_{\text{VGA1}}$	Differenzielle Ausgangsspannungen erster VGA	V
$u_{\text{VGA1,env}}$	Einhüllende zu u_{VGA1}	V
$\bar{u}_{\text{VGA1,env}}$	Einhüllende zu \bar{u}_{VGA1}	V
$u_{\text{VGA3}}, \bar{u}_{\text{VGA3}}$	Differenzielle Ausgangsspannungen dritter VGA	V
$u_{\text{VGA3,env}}$	Einhüllende zu u_{VGA3}	V
$\bar{u}_{\text{VGA3,env}}$	Einhüllende zu \bar{u}_{VGA3}	V
$U_{0,h}$	Anfangswert Einhüllende $u_{\text{hom,p}}(t)$	V
$\hat{U}_{a,s}$	Anregungsamplitude Serienschwingkreis	V
\hat{U}_{BB}	Spannungsamplitude Sinus im Basisband	V
$U_{\text{BN}}, U_{\text{BN1}}, U_{\text{BN2}}$	Vorspannungen für Stromquellen n-Kanal-MOSFETs	V
$U_{\text{BP}}, U_{\text{BP1}}, U_{\text{BP2}}$	Vorspannungen für Stromquellen p-Kanal-MOSFETs	V
$U_{\text{ctrl,avg}}$	Mittleres $U_{\text{ctrl,VGA}}$	V
$U_{\text{ctrl,avg,dH}}$	Mittleres $U_{\text{ctrl,VGA}}$ wenn dauerhaft H-Daten anliegen	V
$U_{\text{ctrl,avg,dL}}$	Mittleres $U_{\text{ctrl,VGA}}$ wenn dauerhaft L-Daten anliegen	V
$U_{\text{ctrl,dHsH}}$	Minimales $U_{\text{ctrl,VGA}}$ nach H-Symbol in H-Datum	V
$U_{\text{ctrl,dLsH/dHsL}}$	Mittleres $U_{\text{ctrl,VGA}}$ bei zufälligen Daten	V
$U_{\text{ctrl,dLsL}}$	Maximales $U_{\text{ctrl,VGA}}$ nach L-Symbol in L-Datum	V
$U_{\text{ctrl,soll}}$	Sollwert von $U_{\text{ctrl,VGA}}$ für 50% Tastgrad von $U_{\text{dat,MC}}$	V
$U_{\text{ctrl,SDEM}}$	Steuerspannungen Verstärkungsdegeneration SDEM	V
$U_{\text{ctrl,SDEM,a/b}}$	Unterschiedliche, erzeugte Steuerspannungen für $U_{\text{ctrl,SDEM}}$	V
$U_{\text{CM,SDEM,o}}$	Gleichtaktspannung am SDEM-Ausgang	V
U_{CMFB}	Stellspannung der Gleichtaktregelung (CMFB)	V
\hat{U}_d	Differenzielle Amplitude harmonischer Spannungsverlauf	V
U_{DD}	Oberes Betriebsspannungspotenzial	V
$U_{\text{GB,max}}$	Maximales U_{GB}	V
U_{GD}	Spannung zwischen Gate- und Drain-Anschluss (MOSFET)	V
$U_{\text{GD,max}}$	Maximales U_{GD}	V
U_{GS}	Spannung zwischen Gate- und Source-Anschluss (MOSFET)	V
$U_{\text{GS,max}}$	Maximales U_{GS}	V
\hat{U}_i	Eingangsamplitude	V
$\hat{U}_{i,d}$	Differenzielle Eingangsamplitude	V
$\hat{U}_{i,d,max}$	Maximale, differenzielle Eingangsamplitude	V

$\hat{U}_{i,d,\min}$	Minimale, differenzielle Eingangsamplitude	V
$U_{i,DC}$	DC-Spannung am Eingang	V
$\hat{U}_{i,se,\max}$	Einendige Eingangsamplitude	V
$\hat{U}_{i,se,\max}$	Maximale, einendige Eingangsamplitude	V
\hat{U}_{LO}	Spannungsamplitude Lokaloszillator (hier: meist Amplitude Trägerfrequenz)	V
$\hat{U}_{LO,d}$	Differenzielle Trägerfrequenz	V
\hat{U}_{\max}	Maximale Spannungsamplitude (Amplitudenmodulation)	V
\hat{U}_{\min}	Minimale Spannungsamplitude (Amplitudenmodulation)	V
$U_{n,\text{eff}}$	Effektivwert der Rauschspannung	V
\hat{U}_{n0}	Amplitude mit äquivalenter Rauschleistung	V
$\hat{U}_{ni}, \hat{U}_{nj}$	Momentane Auslenkungen eines Teilrauschsignals ($\{i, j\} = 1 \dots n$)	V
\hat{U}_o	Amplitude der Ausgangsspannung	V
$U_{o,DC}$	DC-Spannung am Ausgang	V
$U_{o,\text{rms}}$	Effektivwert der Ausgangsspannung	V
\hat{U}_{osc}	Amplitude PLL-HF-Ausgang	V
$\hat{U}_{\text{osc,sat}}$	Grenzwert für \hat{U}_{osc} , ab welchem die PA Verstärkung absättigt	V
$\hat{U}_{\text{part,p}}$	Amplitude von $u_{\text{part,p}}(t)$	V
$\hat{U}_{\text{part,p,max}}$	Maximum von $\hat{U}_{\text{part,p}}$	V
U_{pp}	Spitze-zu-Spitze Spannung (<i>Peak-to-Peak</i>)	V
$U_{pp,\text{osc}}$	Spitze-zu-Spitze Spannung am Oszillator-Ausgangssignal	V
U_{ref}	Referenzspannung (Sollwert in Regelkreis)	V
$U_{\text{ref,CM,PreAmp}}$	Referenzspannung Gleichtaktregelung Vorverstärker	V
$U_{\text{ref,dec}}, \bar{U}_{\text{ref,dec}}$	Differenzielle Referenzspannungen Entscheider	V
$U_{\text{ref,VGActrl}}$	Referenzspannung VGA-Regelkreis	V
$\hat{U}_{R,s}$	Spannungsamplitude am Serienwiderstand	V
U_{supply}	Versorgungsspannung	V
U_{SS}	Unteres Betriebsspannungspotenzial	V
$W_{m,a}$	Axiales Widerstandsmoment	m ³
W_G	Gatebreite bzw. -weite	m
X	Blindwiderstand (Reaktanz)	Ω
$X_{\text{ant,d}}$	Gesamter Blindwiderstand Antenne	Ω
X_s	Parallel-Blindwiderstand	Ω
Y	Admittanz (komplexer Leitwert)	S + jS
Y_p	Admittanz bei Parallelschaltung	S + jS
$Y_{PA,o}$	Ausgangsadmittanz PA (Schnittstelle zu Antenne)	S + jS
Y_s	Admittanz bei Serienschaltung	S + jS
Z	Impedanz (komplexer Widerstand)	Ω + jΩ

Z_0	Zähler der negativen, geöffneten Regelschleife G_0 (unterschiedliche Einheiten möglich)	
Z_p	Impedanz bei Parallelschaltung	$\Omega + j\Omega$
Z_s	Impedanz bei Serienschaltung	$\Omega + j\Omega$
<i>Griechische Buchstaben:</i>		
β	Verstärkungsfaktor	A/V^2
γ	Optimierungsfaktor PLL (Position 2. Polstelle)	1
$\Delta\phi_i$	Phasendifferenz am Eingang des PFD	rad
$\Delta D_{s\uparrow}$	Tastgradverfrühung steigende Überschreitung (AGC)	1
$\Delta D_{s\downarrow}$	Tastgradverfrühung fallende Überschreitung (AGC)	1
ΔD_{TG}	Tastgradabweichung AGC	1
$\Delta D_{TG,\Delta U}$	Tastgradänderung durch Spannungsschwankungen (Zweipunktregler-Prinzip)	1
$\Delta D_{TG,\Delta U,d\uparrow,50H}$	Dynamische TG-Änderung bei Datenwechsel von L nach H, Mittelwert: H-Daten	1
$\Delta D_{TG,\Delta U,d\downarrow,50H}$	Dyn. TG-Änd. bei Datenw. von H nach L, Mittelw.: H-Daten	1
$\Delta D_{TG,\Delta U,d\uparrow,50L}$	Dyn. TG-Änd. bei Datenw. von L nach H, Mittelw.: L-Daten	1
$\Delta D_{TG,\Delta U,d\downarrow,50L}$	Dyn. TG-Änd. bei Datenw. von H nach L, Mittelw.: L-Daten	1
$\Delta D_{TG,\Delta U,dH,50H}$	Dyn. TG-Änd. bei konstanten H-Daten, Mittelw.: H-Daten	1
$\Delta D_{TG,\Delta U,dH,50L}$	Dyn. TG-Änd. bei konst. H-Daten, Mittelw.: L-Daten	1
$\Delta D_{TG,\Delta U,dL,50H}$	Dyn. TG-Änd. bei konst. L-Daten, Mittelw.: H-Daten	1
$\Delta D_{TG,\Delta U,dL,50L}$	Dyn. TG-Änd. bei konst. L-Daten, Mittelw.: L-Daten	1
$\Delta D_{TG,\Delta U,max}$	Maximales $\Delta D_{TG,\Delta U}$ (sonst Fehler)	1
$\Delta D_{TG,I}$	Tastgradreserve für OTA-Fehler (in AGC)	1
$\Delta D_{TG,I,dconst}$	Tastgradreserve für OTA-Fehler bei konstanten Daten	1
$\Delta D_{TG,I,dflip}$	Tastgradreserve für OTA-Fehler bei wechselnden Daten	1
$\Delta D_{TG,I,max}$	Maximal auftretender TG-Fehler durch OTA-Fehler	1
Δt_{MC}	Verzögerung in Manchester-Dekodierer	s
$\Delta U_{A,d}$	Differenz zwischen maximalem und minimalem Wert von $u_{o,SDEM,TP,d}(t)$	V
ΔU_{ctrl}	Dynamische Abweichung durch Zweipunktreglerprinzip (AGC)	V
$\Delta U_{ctrl,max}$	Maximale Änderung von $U_{ctrl,AGC}$ für fehlerfreie Funktion	V
ζ	Dämpfungsgrad Schwingung $\zeta = \sigma_1/\omega_0$	1
$\zeta(c)$	Dämpfungsgrad für Filter 1. Ordnung	1
$\zeta(d)$	Dämpfungsgrad für Filter 2. Ordnung	1
η_{AM}	Verhältnis von Leistung Signal mit BB-Information, zu Leistung Gesamtsignals bei AM	1
η_{PA}	Wirkungsgrad des PA-Verstärkers (P_o/P_{PA})	1
$\eta_{PA,all}$	Wirkungsgrad PAs mit Pufferverstärker und Stromspiegel	1
$\eta_{PA,all,max}$	$\eta_{PA,all}$ bei Leistungsanpassung	1

$\eta_{PA,all,real}$	$\eta_{PA,all}$ unter Betrachtung parasitärer Widerstände	1
$\eta_{PA,real}$	η_{PA} unter Betrachtung parasitärer Widerstände	1
κ_m	Krümmung (Mechanik)	rad/m
$\kappa_{m,max}$	Maximal mögliche Krümmung	rad/m
σ	Dämpfungsterm (Realteil komplexe Frequenz p)	1/s
σ_1	Dämpfungsterm freie Schwingung (Betrag Realteil Polstelle)	1/s
$\sigma_{1,p}$	Dämpfungsterm freie Schwingung Parallelschwingkreis	1/s
$\sigma_{1,s}$	Dämpfungsterm freie Schwingung Serienschwingkreis	1/s
$\sigma_{i,n}$	Erwartungswert Rauschspannung Eingang	V
$\sigma_{i,n,d}$	Erwartungswert differenzielle Rauschspannung SDEM-Eingang	V
σ_m	mechanische Spannung	Pa
$\sigma_{m,b}$	Biegefestigkeit (Mechanik)	Pa
$\sigma_{m,E}$	Elastizitätsgrenze (Mechanik)	Pa
$\sigma_{m,max}$	Maximal auftretende mechanische Spannung	Pa
$\sigma_{m,max,IC}$	Maximal auftretende mechanische Spannung gedünnter IC	Pa
$\sigma_{o,n,SDEM,d}$	Erwartungswert differenzielle Rauschspannung SDEM-Ausgang	V
$\tau_{ctrl,VGA}$	Zeitkonstante Verstärkungsregler im Empfänger	s
φ_B	Winkel Balken	rad
$\varphi_{part,p}$	Phasenverschiebung von $u_{part,p}(t)$	rad
$\varphi_{part,s}$	Phasenverschiebung von $i_{part,s}(t)$	rad
φ_R	Phasenrand	°
$\varphi_{R,(c)}$	Phasenrand für Filter nach Abb. 2.7 (c)	°
$\varphi_{R,(d)}$	Phasenrand für Filter nach Abb. 2.7 (d)	°
ϕ	Phasenlage eines periodischen Signals	rad
$\phi_{e,i}$	Eingangsbezogene Regelabweichung	rad
$\phi_{e,i,\infty}$	Statische, Eingangsbezogene Regelabweichung	rad
$\phi_{e,i,\phi_{ref}}$	Eingangsbezogene Regelabweichung durch Steuergröße	rad
$\phi_{e,i,D_{CP}}$	Eingangsbezogene Regelabweichung durch D_{CP}	rad
$\phi_{e,i,D_{div/PD}}$	Eingangsbezogene Regelabweichung durch $D_{div/PD}$	rad
$\phi_{e,i,D_{osc}}$	Eingangsbezogene Regelabweichung durch D_{osc}	rad
$\phi_{e,i,D_{Vc}}$	Eingangsbezogene Regelabweichung durch D_{Vc}	rad
ϕ_n	Phasenjitter	rad
$\phi_{n,osc,ref}$	Von der Referenz bewirkter RMS-Phasenjitter am PLL-Oszillator	rad
ϕ_{osc}	Phasenlage Oszillatorfrequenz	rad
$\phi_{osc,div}$	Phasenlage geteilte Oszillatorfrequenz	rad
ϕ_{ref}	Phasenlage Referenzfrequenz	rad
Ψ	Spektrale Rauschleistungsdichte	s rad ²
ω	Kreisfrequenz periodisches Signal	rad/s
ω_0	Eigenfrequenz Schwingkreis im ungedämpften Fall	rad/s
$\omega_{0,min}$	Minimal gefordertes ω_0	rad/s

$\omega_{0,(c)}$	Eigenfrequenz geschlossene Regelschleife ungedämpften Fall mit Filter 1. Ordnung	rad/s
$\omega_{0,(d)}$	Eigenfrequenz geschlossene Regelschleife ungedämpften Fall mit Filter 2. Ordnung	rad/s
ω_1	Eigenfrequenz Schwingkreis im schwach gedämpften Fall (Betrag Imaginärteil Polstellen)	rad/s
$\omega_{1,p}$	Eigenfrequenz <i>RLC</i> -Parallelschwingkreis im schwach gedämpften Fall	rad/s
$\omega_{1,s}$	Eigenfrequenz <i>RLC</i> -Serienschwingkreis im schwach gedämpften Fall	rad/s
ω_{3dB}	3 dB-Grenzfrequenz	rad/s
$\omega_{3dB,\phi_{ref,(c)}}$	3 dB-Grenzfrequenz $G_{\phi_{ref,(c)}}$	rad/s
$\omega_{3dB,PLL}$	3 dB-Grenzfrequenz der PLL	rad/s
$\omega_{3dB,PLL,(c)}$	3 dB-Grenzfrequenz der PLL mit Filter 1. Ordnung	rad/s
$\omega_{3dB,PLL,(d)}$	3 dB-Grenzfrequenz der PLL mit Filter 2. Ordnung	rad/s
ω_{BB}	Basisband-Kreisfrequenz (sinusförmiges Signal)	rad/s
ω_H	Quasistatischer Haltebereich einer PLL (<i>hold-in range</i>)	rad
ω_L	Fangbereich PLL (<i>lock range</i>)	rad
ω_{LO}	Trägersignal-Kreisfrequenz (Lokaloszillator)	rad/s
ω_{n0}	Kreisfrequenz spektral konzentriertes Rauschsignal	rad/s
ω_{n1}	Knickfrequenz der ersten Nullstelle (Bode-Diagramm)	rad/s
ω_{ni}	Kreisfrequenzen verteilte Rauschsignale ($i = 1 \dots n$)	rad/s
ω_{p1}	Knickfrequenz erste Polstelle	rad/s
ω_{p2}	Knickfrequenz zweite Polstelle	rad/s
ω_{PI}	Ziehbereich einer PLL (<i>pull-in range</i>)	rad
ω_{PO}	Grenze zum Ausrastbereich (<i>pull-out range</i>) PLL	rad
ω_r	Resonanzkreisfrequenz	rad/s
ω_{ref}	Referenz-Kreisfrequenz ($\hat{=} 2\pi \cdot f_{ref}$)	rad/s
ω_T	Transit-Kreisfrequenz (Betrag $\stackrel{!}{=} 1$)	rad/s
$\omega_{T,(c)}$	Transit-Kreisfrequenz offene Regelschleife, Filter 1. Ordnung	rad/s
$\omega_{T,(d)}$	Transit-Kreisfrequenz offene Regelschleife, Filter 2. Ordnung	rad/s

Andere Buchstaben:

$\mathcal{L}_{PLL,RFQ}$	Phasenrauschen VCO durch Referenz hervorgerufen	dB/Hz
\mathcal{L}_{VCO}	Phasenrauschen VCO	dB/Hz

Zusammenfassung

Drahtlose Kommunikationssysteme erfreuen sich heutzutage weiter Verbreitung in unterschiedlichsten Bereichen und auch die Entwicklung flexibler Elektronik auf Folien schreitet immer weiter voran, da sich durch deren geringe Dicke und mechanische Flexibilität neue Anwendungsfelder eröffnen, welche häufig im Bereich der Sensorik zu finden sind. Für den zugehörigen Datenaustausch ist für flexible, autarke Systeme eine drahtlose Kommunikation erforderlich, wobei gebräuchliche drahtlose Kommunikationssysteme weder für Foliensysteme optimiert, noch in jedem Fall darin einsetzbar sind. Weiterhin sind dem Autor bisher keine vollständig biegbaren drahtlosen Kommunikationsschnittstellen bekannt.

Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit eine biegbare drahtlose Kommunikationsschnittstelle für zwei Anwendungsdemonstratoren in Sensorfoliensystemen mit Dicken von ca. 150 – 300 μm vorgestellt. Die Umsetzung beinhaltet ein Konzept, welches ohne lokale Frequenzreferenz auskommt, ein anwendungsspezifisches Protokoll sowie die Implementierung der entsprechenden Empfänger und Sender auf physikalischer Ebene als integrierte Schaltung (IC). Der IC nimmt einen Schwerpunkt der Arbeit ein. Um eine maximale Biegebarkeit des ICs zu realisieren, wird eine Dicke von 10 – 20 μm angestrebt, wofür eine speziell dünnbare CMOS-Sea-of-Gates-Technologie mit minimaler Strukturgröße von 500 nm eingesetzt wird.

In Kapitel 3 findet eine Systemauslegung statt. Nach Vorstellung der Anwendungsdemonstratoren für Greiffinger und Sicherheitstüren wird eine genauere Definition der Ziele und Spezifikationen durchgeführt. Außerdem werden vom Foliensystem herrührende Randbedingungen betrachtet, welche einerseits, wie die fehlende Referenz, von prinzipieller Natur sind und andererseits von der Strukturgröße und Art der Sea-of-Gates-Technologie verursacht werden. Anschließend wird das Konzept der Referenzübertragung vorgestellt und es werden passend zu Anwendung und Rahmenbedingungen die ISM-Frequenzbänder bei 27 und 868 MHz ausgewählt. Weiterhin wird untersucht, ob verfügbare Protokolle für die Kommunikation eingesetzt werden können und es wird ein speziell für biegbare Systeme und die Anwendungen entwickeltes Protokoll mit sehr geringen Latenzen vorgestellt und mit den vorhandenen Protokollen verglichen. Schließlich findet sich eine Systemübersicht. In Kapitel 4 werden der Aufbau und die Realisierung der Referenztakt- und Datenempfänger bei 27 MHz mit Vorverstärker, Verstärkungsregelkreis, Demodulation, Dekodierung und limitierendem Verstärker vorgestellt. Zudem werden Simulations- und Messergebnisse gezeigt und diese mit kommerziell erhältlichen Empfängern verglichen.

Kapitel 5 zeigt den Aufbau des 868 MHz ASK Senders, welcher aus einer Phasenregelschleife und einem modulierbaren Ausgangsverstärker besteht. Anhand von Simulations-

und Messergebnissen wird die prinzipielle Funktion verifiziert und es wird der Einfluss des Empfangssignalpegels auf das Ausgangsspektrum untersucht. Im Anschluss findet sich eine Zusammenfassung und ein Vergleich mit anderen Sendern im 868 MHz ISM-Band. In Kapitel 6 sind Ergebnisse des Gesamtsystems gezeigt. Dabei wird die drahtlose Kommunikation auf Basis des anwendungsspezifischen Protokolls mit dem entwickelten IC vorgestellt. Dies geschieht zunächst in starrer Umgebung und später auf einem Folien-System. Es kann gezeigt werden, dass die Anforderungen aus Kapitel 3 eingehalten werden und eine Kommunikation auch in gebogenem Zustand möglich ist. Damit stellt das entwickelte Kommunikationssystem nach Kenntnis des Autors die erste vollständig mechanisch flexible drahtlose Schnittstelle mit aktivem Sender dar.

Die Ergebnisse der Arbeit werden schließlich im letzten Kapitel zusammengefasst und mit bekannten Systemen verglichen. Dort wird auch ein Ausblick gegeben.

Abstract

Wireless communication systems are nowadays used in all kinds of areas. Because of their small thickness and mechanical flexibility, flexible electronics on foils are strongly developing in parallel offering new fields of applications especially in sensing. For flexible, autarkic systems, furthermore, a wireless interface is required. But common wireless systems are neither optimized for bendable systems, nor are they always applicable. Additionally, to the best knowledge of the author, no entirely bendable, wireless interfaces are known.

Therefore, a bendable wireless communication interface for two sensor-foil-system-demonstrators with thicknesses of approx. 150–300 μm is presented in this thesis. The thesis describes a concept which works without a local frequency reference, an application-specific protocol as well as the implementation of respective receivers and a transmitter in the physical layer as an integrated circuit (IC). The IC forms an emphasis of the thesis. To make the IC highly bendable, a thickness of 10–20 μm is desired. To achieve this, a specially thinned CMOS-Sea-of-Gates-Technology with a minimum structure length of 500 nm is used.

In Chapter 3 a closer look at the system is taken. After a presentation of the application demonstrators for grippers and safety doors, the goals and requirements of the system are defined in more detail. Afterwards, constraints are specified, which arise partly from the concept, like the missing frequency reference, and partly from the structure length and nature of the used Sea-of-Gates technology. Furthermore, the concept of the reference transmission is explained and the 27 and 868 MHz ISM-frequency bands are chosen because of their suitability for the application scenarios and constraints. Subsequently, common wireless protocols are examined regarding their applicability in the system and a special protocol for bendable systems and the given application scenarios with very low latencies is presented and compared with the existing ones. Finally, a system overview is given.

In Chapter 4, the structure and circuits of the reference and data receiver at 27 MHz with preamplifier, automatic gain control, demodulator, decoder and limiting amplifier are presented. Moreover, simulation and measurement results are shown and compared with commercially available receivers.

Chapter 5 shows the structure and circuits of the 868 MHz ASK-transmitter, which mainly consists of the phase-locked loop and a modulatable amplifier. The functionality in general as well as the influence of the receiver-signal level on the spectrum are examined by simulation and measurement results. Finally, a summary and comparison with other 868 MHz ISM-band transmitters can be found.

In the system results in Chapter 6, the wireless communication with the developed application-specific IC and protocol is presented. At first, the communication is shown in a rigid environment and later on a foil-system. It can be shown that the requirements from Chapter 3 are fulfilled and that the communication is also possible in the bent condition. With these results, the developed communication system is – to the best knowledge of the author – the first fully bendable wireless interface with active transmitter.

The results of the thesis are summed up in the last Chapter, compared with known systems and an outlook is given.

1 Einführung

In den letzten Jahrzehnten ist eine enorme Zunahme an Geräten mit drahtloser Kommunikation, deren Auswirkungen mittlerweile weit in unseren Alltag hineinreichen, zu verzeichnen. Über die drahtlose Kommunikation werden unsere Mobiltelefone heute als Kommunikationsplattform, Wissensquelle, Navigationsgerät und auch Bezahlungsmittel genutzt. Weiterhin wird drahtlose Kommunikation beispielsweise zur Überwachung des Gesundheitszustands von Personen, zur Identifikation von Waren und Vieh und für vieles mehr eingesetzt [1].

Die weltweite Anzahl an Geräten mit drahtlosen Verbindungen überstieg bis zum Jahr 2016 die Anzahl an Menschen auf dieser Erde; weitere Steigerungen sind zu erwarten [2, 3, 4]. Neben abnehmender Größe und verringertem Energiebedarf liegen die Gründe für dieses starke Wachstum in den immer geringeren Kosten, welche durch höhere Integration und Stückzahlen erzielt werden, sowie in den neuen Anwendungen und Geschäftsmodellen im sogenannten Internet der Dinge (IoT). So fallen unter den Bereich des IoT beispielsweise die Kommunikation von Maschinen zu Maschinen (M2M) mit der Kommunikation zwischen Automobilen (V2V) sowie zwischen Automobilen und der Infrastruktur (V2I) oder anderen Verkehrsteilnehmern (V2X), die Kommunikation zwischen Sensorknoten und Steuerungs- und Regelungssystemen sowie die Kommunikation von intelligenter und tragbarer Elektronik (*Wearables*) mit den entsprechenden Gegenstellen. Zwar machen Smartphones und Tablets im Jahr 2017 noch den Hauptteil der mobilen Geräte aus, doch wird erwartet, dass die drahtlos verbundenen Geräte aus dem Bereich des IoT bereits in wenigen Jahren die Mehrzahl darstellen werden [5]. Dies ist immer noch aktuell, auch wenn sich ältere Schätzungen namhafter Unternehmen von 50 Mrd. IoT-Geräten bis zum Jahr 2020 bis hin zu sogar einer Bio. Geräte im Jahr 2015 als deutlich zu hoch erwiesen haben [6].

Eine ebenfalls bedeutende Entwicklung ist im Bereich von mechanisch flexibler Elektronik zu verzeichnen. Solche biegbaren Elektronikprodukte sind für viele Anwendungsgebiete wie beispielsweise medizinische Produkte, Sensoren, Mensch-Maschinen-Schnittstellen, Displays, Energiewandlungssysteme und fälschungssichere Personenidentifikation interessant. Im Bereich der flexiblen Elektronik wird daher in den nächsten Jahren ebenfalls ein starkes Wachstum erwartet [7]. Aufgrund der hoch entwickelten chemischen Industrie, des Maschinenbaus, der Drucktechnik und der vielen öffentlichen Forschungseinrichtungen, besitzt Deutschland in diesem Bereich ein großes Potenzial [8].

Eine logische Schlussfolgerung aus den beiden oben genannten Entwicklungen ist die Entwicklung und Realisierung mechanisch flexibler drahtloser Schnittstellen ohne starre Komponenten. Insbesondere in Bereichen wie Sensorik, tragbarer Elektronik und der Medizintechnik wird diese Entwicklung gewünscht und benötigt. Allerdings werden durch

die mechanische Flexibilität besondere Herausforderungen an die Elektronik und dabei insbesondere auch an die drahtlose Datenübertragung gestellt. Diese werden in Kapitel 3 näher erläutert.

1.1 Stand der Technik

Entsprechend der weit verbreiteten Nutzung drahtloser Schnittstellen zur Datenkommunikation sind heute eine Vielzahl an Standards und Protokollen sowie Realisierungsformen vorhanden, welche durch abweichende Konzepte und Spezifikationen unterschiedliche Stärken und Schwächen aufweisen.

Für eine bidirektionale Datenschnittstelle erfolgt eine Datenübertragung gewöhnlich zwischen zwei Seiten mit aktivem Sender. Unter gewissen Bedingungen kann jedoch eine der zwei Seiten passiv realisiert werden, wobei – ähnlich wie beim Radar – die veränderbare Rückstrahlung des Objekts ausgewertet wird. Dadurch kann der Aufbau der passiven Seite, wie bei RFID-Etiketten, stark vereinfacht werden, was jedoch insbesondere die Reichweite und Funktionalität der passiven Seite stark begrenzt. Die zurückgestrahlte Leistung reduziert sich hier, anders als bei aktiven Sendern, mit der vierten Potenz des Abstandes [9].

Es gibt eine Vielzahl an Realisierungsformen solcher RFID-Etiketten, welche für unterschiedliche Frequenzen und Anwendungen bestimmt sind. Einige Unternehmen stellen auch mechanisch flexible RFID-Etiketten her [10, 11, 12, 13].

Für viele Anwendungen kommen allerdings aufgrund der erforderlichen Reichweite und Komplexität lediglich Übertragungskonzepte mit aktiven Sendern auf beiden Seiten in Frage. Daher werden RFID-Etiketten im Rahmen dieser Arbeit nicht näher betrachtet. Bislang sind dem Autor hingegen nur wenige Versuche bekannt, eine mechanisch flexible aktive Drahtlosschnittstelle zu realisieren. So wurde im EU-Projekt Interflex [14] von 2010 bis 2013 ein kommerzieller Sender des Unternehmens Melexis auf eine Dicke von 25 μm gedünnt und in ein Foliensystem eingebettet. Für dessen Funktion ist jedoch – wie für fast alle aktiven Sender – ein starrer Schwingquarz als lokale Frequenzreferenz (RFQ) im Foliensystem erforderlich.

Weiter kündigte Fujitsu Laboratories im Jahr 2015 an, ein Bluetooth Low Energy (BLE) Modul mit 2,5 mm Dicke in einem elastischen Silikonsubstrat zu entwickeln [15], welches bislang jedoch nicht als Produkt umgesetzt wurde. Auch dieses Modul benötigt aber einen Schwingquarz und damit prinzipiell starre Komponenten und ist mit 2,5 mm zusätzlich vergleichsweise dick. Die Energie für die Datenübertragung soll hierbei über eine Solarzelle zur Verfügung gestellt werden.

Im Jahr 2019 stellte die israelische Firma Wiliot, welche aus dem inzwischen zu Qualcomm gehörenden IC-Entwurfshaus Wilocity hervorgegangen ist, ein Sensorelement ohne Batterie mit BLE Kommunikation vor [16]. Dabei ist das Sensor- und Antennenelement zwar biegsam, nicht jedoch das IC-Modul für die Kommunikation.

Bislang ist dem Autor keine vollständig biegbare aktive Drahtlosschnittstelle ohne starre Komponenten bekannt.

1.2 Ziele dieser Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist es daher, die Möglichkeiten zur Realisierung einer vollständig mechanisch flexiblen aktiven drahtlosen Datenschnittstelle für Foliensysteme zu untersuchen und eine Realisierungsform zur Demonstration umzusetzen. Dabei soll auf alle starren Komponenten verzichtet werden. Dies stellt eine Herausforderung dar, da jede reale Schaltung Prozessschwankungen unterliegt und für das Einhalten entsprechender Frequenzbänder eine exakte RFQ benötigt wird. Diese RFQ wird meist durch einen starren Quarzkristall gebildet. Auf diese Problematik wird in den Abschnitten 3.2.1.3, 3.3.1 und 3.3.4 näher eingegangen. Die Demonstration soll anhand von zwei industriellen Anwendungsbeispielen, nämlich einem Greifer aus Kunststoff und einer Sicherheitstüre, erfolgen, welche in Abschnitt 3.1.1 näher beschrieben werden. Dabei wird durch kurze Latenzen auch auf die Echtzeitfähigkeit der Kommunikation für Anwendungen in Regelschleifen eingegangen. Dies wird z. B. auch für den Mobilfunkstandard der 5. Generation (5G) gefordert.

Um die schaltungstechnische Umsetzung der Schnittstelle flächen- und energieeffizient realisieren zu können, soll diese in Form einer integrierten Schaltung (*integrated circuit*, IC) mit komplementären Metal-Oxid-Halbleiter-(MOS)-Feldeffekttransistoren (FET) realisiert werden. Damit die Mikrochips anschließend eine ausreichende mechanische Flexibilität besitzen und in ein Foliensystem integriert werden können, müssen sie nach der Fertigung entsprechend gedünnt werden [17].

Um hierfür besonders dünne Mikrochips herstellen zu können, soll eine spezielle Dünnungsmethode angewendet werden. Dabei werden vor der IC-Fertigung die Prozessschritte ChipFilmTM, und im Anschluss die Prozesse Pick, Crack&PlaceTM des Instituts für Mikroelektronik Stuttgart (IMS CHIPS) verwendet. Diese sind zunächst nur in Verbindung mit der entsprechenden Technologie verfügbar, welche bereits vorkonfektionierte MOSFETs beinhaltet (*Gate-Array, Sea-of-Gates*) und eine minimale Strukturgröße von 500 nm aufweist. Diese Technologie mit ihren Eigenschaften wird im Rahmen der Randbedingungen in Abschnitt 3.2.2 vorgestellt.

Da detailliertere Messungen von ICs unter Biegungen spezielle Apparaturen benötigen und in näherem Zusammenhang mit der Technologie anzusiedeln sind, wird hierbei auf andere Quellen wie [18, 19] verwiesen. Die dabei für die Zieltechnologie gewonnen Erkenntnisse werden im Rahmen dieser Arbeit beachtet. Im Rahmen dieser Arbeit werden lediglich prinzipielle Nachweise der Biegsbarkeit erbracht.

1.3 Gliederung

Im zweiten Kapitel werden Grundlagen der drahtlosen Kommunikation vorgestellt, wobei neben Realisierungsformen, Kriterien und Übertragungsprotokollen insbesondere auf die physikalische Übertragung sowie die zugehörigen benötigten Schaltungskomponenten eingegangen wird.

Im dritten Kapitel wird eine Auslegung des Systems durchgeführt, wozu zunächst eine genauere Definition der Ziele dieser Arbeit erfolgt. Hierbei werden auch die Beispielanwendungen vorgestellt, für welche die drahtlose Kommunikation realisiert werden soll und aus welchen die Spezifikationen abgeleitet werden. Weiter werden die Randbedingungen der Realisierung vorgestellt. Anschließend wird ein Konzept und Protokoll für die Datenübertragung entwickelt und schließlich ein Systemüberblick aus Sicht der drahtlosen Kommunikation vorgestellt.

Die Kapitel 4 und 5 beschreiben den detaillierten schaltungstechnischen Aufbau des drahtlosen Empfängers und Senders und vergleichen diese mit kommerziell erhältlichen und wissenschaftlich veröffentlichten Realisierungen.

In Kapitel 6 sind die Systemergebnisse beschrieben.

Schließlich findet in Kapitel 7 eine Zusammenfassung mit Systemvergleich statt und es wird ein Ausblick geboten.

Ergänzende Materialien zu den Kapiteln finden sich in den Anhängen, wobei Simulations- und Messergebnisse den Schwerpunkt bilden.

2 Grundlagen drahtloser Kommunikation

2.1 Entwicklungen drahtloser Kommunikation

Abb. 2.1 zeigt einige wesentliche Entwicklungen im Bereich der drahtlosen Kommunikation von der Entdeckung der Induktion bis hin zur heutigen Verbreitung mobiler Geräte, ohne dabei auf optische Übertragungsverfahren wie Rauchzeichen, oder später optische Telegraphen, einzugehen.

Nachdem ab 1904 mithilfe der gelegten Grundlagen von Maxwell und Hertz erste erfolgreiche Datenübertragungen über größere Strecken durchgeführt werden konnten, entwickelte sich die Technik bezüglich Funktionalität und Mobilität schnell weiter und konnte unterschiedliche Anwendungen finden [20, 21].

Die Erzeugung der elektromagnetischen Wellen wurde zu Beginn über eine Funkenstrecke realisiert, von welcher auch der im deutschsprachigen Raum oft verwendete Begriff „funken“ stammt. Da hierbei jedoch nur abklingende Schwingungen realisierbar waren, konnte eine kontinuierliche Übertragung, und damit auch eine Übertragung der Sprache, erst mit der Erfindung der Elektronenröhre als Hochfrequenz-(HF)-Verstärker erfolgen, wodurch sich Sendetechniken deutlich veränderten. Die Elektronenröhre blieb mit ihren Weiterentwicklungen bis zur Erfindung des Bipolartransistors (BJT) durch Bardeen, Brattain und Shockley im Jahr 1948 der allorts eingesetzte HF-Verstärker.

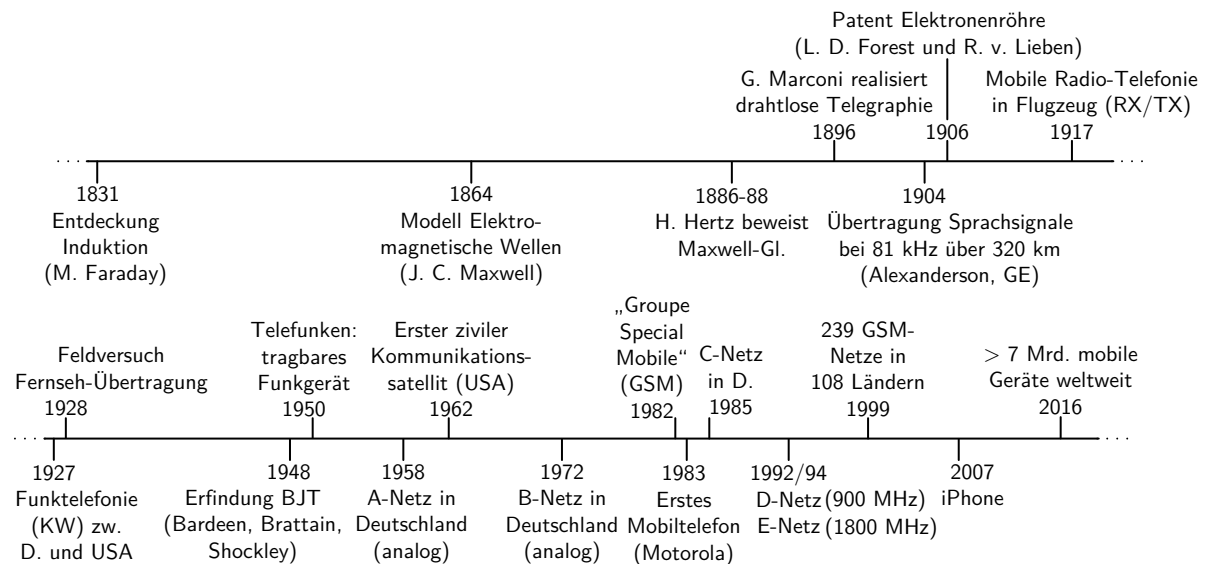


Abb. 2.1: Entwicklungen der drahtlosen Kommunikation über der Zeit. [20, 21, 22, 23]

Die Erfindung der BJTs, und die in den 60er-Jahren entdeckte Realisierungsmöglichkeit der MOSFETs mit dotiertem Silizium, brachte durch die geringe Baugröße, reduzierte Verlustleistung und Integrierbarkeit wiederum eine enorme Veränderung für den Aufbau der Übertragungssysteme mit sich, sodass wenige Jahren später bereits deutlich kleinere und mobilere Lösungen ermöglicht wurden [20, 21]. Bis heute ist daher die drahtlose Kommunikation in den allermeisten Fällen mit der Verwendung von ICs verbunden.

Der große Nutzen der drahtlosen Kommunikation kann auch daran erkannt werden, dass nach Entdeckung oder Erfindung eines Meilensteins jeweils nur wenige Jahre bis zur Umsetzung und großflächigen Verbreitung vergingen. Die Anzahl der Geräte und Realisierungsformen, die Mobilität und die Datenrate nehmen dabei seit vielen Jahren immer weiter zu, wohingegen die Baugröße und der Energiebedarf stetig abnehmen. Der derzeitige Höhepunkt wird dabei durch die große Verbreitung der Mobiltelefone gebildet, für welche sich viele Anwendungsgebiete erschlossen haben.

2.2 Kriterien für drahtlose Verbindungen

Verschiedene Kriterien sind für den Einsatz drahtloser Verbindungen entscheidend. Im Folgenden sind einige davon aufgelistet [24]:

- Entfernung, Ausgangsleistung, Link-Budget
- Datenrate und Bandbreite
- Leistung bzw. Energie
- Zuverlässigkeit, Robustheit, Interferenz, Koexistenz
- Latenz
- Topologie, Verbindungsart, Anzahl Geräte
- Sicherheit
- Kompatibilität
- Benutzbarkeit

Da bei einer Realisierung nicht alle der teils widersprüchlichen Kriterien berücksichtigt werden können, haben sich eine Vielzahl an unterschiedlichen Konzepten, Protokollen und Übertragungsarten mit sich unterscheidenden Auslegungen und Schwerpunkten entwickelt.

2.3 Anwendungsgebiete

Zunächst soll eine grobe Einteilung der drahtlosen Kommunikation hinsichtlich der Anwendungen erfolgen, da diese einen großen Einfluss auf die technische Realisierung mit sich bringen.

Tab. A.1 zeigt eine solche Einteilung. Die Anwendungen unterscheiden sich dabei unter anderem in Bezug auf die Anzahl der Adressaten, die Senderichtungen, die Reichweiten und die Netztopologien.

Für die Zielanwendung mechanisch flexibler, drahtloser Netzwerke kommen insbesondere die meist in unlicenzierten Frequenzbändern betriebenen Großraumnetze (WWAN), lokale Netze (WLAN) und personale Netze (WPAN) mit ihrer Vielzahl an Übertragungsmethoden und -protokollen, sowie die in Abschnitt 1.1 beschriebenen RFID-Etiketten in Frage. Bei diesen Netzwerktypen ist ein ausreichender Freiraum für die Form der Realisierung vorhanden. Im Folgenden wird daher hauptsächlich auf diese Netzwerke eingegangen, wobei RFID-Etiketten aufgrund deren eingeschränkter Reichweite nicht näher betrachtet werden.

2.4 Übertragungsprotokolle

Drahtlose Netzwerke können weiterhin hinsichtlich der Übertragungsprotokolle unterteilt werden. Wie bei komplexen Kommunikationssystemen üblich, wird dabei zwischen verschiedenen Kommunikationsebenen unterschieden.

2.4.1 Kommunikationsebenen

Insbesondere für drahtgebundene Übertragungssysteme wurde von der internationalen Organisation für Normung (ISO) in den 80er Jahren ein Verbindungsmodell für offene Systeme (*Open Systems Interconnect*, OSI)-Referenzmodell eingeführt, bei welchem sieben Ebenen oder Schichten definiert werden [22]. Die Protokolle sind dabei auf unterschiedlichen Ebenen definiert.

Die unterste, physikalische Ebene (*Physical Layer*, PHY) gibt dabei vor, wie Daten physikalisch übertragen werden und führt mit (De-)Modulation, Verstärkung und (HF-)Filterung die eigentliche Datenübertragung durch. Auch eine Leitungskodierung kann hier angesiedelt werden.

Darüber befindet sich eine Datensicherungsschicht (*Data Link Layer*, DLL) welche für den zuverlässigen Transport von Daten zwischen zwei Knoten verantwortlich ist. Die Datensicherungsschicht besteht aus einer Unterebene für die Medienzugriffssteuerung (*Medium Access Control*, MAC) und für die logische Verbindungskontrolle (*Logical Link Control*, LLC).

In der MAC wird der Zugriff der Kommunikationsteilnehmer auf den physikalischen Kanal gesteuert, wobei auch eine Adressierung der Daten und eine Zuordnung in Datenrahmen (*frames*) erfolgt. Dabei erfolgt meist auch eine Kanalkodierung oder zyklische Redundanzprüfung (*Cyclic Redundancy Check*, CRC), wodurch die Erkennung und ggf. Korrektur bestimmter Fehler ermöglicht wird.

Die LLC vereinheitlicht die Schnittstellen der unterschiedlichen Medienzugriffsverfahren und definiert, ob vor einem Datenaustausch eine Verbindung aufgebaut wird und ob bzw. wie Daten nach dem Erhalt bestätigt oder neu angefordert werden. Wie in Tab. 2.1 werden nach dem in IEEE 802.2 spezifizierten Standard drei LLC Typen unterschieden. Wird in der LLC keine Bestätigung durchgeführt, kann dies auf höheren Ebenen erfolgen.

Tab. 2.1: LLC Typen nach IEEE 802.2 Überblick. [22]

LLC Typ	1	2	3
Verbindungsaufbau für Datenaustausch	✗	mit Auf- und Abbau	✗
Bestätigung für Erhalt von Paketen	✗	✓	✓

Anschließend folgen die Vermittlungsschicht (*Network Layer*), durch welche die Kommunikation auch zwischen nicht direkt verbundenen Knoten stattfinden kann und die Transportschicht (*Transport Layer*), welche die unteren transportorientierten Schichten und die oberen anwendungsbezogenen Schichten entkoppelt.

Die anwendungsorientierten Schichten steuern schließlich die Verbindungen (*Session*

Layer), führen ein einheitliches, systemunabhängiges Datenformat ein (*Presentation Layer*) und definieren die Datenschnittstelle zu den Anwendungen (*Application Layer*).

Auch wenn das ISO/OSI Referenzmodell ursprünglich für die drahtgebundene Kommunikation entworfen wurde, werden die Schichten hier für die grobe Orientierung verwendet.

2.4.2 Etablierte Protokolle

Die meisten Protokolle sind für eine oder mehrere, spezielle Anwendungen, wie beispielsweise die Sprachübertragung, Sensornetze mit geringen Daten, die Heimautomatisierung oder die Verwendung mit Nanogeneratoren, ausgelegt oder haben sich daraus entwickelt. Die Protokolle sind dabei unterschiedlich weit entwickelt und besitzen abweichende Bekanntheit und Marktrelevanz. Damit ein Protokoll zum Standard wird, sollten zumindest Realisierungen mehrerer Unternehmen existieren und neben dem Vorhandensein von Anwendungsprofilen auf höherer Ebene, auch Qualifikations- und Kontrollmechanismen vorhanden sein. [24]

In den Tabellen A.2 und A.3 werden etablierte und bekannte Übertragungsprotokolle für Drahtlosnetzwerke (WWAN, WLAN, WPAN) mit zugehörigen Eigenschaften dargestellt. Den Schwerpunkt bilden dabei, wie in Tab. A.3 zu sehen, die für die Anwendung relevanten Kenngrößen der PHY, der MAC und der LLC. Die Bandbreite (BW) entspricht hierbei nicht der in der Elektrotechnik üblichen 3 dB-BW, sondern wird je nach Frequenzband unterschiedlich definiert.

Eigenschaften wie die Zuverlässigkeit, die mögliche Anzahl der Knoten, die Sicherheit, sowie die Kompatibilität unterschiedlicher Systeme, welche maßgeblich auf höheren Ebenen definiert werden, sind nicht angegeben. Die Kosten von Realisierungen mit den entsprechenden Protokollen bleiben zunächst unberücksichtigt. Die beidseitige Datenübertragung (Duplex) wird bei den meisten Protokollen über eine zeitliche Einteilung bei derselben Frequenz realisiert (*Time Division Multiplex*, TDD bzw. Halb-Duplex) bzw. findet nicht statt. Ein echter Duplex in Form von Verwendung unterschiedlicher Frequenzen (*Frequency Division Multiplex*, FDD) kommt bei keinem der gezeigten Protokolle zum Einsatz.

Für mobile und autonome Systeme ist für eine lange Batterielebensdauer insbesondere die Leistungs- bzw. Energieaufnahme relevant. Der Energiebedarf ist dabei nicht nur vom verwendeten Protokoll, sondern auch von der technischen Umsetzung, meist den entsprechenden ICs, abhängig. Eine besonders energieeffiziente Datenübertragung findet u. a. über die Protokolle und Realisierungen von ANT, Z-Wave und EnOcean mit den zugehörigen Realisierungen statt [24].

Bei Anwendungen in Regelschleifen kann ebenfalls eine kurze Latenz bzw. Gesamtverzögerung vonnöten sein.

2.5 Physikalische Übertragung

Da der Übertragungskanal Atmosphäre nur eine begrenzte räumliche Parallelisierung erlaubt, aber zeitgleich möglichst viele Übertragungen stattfinden sollen, haben sich im Lauf der Zeit unterschiedliche Konzepte entwickelt.

2.5.1 Modulationsarten

Daten werden nicht direkt übertragen (d. h. im Basisband, BB), sondern einem harmonischen Signal bei höherer Frequenz aufmoduliert. Durch diese Modulation lässt sich die Übertragung im Kanal zum einen vielfach parallelisieren und zum anderen können Antennen und andere Strukturen bei höheren Frequenzen maßgeblich verkleinert werden, wiewohl die Ausbreitungsdämpfung mit höherer Frequenz meist zunimmt.

Es können unterschiedliche Eigenschaften des harmonischen Signals, wie Amplitude (AM), Frequenz (FM) oder Phase (PM) moduliert werden. Die Modulation kann weiterhin kontinuierlich (analog) oder in diskreten Schritten (digital) erfolgen. Die digitale Modulation wird dabei meist „Umtastung“ (*shift keying*, SK) genannt.

2.5.1.1 Amplitudenmodulation

Beispielhaft soll die Amplitudenmodulation (AM) betrachtet werden, da diese im Rahmen der Arbeit zum Einsatz kommt. Wird das Basisbandsignal $u_{\text{BB}}(t)$ mit einem Gleichanteil überlagert und mit dem Trägersignal $u_{\text{LO}}(t)$ gemischt bzw. multipliziert, so entsteht das amplitudenmodulierte Signal $u_{\text{AM}}(t)$.

$$u_{\text{AM}}(t) = u_{\text{BB}}(t) \cdot u_{\text{LO}}(t) = \hat{U}_{\text{LO}} \cos(\omega_{\text{LO}} t) \left(1 + \frac{\hat{U}_{\text{BB}}}{\hat{U}_{\text{LO}}} \cos(\omega_{\text{BB}} t) \right) \quad (2.1)$$

Definiert man nun den Modulationsgrad $m_{\text{A}} = \hat{U}_{\text{BB}}/\hat{U}_{\text{LO}}$ und wendet die Beziehung $\cos(a) \cos(b) = \frac{1}{2} [\cos(a - b) + \cos(a + b)]$ an, so erhält man:

$$u_{\text{AM}}(t) = \hat{U}_{\text{LO}} \left(\cos(\omega_{\text{LO}} t) + \frac{m_{\text{A}}}{2} [\cos([\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{BB}}]t) + \cos([\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{BB}}]t)] \right) \quad (2.2)$$

Das Verhältnis von maximaler und minimaler Amplitude zur Trägeramplitude ist in (2.3) gezeigt. Das Verhältnis von maximaler zu minimaler Amplitude $K_{\text{U,AM}}$ wird in (2.4) mit dem Modulationsgrad m_{A} in Beziehung gebracht, sowie umgekehrt:

$$\frac{\hat{U}_{\text{max}}}{\hat{U}_{\text{LO}}} = \frac{\hat{U}_{\text{LO}} + \hat{U}_{\text{BB}}}{\hat{U}_{\text{LO}}} = 1 + m_{\text{A}} \quad ; \quad \frac{\hat{U}_{\text{min}}}{\hat{U}_{\text{LO}}} = \frac{\hat{U}_{\text{LO}} - \hat{U}_{\text{BB}}}{\hat{U}_{\text{LO}}} = 1 - m_{\text{A}} \quad (2.3)$$

$$K_{\text{U,AM}} = \frac{\hat{U}_{\text{max}}}{\hat{U}_{\text{min}}} = \frac{\hat{U}_{\text{LO}} + \hat{U}_{\text{BB}}}{\hat{U}_{\text{LO}} - \hat{U}_{\text{BB}}} = \frac{1 + m_{\text{A}}}{1 - m_{\text{A}}} \quad \text{und} \quad m_{\text{A}} = \frac{K_{\text{U,AM}} - 1}{K_{\text{U,AM}} + 1} \quad (2.4)$$

Das Verhältnis von der Leistung des Signals mit BB-Information, zur Leistung des gesamten Signals beträgt:

$$\eta_{\text{AM}} = \frac{2 \left(\frac{m_{\text{A}}}{2} \right)^2}{2 \left(\frac{m_{\text{A}}}{2} \right)^2 + 1} = \frac{m_{\text{A}}^2}{m_{\text{A}}^2 + 2} \quad (2.5)$$

Abb. 2.2 (a) zeigt $u_{AM}(t)$ mit \hat{U}_{LO} und \hat{U}_{BB} für $K_{U,AM} \approx 2$ bzw. $m_A \approx 1/3$ und $\frac{f_{LO}}{f_{BB}} = 30$. In Abb. 2.2 (b) sind die zugehörigen Beträge der spektralen Leistungsdichtefunktionen $|S_{BB}(f)|$, $|S_{LO}(f)|$ und $|S_{AM}(f)|$ schematisch zu sehen, wenn die jeweiligen Spannungen an einer Widerstandslast anliegen. Das Basisbandsignal wird dabei einmal durch eine Cosinus-Schwingung und einmal durch ein beliebiges Signal mit begrenzter BW (gestrichelt) gebildet. Es ist zu erkennen, dass bei der AM im HF-Bereich die doppelte BB-BW benötigt wird. Aus Gl. (2.5) ist weiterhin ersichtlich, dass das Informationssignal, abhängig von m_A , meist nur einen geringen Anteil an der gesamten Signalleistung ausmacht.

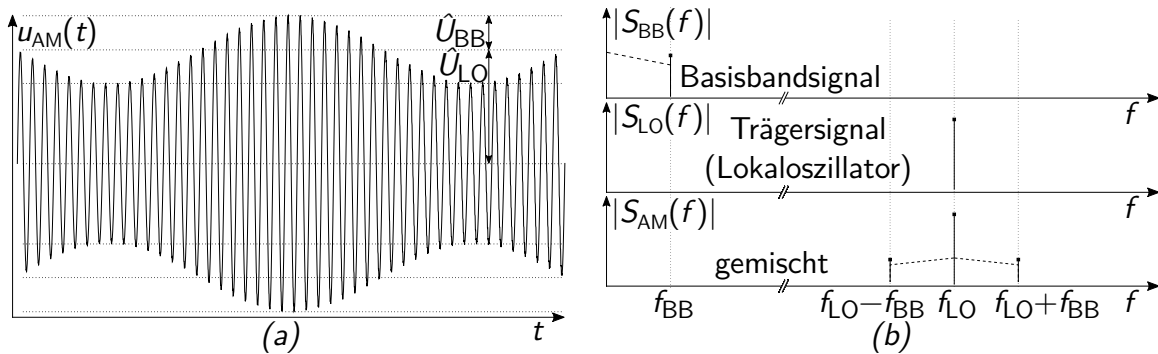


Abb. 2.2: (a): AM-Signal über Zeit. (b): Spektraldichtefunktionen mit sinusförmigem und beliebigem Signal.

2.5.1.2 Weitere Modulationsarten

Entsprechende Definitionen können auch für andere Modulationsarten durchgeführt werden. Ähnlich wie bei der AM wird auch bei der PM die doppelte BB-BW im HF-Bereich benötigt und bei der FM abhängig vom Modulationsindex zusätzlich mehr.

Wichtige Eigenschaften von Modulationsarten sind die mögliche Datenrate bezogen auf die BW des Frequenzbands, die Energieeffizienz sowie die Störungsresistenz und der Implementierungsaufwand.

Zur verbesserten Ausnutzung des Frequenzbereichs und zur Steigerung der Energieeffizienz durch Vermeidung der doppelten BW im HF-Bereich kann z. B. eine Einseitenbandmodulation oder Quadraturamplitudenmodulation (QAM) eingesetzt werden, welche im Grunde genommen Mischformen der Grundmodulationsarten darstellen. Bei der Einseitenbandmodulation wird dabei das zweite Seitenband des Trägers unterdrückt, wohingegen bei der QAM zusätzliche Daten übertragen werden.

Weitere Realisierungsformen effizienter Modulationsverfahren sind Mehrträgermodulationsverfahren (MCM), bei welchen die Daten eines Senders zeitgleich auf mehreren Trägersignalen übertragen werden. Ein Beispiel hierfür ist das orthogonale Frequenzmultiplexverfahren (OFDM). Hierbei werden die zu übertragenden Daten auf mehrere Symbole aufgeteilt und jedes Symbol wird bei einer eigenen Trägerfrequenz übertragen. Der Abstand zwischen den Trägern ist bei OFDM relativ klein und in Bezug auf die Symboldauer so gewählt, dass eine Orthogonalität der Symbole im Frequenzbereich entsteht. Aufgrund der vielen Träger und relativ langen Symboldauern, bietet OFDM

Vorteile bezüglich der Intersymbolinterferenz (ISI), welche insbesondere bei Mehrwegeausbreitungen, wie sie oft bei drahtloser Datenübertragung auftritt, Probleme bereiten kann. Bei rechteckiger Symbolform im Zeitbereich erhält man bei OFDM durch die vielen Unterträger zusätzlich rechteckigere Frequenzverläufe als bei Einträgermodulationen. Allerdings liegt bei MCM meist ein hoher Scheitelfaktor vor, d. h., dass die Spitzenleistung des Signals im Vergleich zur mittleren Leistung (*Peak to Average Power Ratio*, PAPR) sehr hoch liegen kann, was zu geringen Effizienzen des Leistungsverstärkers (PA) führt.

Der Vergleich der Modulationsarten ergibt, dass die Grundmodulationsarten AM, FM und PM grundsätzlich nur ungefähr die halbe spektrale Effizienz zu komplexeren Modulationsarten aufweisen können und zusätzlich Energie in Form des Trägers übertragen, dabei jedoch einfachere Realisierungsformen besitzen.

In dieser Arbeit ist einerseits eine große Energie im Trägersignal erwünscht und andererseits muss bei Modulationsarten, welche die Phasenlage einbeziehen, eine entsprechend exakte RFQ zur Verfügung stehen. Die AM gilt bezüglich Störungen zwar als besonders anfällig, da es durch Signale mit ähnlicher Frequenz zu Interferenzen kommen kann, allerdings sind im Gegensatz zu FM und insbesondere PM die Anforderungen an die RFQ geringer und bei der FM wird bei großem Modulationsgrad zusätzliche BW benötigt.

2.5.2 Frequenzbereiche

Prinzipiell könnte der gesamte Spektralbereich für die Datenübertragung verwendet werden, jedoch sind nicht alle Frequenzen gleichermaßen geeignet. Zunächst gibt es dabei physikalische Einschränkungen:

So reduziert sich einerseits die empfangbare Leistungsdichte durch die sogenannte Freiraumdämpfung quadratisch mit der Frequenz. jedoch durch einen gesteigerten Antennengewinn Andererseits ist auch die Dämpfung der Atmosphäre sowie von Materialien und Gegenständen frequenzabhängig. Da die Wellenausbreitung ebenfalls von der Wellenlänge abhängt, sind bei geringeren Frequenzen Ausbreitungen deutlich außerhalb von Sichtverbindungen möglich, wohingegen diese mit steigender Frequenz zunehmend unmöglich werden.

Im Gegensatz dazu nimmt jedoch die verfügbare BW und damit die mögliche Datenrate bei höheren Frequenzen stark zu und meist verringert sich die erforderliche Baugröße der verwendeten Komponenten. Zusätzlich ist ein größerer Antennengewinn realisierbar. Neben den physikalischen Randbedingungen wird die Nutzung der Frequenzen zu allermeist hoheitlich reguliert. Jeder Staat bestimmt daher, wie die Frequenzen im jeweiligen Land genutzt werden dürfen. Die Regulierungsbehörden verkaufen, verpachten oder verschenken die Rechte zur Nutzung von Frequenzbereichen an Unternehmen oder Einrichtungen und weisen den unterschiedlichen Anwendungen Frequenzbereiche zu. Große Frequenzbereiche sind daher von Anwendungen wie Rundfunk, Mobilfunk, Funk für Einsatzkräfte und vielem mehr reserviert.

Daher gibt es nur wenige Frequenzbänder, deren Nutzung kostenfrei ist und welche für allgemeine Anwendungen zugelassen sind. Zu diesen zählen Frequenzbänder für die industrielle, wissenschaftliche und medizinische Nutzung (*Industrial, Scientific, Medical; ISM*), sowie für Geräte zur Kurzstreckenkommunikation (*Short Range Devices, SRD*). Die jeweiligen Bereiche können unter Beachtung gewisser Randbedingungen wie beispielsweise der verwendeten BW und Sendedauern genutzt werden. Aufgrund der freien Verfügbarkeit haben sich hier eine Vielzahl an Anwendungen angesammelt.

2.5.3 Zugriffsverfahren

Da das Übertragungsmedium nur einfach vorhanden ist, müssen sich die Teilnehmer die begrenzt zur Verfügung stehenden Übertragungsbereiche miteinander teilen. Zur zeitgleichen Nutzung der drahtlosen Kommunikation durch mehrere Teilnehmer müssen entsprechende Mehrfachzugriffsverfahren, oder auch Multiplexverfahren, angewendet werden. Im einfachsten Fall können unterschiedliche Funksysteme räumlich so weit von einander entfernt werden, dass sie sich nicht gegenseitig stören (Raummultiplex, *Space Division Multiple Access, SDMA*). Beim Mobilfunk entspricht dies unterschiedlichen Basisstationen (BS). Ebenfalls kann wie bei MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) über mehrere phasenverschobene Signale eine Richtwirkung und damit eine räumliche Trennung erzielt werden.

Eine andere Möglichkeit ist, das verfügbare Frequenzband in kleinere Unterbänder zu unterteilen. In jedem Unterband können dabei zeitgleich Daten übertragen werden (Frequenzmultiplex, *Frequency Division Multiple Access, FDMA*). FDMA wird beispielsweise beim Mobilfunk der vierten Generation (4G) bei der Verbindung vom Mobilteil zur BS (*uplink*) eingesetzt.

Ein weiterer Ansatz ist die zeitliche Aufteilung der Sendebereiche. Hierbei wird jedem Teilnehmer ein bestimmter Zeitbereich zur Kommunikation zugeteilt (Zeitmultiplex, *Time Division Multiple Access, TDMA*).

Ebenfalls möglich ist es, die BW eines Signals durch Multiplikation mit einer schnelleren Codefolge im Spektralbereich zu spreizen. Sind unterschiedliche Codefolgen orthogonal zueinander, so können gleichzeitig unterschiedliche Signale im selben Frequenzbereich übertragen werden. (Codemultiplex, *Code Division Multiple Access, CDMA*). Bei CDMA können Signale z. T. auch unter dem Rauschpegel übertragen werden. Eine Übertragung ist dann nur mit Kenntnis des Codes erkennbar. CDMA wird u. a. beim Mobilfunkstandard der dritten Generation (3G) und bei globalen Positionsbestimmungssystemen eingesetzt (z. B. *Global Positioning System, GPS; Galileo*).

Bezüglich elektromagnetischer Wellen können orthogonale Polarisierungen v. a. bei fest installierten Funksystemen zur Verdopplung der Datenrate verwendet werden.

Bei jedem der genannten Multiplexverfahren können weitere Details spezifiziert werden, sodass jeweils Unterarten existieren.

2.6 Schaltungstechnische Realisierungsformen

2.6.1 Grundstrukturen von Sendern und Empfängern

Die Grundfunktion des Senders (TX) bei der drahtlosen Datenübertragung ist die Modulation des Signals auf einen Träger (Abschnitt 2.5.1), die des Empfängers (RX) die Demodulation. Außerdem sind zum Ausgleich der Signaldämpfung bei der Übertragung jeweils Verstärker notwendig. Während Modulation und Demodulation prinzipiell ähnlich ablaufen können, gibt es zwischen RX und TX grundlegende Unterschiede beim geforderten Dynamikbereich und bei den Signalleistungen.

Zur Modulation bzw. Demodulation sind unterschiedliche Ansätze möglich. Entweder erfolgt die (De-)Modulation direkt in den, bzw. von dem, gewünschten HF-Bereich, oder die Zielfrequenz wird über eine oder mehrere Zwischenfrequenzen erreicht. Im ersten Fall spricht man von direkter (De-)Modulation (*Direct Conversion*), bzw. einer homodynen Struktur, im zweiten Fall von einer Überlagerungsstruktur ((super)heterodyn).

Nach der Modulation bzw. vor der Demodulation erfolgt meist eine Filterung zur Entfernung von unerwünschten Bändern, sowie zur Vorverzerrung bzw. Entzerrung des Signals. Daher bietet die Verwendung von Zwischenfrequenzen Vorteile bzgl. der Wiederverwendbarkeit sowie Einstellbarkeit der Komponenten bei unterschiedlichen Trägerfrequenzen und vereinfacht den Filteraufbau weiterhin massiv.

Bei komplexen Modulationsarten folgt eine weitere Datenverarbeitung.

Um Schaltungen in großen Stückzahlen, günstig und klein herstellen zu können, sind ICs erforderlich. Daher werden drahtlose Schnittstellen meist mit ICs realisiert und die entsprechenden Architekturen sind für eine hohe Integrierbarkeit ausgelegt. Im Folgenden nehmen für ICs optimierte Strukturen daher den Schwerpunkt ein.

2.6.2 Kernfunktionalität Sender

Die Aufgaben des TX auf der PHY sind die Modulation inklusive Erzeugung eines Trägerfrequenzsignals, das Verstärken des Ausgangssignals auf den gewünschten Sendepiegel sowie die Anpassung an die Antenne und bei Bedarf eine weitere Filterung.

Wichtige Qualitätskriterien sind die Genauigkeit der erzeugten Trägerfrequenz, die spektrale Formung des Signals mit geringen Störungen im Bereich anderer Frequenzbänder sowie die Effizienz bzgl. Bandbreite und Energie. Die Energieeffizienz wird insbesondere bei modernen Technologieknoten maßgeblich durch den Leistungsverstärker definiert.

2.6.3 Kernfunktionalität Empfänger

Die Aufgaben des RX sind auf der PHY das Herausfiltern des gewünschten Frequenzbereichs, die rauscharme und lineare Verstärkung sowie das Ausgleichen der extrem schwankenden Eingangspegel und anschließend die Demodulation.

Nach einem HF-Filter wird das Eingangssignal dazu bei der Implementierung mit einem rauscharmen Vorverstärker (LNA, PreAmp) verstärkt und meist zur feineren Filterung

und weiteren Verstärkung heruntergemischt. Außerdem kann eine Verstärkungsregelung erfolgen, wodurch der Pegel in einem bestimmten Bereich gehalten wird. Anschließend wird das Signal demoduliert. Je nach Empfänger kann dies bereits digital erfolgen.

2.6.4 Phasenregelschleife

Voraussetzung für das Mischen des Signals mit der HF ist eine exakte und stabile HF-Quelle. Diese wird meist mit der Hilfe von Phasenregelschleifen (*Phase Locked Loop*, PLL) aus einem langsameren Referenztakt mit möglichst geringem Jitter erzeugt.

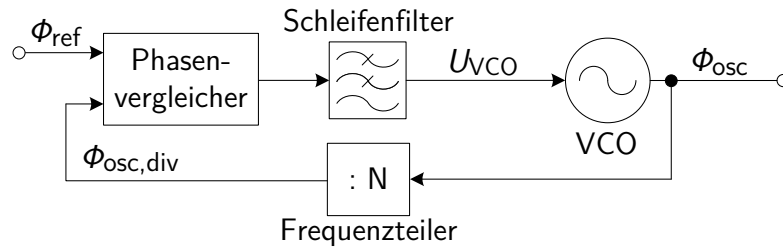


Abb. 2.3: Prinzipieller Aufbau einer Phasenregelschleife (PLL)

Abb. 2.3 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer PLL. Sie besteht aus einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO), einer vergleichenden Komponente zwischen Soll- und Istwert der Phase und einem Filter, welches aus dem Vergleichsergebnis das Steuersignal für den VCO erzeugt.

Da die Phase $\phi(t)$ abgeleitet nach der Zeit die Kreisfrequenz $\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$ ergibt, wird mit der Phase ebenfalls die Frequenz geregelt. Die später entwickelten Übertragungsfunktionen der Regelschleife sind unabhängig von den Eingangsgrößen und gelten daher für Phase und Frequenz gleichermaßen.

Aufgrund der Bedeutung der Frequenzerzeugung für viele Anwendungen gibt es unterschiedliche Realisierungsformen von PLLs mit abweichenden Schwerpunkten. So kann die Regelschleife z. B. teilweise oder vollständig analog oder digital realisiert werden. Weiterhin können unterschiedliche Schleifenfilter und Oszillatoren zum Einsatz kommen. Details sind u. a. in [25, 26, 27, 28] zu finden.

In dieser Arbeit wird lediglich auf PLLs mit VCOs, teildigitalen Phasen- bzw. Frequenzvergleichern mit Ladungspumpe am Ausgang, passiven, analogen Schleifenfiltern, sowie binärem Frequenzverhältnis zwischen Referenzfrequenz und Ausgangsfrequenz eingegangen. In den nächsten Abschnitten werden die Bausteine und anschließend das Schleifenverhalten mit seinen Eigenschaften vorgestellt.

2.6.4.1 Steuerbarer Oszillator

Beim steuerbaren HF-Oszillator kann die Frequenz abhängig von einer Steuergröße eingestellt werden. Oszillatoren werden in ICs meist, wie in Abb. 2.4 zu sehen, durch LC-Schwingkreise oder rückgekoppelte Inverterketten realisiert.

Kriterien für die Auswahl beim Entwurf sind das Phasenrauschen bzw. der Jitter des

Ausgangssignals, die Empfindlichkeit der Frequenz bzgl. der Steuergröße und damit auch der Einstellbereich, die Leistungsaufnahme und der Flächenbedarf.

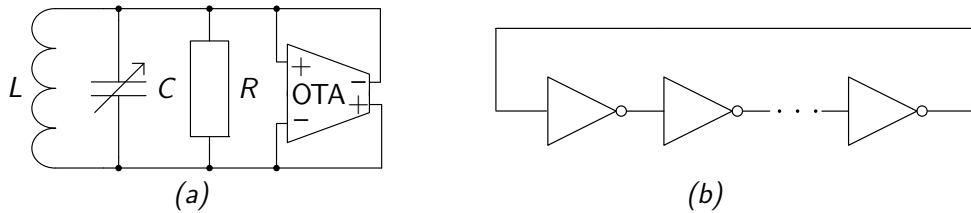


Abb. 2.4: (a): Prinzipieller Aufbau LC-Oszillator mit Transkonduktanzverstärker (OTA).
(b): Prinzipieller Aufbau Ringoszillator.

Ein minimales Phasenrauschen kann mit LC-Resonatoren erzielt werden. Es wird jedoch eine Induktivität benötigt, welche in ICs nur mit geringer Güte realisiert werden kann und verhältnismäßig viel Chipfläche einnimmt. Das Phasenrauschen hängt neben Amplitude und Temperatur auch stark von der Schwingkreisgüte und damit maßgeblich vom Wert der Induktivität und deren Güte ab [29]. Im Gegensatz dazu können Ringoszillatoren eine geringere Leistungsaufnahme besitzen und nehmen üblicherweise eine viel geringere Fläche ein [30, 31].

Bei LC-Oszillatoren wird die Frequenz typischerweise über einstellbare Kapazitäten angepasst, wohingegen bei Ringoszillatoren z. B. der Stromfluss eines Inverters eingestellt werden kann. Im Folgenden sollen ausschließlich über eine Spannung gesteuerte Oszillatoren betrachtet werden (VCOs). Deren Empfindlichkeit, bzw. Frequenzänderung $d\omega$ über der Steuerspannungsänderung du_{VCO} entspricht $K_{VCO} = d\omega/du_{VCO}$ und spielt eine wichtige Rolle für das Verhalten der Regelschleife. Der Verlauf von K_{VCO} über der Frequenz ist dabei nicht unbedingt linear und der Frequenz- und Eingangsspannungsbereich begrenzt. Daher ist K_{VCO} im Allgemeinen frequenzabhängig. K_{VCO} soll aber im Arbeitspunkt bestimmt, und zur Vereinfachung hier als konstant betrachtet werden. Ist K_{VCO} groß, so kann zwar ein größerer Frequenzbereich abgedeckt werden, aber die Empfindlichkeit gegenüber Störungen und Rauschen auf der Steuerspannung steigt ebenfalls an. K_{VCO} von Ringoszillatoren ist meist wesentlich größer als bei LC-Oszillatoren [32].

Da die Phase das zeitliche Integral über der Frequenz darstellt, bildet sich der auf die Phase bezogene Übertragungsfaktor des VCOs im Laplace-Bereich zu:

$$\frac{\partial \phi(t, u_{VCO})}{\partial u_{VCO}} = \frac{\partial \int_{-\infty}^t \omega dt}{\partial u_{VCO}} \stackrel{*}{=} \int_{-\infty}^t \frac{\partial \omega}{\partial u_{VCO}} dt \circ \bullet \frac{K_{VCO}}{p} \quad (2.6)$$

$$\text{mit } K_{VCO} = \frac{d\omega}{du_{VCO}}, \quad p = \sigma + j\omega \text{ (komplexe Frequenz)} \quad (2.7)$$

* gilt, wenn $\frac{\partial \omega}{\partial u_{VCO}}$ stetig ist und eine obere Schranke existiert

2.6.4.2 Phasenvergleich

Der Phasenvergleich zwischen Oszillatorsignal und Referenzsignal kann durch analoge Multiplizierer, XOR-Gatter, JK-Flipflops (FF) oder Phasenfrequenzdetektoren (PFD)

erfolgen. Die ersten drei Arten bilden im ausgerastetem Zustand der PLL am Ausgang eine benötigte Frequenzkomponente bei der Frequenzdifferenz, welche vom Schleifenfilter ausgefiltert werden kann. Dies führt dazu, dass die PLL bei großer Frequenzabweichung ohne weitere Maßnahmen nicht wie gewünscht bei der Zielfrequenz und -phase einrastet. Um ein Einrasten ohne zusätzliche Komponenten zu ermöglichen, wird häufig ein PFD eingesetzt. [25]

Ein PFD vergleicht die Phasen und Frequenzen der Signale typischerweise zum Zeitpunkt der steigenden Signalflanken. Auf einfache Weise kann dies mit dem in Abb. 2.5 gezeigten Zustandsautomaten mit drei Zuständen geschehen. Dabei wird ein Zustand mit einer frequenzsteigernden, ein Zustand mit einer frequenzverringern und ein Zustand mit einer neutralen Maßnahme belegt. Auf diese Weise kann der PFD theoretisch sowohl Phasen-, als auch Frequenzabweichungen in beliebiger Größe erkennen. In der Praxis wird die Qualität der Phasenerkennung durch Auftreten und Asymmetrien von Verzögerungszeiten verringert.

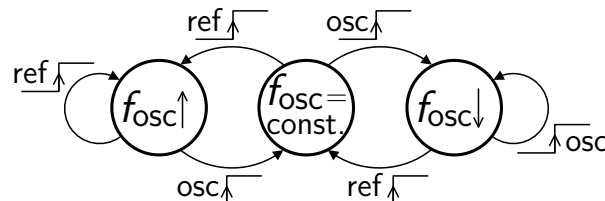


Abb. 2.5: Zustandsdiagramm eines Phasenfrequenzdetektors (PFD)

Besitzen die zwei Eingangssignale eines solchen PFDs einen Phasenversatz, so ergibt sich am Ausgang ein pulswidenmoduliertes (PWM)-Signal. Folgt im Anschluss an den PFD ein Tiefpass-(TP)-Filter mit $f_{3\text{dB,TP}} \ll f_{\text{ref}}$, so bleibt näherungsweise lediglich der Mittelwert bzw. Gleichanteil übrig, welcher den relevanten Anteil des PFD-Ausgangssignals darstellt. Abb. 2.6 (a) zeigt den Verlauf des idealen Tastgrads (TG) D_{TG} multipliziert mit der Polarität des entsprechenden Ausgangs über der Phasendifferenz $\Delta\phi_i$ am Eingang. D_{TG} besitzt einen linearen Bereich von -2π bis 2π . Anschließend wiederholt sich der positive bzw. negative Abschnitt in jeder Periode, d. h. ein Phasenfehler wird im Bereich von $\pm 2\pi$ erkannt. Die Zunahme von D_{TG} ist abschnittsweise linear.

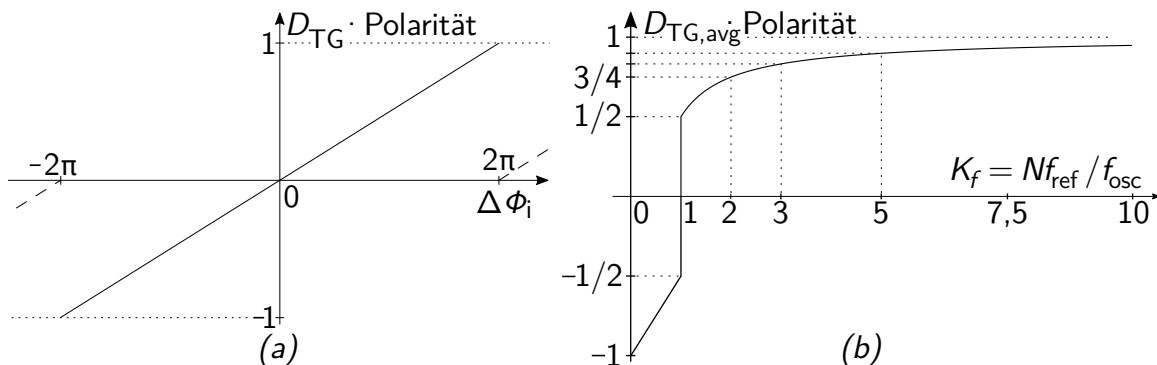


Abb. 2.6: (a): Tastgrad (TG) D_{TG} multipliziert mit Polarität des Ausgangs über Phasendifferenz am PFD-Eingang. (b): Mittlerer TG $D_{\text{TG,avg}}$ multipliziert mit Polarität über Frequenzabweichung am PFD-Eingang.

Die informationstragende Größe am PFD-Ausgang, bzw. Filtereingang wird, insbesondere bei passiven Filtern, oft über Ströme realisiert [33]. Der PWM-Strom I_{PFD} definiert dabei zusammen mit D_{TG} den mittleren Strom $I_{\text{PFD,avg}}$ und damit den Übertragungsfaktor K_{P} aus (2.8). Für den Ausgangsstrom $I_{\text{PFD,avg}}$ zum Filter gilt daher (2.9).

$$K_{\text{P}} = I_{\text{PFD,avg}}/\Delta\phi_i = I_{\text{PFD}} \cdot D_{\text{TG}}/\Delta\phi_i = I_{\text{PFD}}/2\pi \quad (2.8)$$

$$I_{\text{PFD,avg}} = K_{\text{P}}\Delta\phi_i \quad \text{für } |\Delta\phi_i| < 2\pi \quad \text{bzw.} \quad I_{\text{PFD,avg}} = K_{\text{P}}(\Delta\phi_i \bmod 2\pi) \quad (2.9)$$

Entscheidend für das Einrasten bei Frequenzabweichungen ist, dass für positive Phasendifferenzen kein negativer Strom auftritt und umgekehrt. Die Polarität wird entsprechend den Zuständen in Abb. 2.5 durch Ströme in das Filter bzw. aus dem Filter realisiert. Abb. 2.7 (a) zeigt eine entsprechende Ladungspumpe als Stromausgang des PFDs.

Abb. 2.6 (b) zeigt den zeitlich gemittelten TG $D_{\text{TG,avg}}$ über dem Frequenzverhältnis $K_f = f_{\text{ref}}/f_{\text{osc,div}} = N f_{\text{ref}}/f_{\text{osc}}$ am PFD-Eingang. Da sich die Phasenlage bei unterschiedlichen Frequenzen laufend verschiebt, schwankt auch D_{TG} um den Mittelwert $D_{\text{TG,avg}}$. Ausnahme sind feste, ganzzahlige Frequenzverhältnisse, welche in der Realität nicht dauerhaft anliegen. Ist f_{osc} nur wenig geringer als $N f_{\text{ref}}$, so verläuft D_{TG} ähnlich einer rein positiven Sägezahnfunktion, allerdings in diskreten Schritten von 0 bis 1. Es gilt also $D_{\text{TG,avg}} = 1/2$. Wird K_f größer, so nimmt die Frequenz des Schwebungs-Sägezahns zunächst zu, zur Nähe des nächsten ganzzahligen Frequenzverhältnisses jedoch wieder ab. Mit zunehmendem Frequenzverhältnis verringert sich der Betrag der rein positiven TG-Schwankung, wobei der Gleichanteil zunimmt. Bei ungefähr der doppelten Frequenz schwankt D_{TG} z. B. noch zwischen 1/2 und 1, sodass sich $D_{\text{TG,avg}} = 3/4$ einstellt. Allgemein gilt für $K_f \in \mathbb{R} \setminus \mathbb{N}$:

$$D_{\text{TG,avg}} = \frac{K_f - 1}{K_f} + \frac{1}{2K_f} = 1 - \frac{1}{2K_f} \quad \text{für } K_f = N \frac{f_{\text{ref}}}{f_{\text{osc}}} > 1 \quad (2.10)$$

$$D_{\text{TG,avg}} = 1 - \frac{K_f}{2} \quad \text{für } K_f < 1 \quad (2.11)$$

2.6.4.3 Schleifenfilter

Hinter dem PFD wird ein TP-Filter benötigt um den relevanten Gleichanteil aus dem PFD-Ausgangssignal zu gewinnen. Das Filter ist einfach konfigurierbar, wodurch die wesentlichen Schleifeneigenschaften in einem großen Bereich angepasst werden können. Das Filter kann auf unterschiedliche Weisen realisiert werden, wobei die asymptotische Stabilität der Regelschleife und ein ausreichend schnelles Abklingen von Schwingungen gewährleistet sein müssen. Prinzipiell können passive und aktive Filter eingesetzt werden, wobei aktive Filter wegen ihres zusätzlichen Rauschens nur eingesetzt werden sollten, wenn es z. B. aufgrund einer hohen Anforderung an die Schleifenverstärkung erforderlich ist [28]. Solange die zusätzliche Dämpfung bei höheren Frequenzen nicht unbedingt erforderlich ist, sollte zudem zugunsten der Stabilität eine möglichst geringe Ordnung

des Filters eingesetzt werden [25].

Im Folgenden wird daher nur auf passive Filter mit geringer Ordnung eingegangen.

Abb. 2.7 (b) zeigt ein Filter 3. Ordnung mit Spannungseingang. Besitzt das Filter einen Stromeingang, so ist der Widerstand R_1 nutzlos. Um die Ordnung gering zu halten, soll zusätzlich auf die Komponenten R_3 und C_3 verzichtet werden. Im einfachsten Fall kann entsprechend Abb. 2.7 (c) ebenfalls auf C_1 verzichtet werden. Da C_1 allerdings ohnehin durch parasitäre Komponenten vorhanden ist und bei geeigneter, nicht zu großer Dimensionierung trotz der erhöhten Filterordnung keine maßgebliche Verringerung der Stabilität bewirkt, soll sie beibehalten werden. Außerdem kann C_1 trotz geringer Größe insbesondere im eingerasteten Zustand der PLL für einen deutlich verringerten Spannungsrippel an u_o sorgen, was für einen praktikablen Einsatz des getakteten PFDs sehr vorteilhaft ist. R_2 ist aufgrund einer zusätzlichen Nullstelle für die Stabilität der Regelschleife erforderlich. Daher wird zusammen mit der in Abb. 2.7 (a) gezeigten Ladungspumpe am PFD-Ausgang häufig das in Abb. 2.7 (d) gezeigte passive Filter eingesetzt. [33]

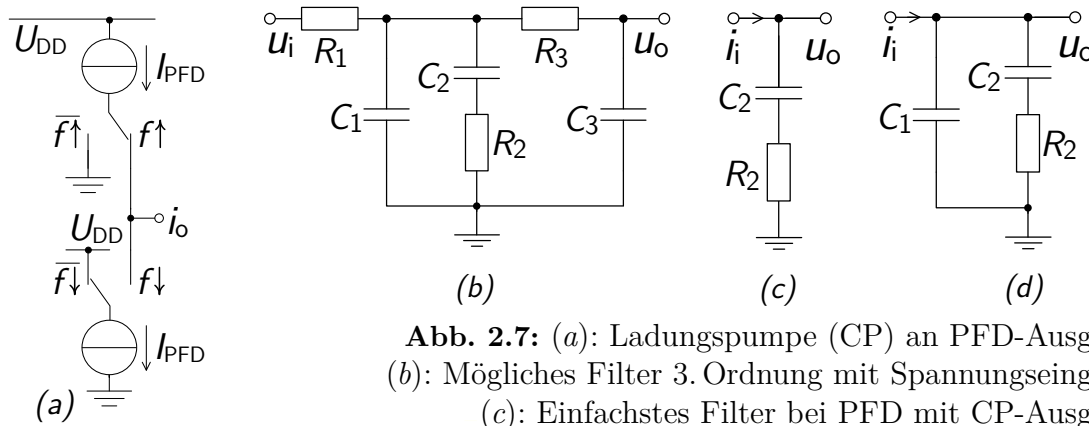


Abb. 2.7: (a): Ladungspumpe (CP) an PFD-Ausgang.
(b): Mögliches Filter 3. Ordnung mit Spannungseingang.
(c): Einfachstes Filter bei PFD mit CP-Ausgang.
(d): Häufig eingesetztes Filter für CP mit verringertem Spannungsrippel.

Gleichungen (2.12) und (2.13) zeigen die Übertragungsfunktionen der Filter aus Abb. 2.7 (c) und (d) im Laplace-Bereich für anfangs ungeladene Kapazitäten.

$$F_{F,(c)}(p) = \left. \frac{u_o}{i_i} \right|_{\text{Abb. 2.7 (c)}} = \frac{1 + pR_2C_2}{pC_2} \quad \text{mit} \quad p_1 = 0; \quad n_1 = -\frac{1}{R_2C_2} \quad (2.12)$$

$$F_{F,(d)}(p) = \left. \frac{u_o}{i_i} \right|_{\text{Abb. 2.7 (d)}} = \frac{1 + pR_2C_2}{p(C_2 + C_3 + pR_2C_2C_3)} \quad (2.13)$$

mit $p_1 = 0; \quad p_2 = -\frac{1}{R_2C_2} - \frac{1}{R_2C_3}; \quad n_1 = -\frac{1}{R_2C_2}$

2.6.4.4 Schleifenverhalten

Abb. 2.8 zeigt eine PLL mit Eingangs- bzw. Steuergröße $\phi_{\text{ref}}(p)$, Regelgröße $\phi_{\text{osc}}(p)$ und unterschiedlichen Störgrößen $D_x(p)$. Das Übertragungsverhalten $\tilde{G}_0(p)$ der an einer beliebigen Stelle geöffneten Schleife bei $\phi_{\text{ref}}(p) = 0$ und $D_x(p) = 0$ wird in (2.14) definiert.

Dabei entspricht das Verhalten des PFDs demjenigen im eingerasteten Zustand. Die Regelschleife regelt zunächst Fehler von $\phi_{\text{osc}}(p)$ aus, dennoch sollen Störeinflüsse an anderen Knoten zum besseren Verständnis betrachtet werden.

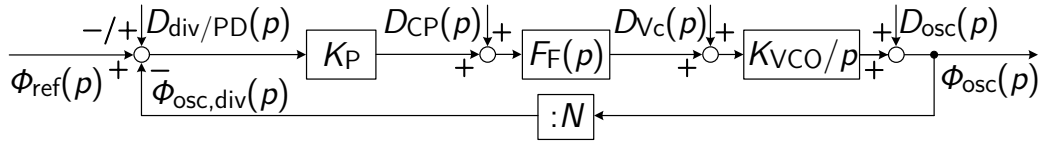


Abb. 2.8: Blockdiagramm der PLL mit Laplace-Übertragungstermen.

$$\tilde{G}_0(p) = -G_0(p) = -\frac{K_P \cdot F_F(p) \cdot K_{\text{VCO}}}{N \cdot p} = -\frac{Z_0(p)}{N_0(p)} \quad (2.14)$$

Wird die Schleife geschlossen, so folgt für $\phi_{\text{osc}}(p)$:

$$\begin{aligned} \phi_{\text{osc}}(p) &= N G_0(p) \left[\phi_{\text{ref}}(p) \mp D_{\text{div/PD}}(p) + \frac{D_{\text{CP}}(p)}{K_P} - \frac{\phi_{\text{osc}}(p)}{N} \right] + \frac{K_{\text{VCO}} D_{\text{Vc}}(p)}{p} + D_{\text{osc}}(p) \\ \Rightarrow \phi_{\text{osc}}(p) &= \frac{N G_0(p)}{G_0(p) + 1} \left[\phi_{\text{ref}}(p) \mp D_{\text{div/PD}}(p) + \frac{D_{\text{CP}}(p)}{K_P} \right] + \frac{K_{\text{VCO}} D_{\text{Vc}}(p)/p + D_{\text{osc}}(p)}{G_0(p) + 1} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Die Übertragungsfunktionen der geschlossenen Schleife ergeben sich daher zu:

$$G_{\phi_{\text{ref}}}(p) = \mp G_{D_{\text{div/PD}}}(p) = K_P G_{D_{\text{CP}}}(p) = \frac{N G_0(p)}{G_0(p) + 1} = \frac{N Z_0(p)}{Z_0(p) + N_0(p)} \quad (2.16)$$

$$G_{D_{\text{osc}}}(p) = \frac{1}{G_0(p) + 1} = \frac{N_0(p)}{Z_0(p) + N_0(p)}; \quad G_{D_{\text{Vc}}}(p) = \frac{K_{\text{VCO}} N_0(p)/p}{Z_0(p) + N_0(p)} \quad (2.17)$$

Es ist zu erkennen, dass bei einer Phasenregelschleife nach Abb. 2.8 die Ordnung von $G(p)$ aufgrund der Polstelle des VCOs immer der Ordnung von $F_F(p) + 1$ entspricht. Dies gilt auch für $G_{D_{\text{Vc}}}(p)$, da sich eine Nullstelle des Zählers hebt.

Für die Filter aus Abb. 2.7 (c) und (d) ergibt sich für die offene Schleife:

$$G_{0,(c)}(p) = K_{0,(c)} \frac{p + \omega_{n1}}{p^2} \quad \text{mit } \omega_{n1} = \frac{1}{R_2 C_2}; \quad K_{0,(c)} = R_2 K_0; \quad K_0 = \frac{K_P K_{\text{VCO}}}{N} \quad (2.18)$$

$$G_{0,(d)}(p) = K_{0,(d)} \frac{p + \omega_{n1}}{p^2 [p + \underbrace{\omega_{n1} (C_2/C_3 + 1)}_{\omega_{p2} = \omega_{n1} K_C}]} \quad \text{mit } K_{0,(d)} = \frac{K_0}{C_3}; \quad K_C = C_2/C_3 + 1 \quad (2.19)$$

Transitfrequenz geöffnete Regelschleife

Eine wichtige Eigenschaft der offenen Regelschleife ist die Transitfrequenz ω_T , bei welcher $|G_0(p = j\omega)|$ auf 1 abgefallen ist. ω_T wird später für die Dimensionierung der Bauteilwerte benötigt und stellt weiterhin eine Abschätzung für $f_{3\text{dB,PLL}}$ der geschlossenen Regelschleife dar. ω_0 entspricht dabei nach (2.30) und (2.32) der Eigenfrequenz der geschlossenen Regelschleife im ungedämpften Fall ($\zeta = 0$), wobei ζ der Dämpfungsgrad ist. Es ergibt sich nach Anhang C.1.1.1:

$$\left|G_{0,(c)}(p = j\omega)\right| \stackrel{!}{=} 1 \stackrel{(C.1)}{\implies} \omega_{T,(c)} = \frac{K_{0,(c)}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{\omega_{n_1}^2}{K_{0,(c)}^2}}} \quad (2.20)$$

$$\text{mit } \omega_{0,(c)}^2 = \frac{K_P K_{VCO}}{N C_2} \quad \text{und} \quad \zeta = \frac{\omega_{0,(c)}}{2\omega_{n_1}} \stackrel{(C.3)}{\implies} \omega_{T,(c)} = \omega_{0,(c)} \sqrt{2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^4 + 1}} \quad (2.21)$$

Für das Filter nach Abb. 2.7 (d) ergibt sich nach Anhang C.1.1.1 (2.23). Unter der zusätzlichen, stabilitätsbedingt sinnvollen Annahme, dass sich ω_T im geometrischen Mittel von ω_{n_1} und ω_{p_2} befindet ($\gamma = 1$), vereinfacht sich die Lösung zu (2.24).

$$\left|G_{0,(d)}(p = j\omega)\right| \stackrel{!}{=} 1 \quad (2.22)$$

$$\stackrel{(C.6)}{\implies} \omega_{T,(d)} = \frac{\omega_{0,(d)}}{\sqrt{2}} \sqrt{(2\zeta_{(d)})^2 - \left(\frac{\gamma}{2\zeta_{(d)}}\right)^2 + \sqrt{\left[\left(\frac{\gamma}{2\zeta_{(d)}}\right)^2 - (2\zeta_{(d)})^2\right]^2 + 4}} \quad (2.23)$$

$$\stackrel{\gamma=1}{\implies} \omega_{T,(d)} = 2\zeta\omega_{0,(d)} \quad (2.24)$$

$$\text{mit } \omega_{0,(d)}^2 = \frac{K_{0,(d)}}{K_C} = \frac{K_P K_{VCO}}{N(C_2 + C_3)}; \quad \gamma = \omega_T^2 / (\omega_{n_1} \omega_{p_2}); \quad \zeta_{(d)} = \frac{\omega_{0,(d)}}{2\omega_{n_1}} \quad (2.25)$$

Stabilität

Abb. 2.9 zeigt ein Bodediagramm der geöffneten Regelschleife für ein Filter 2. Ordnung, sowie ein vergleichbares Filter 1. Ordnung. In erster Näherung lassen sich Stabilität und Einschwingverhalten anhand des Phasenrands φ_R ablesen. Zugehörige Ortskurven mit genaueren Betrachtungen zur Stabilität sind in Abschnitt C.1.2.1 zu finden.

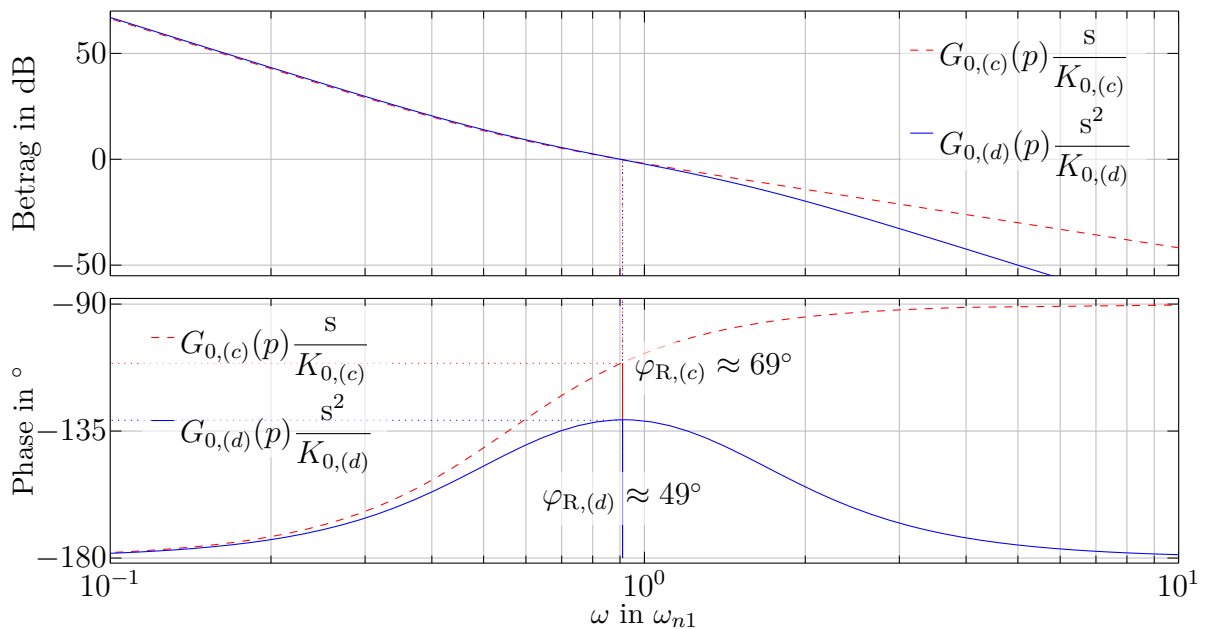


Abb. 2.9: Bodediagramm zu den Übertragungsfunktionen der geöffneten Schleifen $G_{0,(c)}(p)$ und $G_{0,(d)}(p)$. Zugehörige Ortskurven sind in Abb. C.1 zu finden.

φ_R sollte immer größer als 40° sein, für eine relativ geringe Einschwingdauer sollten 40 – 60° angestrebt werden und für einen aperiodischen Einschwingvorgang 80 – 90° . Daher ist

die durch R_2 erzeugte Nullstelle im Filter (Abb. 2.7) mit der zugehörigen Phasenhebung für die Stabilität unbedingt erforderlich. In Abb. 2.9 beträgt φ_R ca. 69° bzw. 49° . [34] Die Amplitudenreserve ist für beide Filtertypen theoretisch unendlich groß, allerdings kann φ_R bei zu hoher Verstärkungsänderung zu gering werden. Beim Filter 2. Ordnung können Zu- und Abnahme der Verstärkung kritisch sein, wohingegen die Verstärkung beim Filter 1. Ordnung beliebig groß werden darf.

Statische Regelabweichung

Neben der Stabilität stellt auch eine geringe statische, eingangsseitige Regelabweichung $\phi_{e,i,\infty}$ eine wichtige Anforderung an eine Regelschleife dar.

$$\phi_{e,i}(p) = \phi_{\text{ref}}(p) - \frac{\phi_{\text{osc}}(p)}{N} \stackrel{(2.15)}{=} \frac{G_0(p)}{G_0(p) + 1} \left[\pm D_{\text{div/PD}}(p) - \frac{D_{\text{CP}}(p)}{K_P} \right] + \frac{\phi_{\text{ref}}(p) - D_{\text{osc}}(p)/N - K_{\text{VCO}}D_{\text{Vc}}(p)/pN}{G_0(p) + 1} \quad (2.26)$$

$$\phi_{e,i,\phi_{\text{ref}}}(p) = -N\phi_{e,i,D_{\text{osc}}}(p) = G_{D_{\text{osc}}}(p) = \frac{1}{G_0(p) + 1} = \frac{N_0(p)}{Z_0(p) + N_0(p)} \quad (2.27)$$

$$\phi_{e,i,D_{\text{Vc}}}(p) = \frac{K_{\text{VCO}}\phi_{e,i,D_{\text{osc}}}(p)}{p} = \frac{K_{\text{VCO}}N_0(p)/pN}{Z_0(p) + N_0(p)} \quad (2.28)$$

$$\pm\phi_{e,i,D_{\text{div/PD}}}(p) = K_P\phi_{e,i,D_{\text{CP}}}(p) = G_{\phi_{\text{ref}}}(p) = \frac{G_0(p)}{G_0(p) + 1} = \frac{Z_0(p)}{Z_0(p) + N_0(p)} \quad (2.29)$$

Wird von einem Filter nach (2.12) und (2.13) mit Polstelle bei $p = 0$ ausgegangen, so kann im geschlossenen Kreis aufgrund der zusätzlichen Polstelle des VCOs mit dem Grenzwertsatz der Laplace-Transformation gezeigt werden, dass der Fehler für Sprünge und lineare Störungen an ϕ_{ref} , an ϕ_{osc} , im Teiler, PFD oder der Ladungspumpe für $t \rightarrow \infty$ gegen Null geht [25]. Dies gilt insbesondere für Phasen- und Frequenzsprünge an ϕ_{ref} oder ϕ_{osc} . Eine lineare Änderung der Steuerspannung könnte zwar zu einem statischen Fehler führen, doch ist das Auftreten solcher Störungen nicht zu erwarten. Daher wird $\phi_{e,i,\infty}$ im Folgenden nicht weiter beachtet. Im Allgemeinen kann jedoch eine Abwägung notwendig sein, da ein geringes $\phi_{e,i,\infty}$ oft im Widerspruch zu einem großen φ_R steht.

Geschlossene Regelschleife

Für die geschlossene Regelschleife mit dem Filter aus Abb. 2.7 (c) ergibt sich nach (2.16), (2.17) und (2.18) (2.30) bis (2.34). Dabei ist die Normierung auf die Eigenfrequenz ω_0 der geschlossenen Schleife im ungedämpften Fall ($\zeta = 0$) mit dem zugehörigen relativen Dämpfungsgrad $\zeta = \sigma_1/\omega_0$ gezeigt ((2.32), (2.33)).

$$G_{\phi_{\text{ref}}(c)}(p) = \frac{NK_{0,(c)}(p + \omega_{n_1})}{p^2 + pK_{0,(c)} + \omega_{n_1}K_{0,(c)}} = N \frac{p2\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)} + \omega_{0,(c)}^2}{p^2 + p2\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)} + \omega_{0,(c)}^2} \quad (2.30)$$

$$= \mp G_{D_{\text{div/PD}}(c)}(p) = K_P G_{D_{\text{CP}}(c)}(p) \quad (2.31)$$

$$\text{mit } \omega_{0,(c)}^2 = \frac{K_P K_{\text{VCO}}}{NC_2} \quad \text{und} \quad \zeta_{(c)} = \frac{\omega_{0,(c)}}{2\omega_{n_1}} = \frac{R_2}{2} \sqrt{\frac{K_P K_{\text{VCO}} C_2}{N}} \quad (2.32)$$

$$\implies p_{1,2} = - \left(\zeta_{(c)} \mp \sqrt{\zeta_{(c)}^2 - 1} \right) \omega_{0,(c)} \quad (2.33)$$

$$G_{D_{\text{osc}},(c)}(p) = \frac{p^2}{p^2 + p 2\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)} + \omega_{0,(c)}^2}; \quad G_{D_{\text{vc}},(c)}(p) = \frac{p K_{\text{VCO}}}{p^2 + p 2\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)} + \omega_{0,(c)}^2} \quad (2.34)$$

(2.35) und (2.36) zeigen $G_{\phi_{\text{ref}},(d)}(p)$ und $G_{D_x,(d)}(p)$ für das Filter aus Abb. 2.7 (d).

$$\begin{aligned} G_{\phi_{\text{ref}},(d)}(p) &= \mp G_{D_{\text{div/PD}},(d)}(p) = K_P G_{D_{\text{CP}},(d)}(p) \\ &= \frac{N K_{0,(d)}(p + \omega_{n_1})}{p^3 + p^2 \omega_{n_1}(C_2/C_3 + 1) + p K_{0,(d)} + \omega_{n_1} K_{0,(d)}} \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$G_{D_{\text{osc}},(d)}(p) = \frac{p G_{D_{\text{vc}},(d)}(p)}{K_{\text{VCO}}} = \frac{p^2 [p + \omega_{n_1}(C_2/C_3 + 1)]}{p^3 + p^2 \omega_{n_1}(C_2/C_3 + 1) + p K_{0,(d)} + \omega_{n_1} K_{0,(d)}} \quad (2.36)$$

Die Nullstellen von $G_{\phi_{\text{ref}}}(p)$ bleiben im Vergleich zur offenen Regelschleife unverändert. Die Polstellen ändern sich. Aufgrund deren länglicher Form werden die Polstellen mit Filter 2. Ordnung hier nicht angegeben.

Bandbreite

Prinzipiell stellt $G_{\phi_{\text{ref}}}(p)$ ein TP-Filter mit $\omega_{3\text{dB,PLL}} \approx \omega_0$ dar, wobei die Bandbreite beim Filter nach Abb. 2.7 (c) im gedämpften Fall gegeben ist durch:

$$\omega_{3\text{dB,PLL},(c)} \stackrel{\text{Anhang C.1.1.2}}{=} \omega_{3\text{dB},\phi_{\text{ref}},(c)} = \omega_{0,(c)} \sqrt{1 + 2\zeta^2 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}} \quad (2.37)$$

$\omega_{3\text{dB,PLL}}$ (2.37) und ω_T (2.21) ist in Abb. 2.10 (a) auf ω_0 normiert über ζ dargestellt. Der in Abb. 2.10 (b) dargestellte Vergleich zeigt, dass $\omega_{3\text{dB,PLL}}$, insbesondere für größere Werte von ζ durch ω_T angenähert werden kann. Dies ist hilfreich, da die analytische Lösung für $\omega_{3\text{dB,PLL}}$ mit einem Filter nach Abb. 2.7 (d) aufgrund der dritten Ordnung sehr länglich ist und hier daher nicht angegeben wird. Die Grafiken aus Abb. 2.10 sind im Anhang in Abb. C.2 bis C.4 vergrößert und mit größerem Ausschnitt dargestellt.

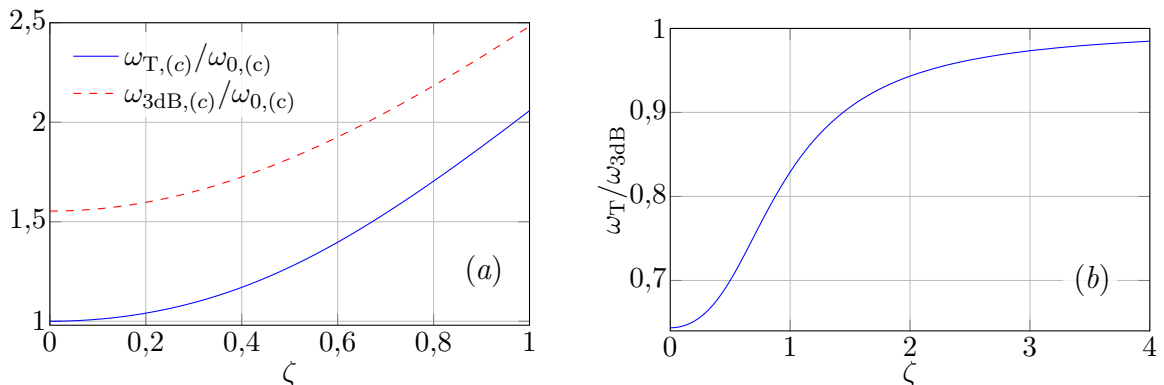


Abb. 2.10: Transitfrequenz und 3 dB Grenzfrequenz über Dämpfungsgrad bei Filter nach Abb. 2.7 (c): C.3 und C.8 über ζ .

Innerhalb der Bandbreite $\omega_{3\text{dB,PLL}}$ kann die PLL Schwankungen von ϕ_{ref} , wie sie z. B. bei einer Modulation auftreten, ohne große Abweichungen folgen. Für $G_{D_{\text{osc}}}(p)$ gilt (2.38):

$$G_{D_{\text{osc}}}(p) = 1 - G_{\phi_{\text{ref}}}(p)/N \quad (2.38)$$

Daraus folgt, dass $G_{D_{\text{osc}}}(p)$ ein Hochpassverhalten mit ähnlicher Grenzfrequenz besitzt. Folglich werden Störungen im Oszillator-Ausgangssignal im Bereich von $\approx \omega_{3\text{dB,PLL}}$ um die Mittenfrequenz in erster Näherung ausgegletet. $G_{D_{\text{Vc},(c)}}(p)$ weist ein Bandpassverhalten auf. $G_{D_{\text{div/PD},(c)}}(p)$ und $G_{D_{\text{CP},(c)}}(p)$ weisen ebenfalls ein TP-Verhalten auf, sodass Störungen – wie bei ϕ_{ref} – innerhalb der Bandbreite direkt auf den Ausgang übertragen werden.

Die Bandbreite $\omega_{3\text{dB,PLL}}$ stellt damit eine wesentliche Eigenschaft einer PLL dar und kann ungefähr im Bereich nach (2.39) gewählt werden. Bei zu großem $\omega_{3\text{dB,PLL}}$ wird das zeitkontinuierliche Modell des PFDs ungültig, wodurch das Verhalten abweicht und sich Instabilitäten ergeben können.

$$0 \text{ rad/s} < \omega_{3\text{dB,PLL}} \leq \omega_{\text{ref}}/10 \quad (2.39)$$

Mit größer werdendem $\omega_{3\text{dB,PLL}}$ nehmen Einschaltverzögerung und VCO-Phasenrauschen ab, wohingegen bei geringerem $\omega_{3\text{dB,PLL}}$ entsprechend den Störungsübertragungsfunktionen weniger Phasenrauschen aus den meisten anderen Stellen der PLL und dem Eingangssignal auf das Ausgangssignal übertragen werden. Die Leistung der Störsignale, welche z. B. durch den mit f_{ref} getakteten PFD hervorgerufen werden, nimmt mit abnehmender Bandbreite ab. Der VCO besitzt meist ein höheres $1/f$ -Rauschen als der Rest der PLL, wohingegen das thermische Rauschen geringer liegt. Dadurch bildet sich ein Schnittpunkt, welcher bezüglich des Rauschens ein optimales $\omega_{3\text{dB,PLL}}$ der PLL darstellt [28]. Die Bandbreite muss daher beim Entwurf in Anhängigkeit der Anforderungen als Kompromiss festgelegt werden.

Wird dem Eingangssignal ϕ_{ref} ein weißes, gaußförmiges Rauschen mit der spektralen Rauschleistungsdichte Ψ überlagert, so lässt sich über den Satz von Parseval zeigen, dass der RMS-Ausgangsphasenjitter $\phi_{\text{n,osc,ref}}$ über die in (2.40) gezeigte Rauschbandbreite $f_{\text{BW,n}}$ definiert ist [25]:

$$\phi_{\text{n,osc,ref}}^2 = \Psi f_{\text{BW,n}} \quad \text{mit} \quad f_{\text{BW,n,osc,ref}} = \int_0^\infty |G_{\phi_{\text{ref}}}(j2\pi f)|^2 df \quad (2.40)$$

Außerdem gilt nach [26] (2.41) woraus zusammen mit (2.40) (2.42) folgt. Für einen relativ ungestörten Einschwingvorgang sollte $\text{SNR}_{\text{osc}} > 4$ gelten.

$$\Psi = \frac{2\phi_{\text{n,ref}}^2}{f_{\text{BW,n,ref}}} \quad \text{und} \quad \phi_{\text{n}}^2 = \frac{1}{\text{SNR}} \quad (2.41)$$

$$\implies \text{SNR}_{\text{osc}} = \text{SNR}_{\text{ref}} \frac{f_{\text{BW,n,ref}}}{2f_{\text{BW,n,osc,ref}}} \quad (2.42)$$

$f_{\text{BW,n,osc,ref}}$ soll für ein minimales Rauschen am Ausgang folglich minimal sein. Für das Filter nach Abb. 2.7 (c) gilt nach [26] (2.43). Nach Anhang C.1.1.4 gilt (2.44):

$$f_{\text{BW,n,osc,ref,(c)}} \stackrel{[26]}{=} N^2 \frac{K_{0,(c)}}{4} \left(1 + \frac{\omega_{n1}}{K_{0,(c)}} \right) \stackrel{(C.2)}{=} \omega_{0,(c)} N^2 \frac{\zeta_{(c)}}{2} \left(1 + \frac{1}{4\zeta_{(c)}^2} \right) \quad (2.43)$$

$$f_{\text{BW,n,osc,ref,(d)}} \stackrel{\gamma=1:\text{(C.15)}}{=} \omega_{0,(d)} N^2 \frac{\zeta_{(d)}}{2} \frac{1 + \frac{1}{4\zeta_{(d)}^2}}{1 - \frac{1}{2^4 \zeta_{(d)}^4}} \quad (2.44)$$

Der Verlauf von $f_{\text{BW,n,osc,ref}}$ über ζ nach (2.43) und (2.44) ist in Abb. 2.11 für $N=1$ und $N=32$ gezeigt. Größere Grafiken, sowie ergänzende Ausschnitte, sind in Abb. C.5 bis C.8 zu finden. Da der Teilerfaktor N einen erheblichen Einfluss auf die Rauschbandbreite besitzt, soll er möglichst gering gehalten werden. Neben der Stabilität und Einschwingdauer sollte dieser Zusammenhang bei der Wahl von ζ beachtet werden.

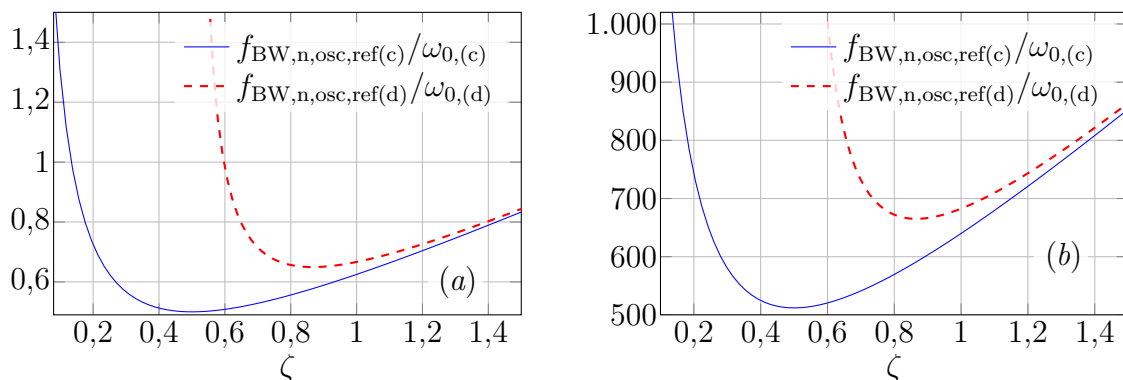


Abb. 2.11: Normierte Rauschbandbreiten $f_{\text{BW,n,osc,ref}}/\omega_0$ über Dämpfungsgrad ζ (2.43) und (2.44) bzw. (C.15). (a): $N = 1$. (b): $N = 32$.

Dämpfungsgrad

Der Dämpfungsgrad ζ bestimmt das Einschwingverhalten der PLL, wobei sich für $\zeta = 1$ der aperiodische Grenzfall und für $\zeta < 1$ der schwach gedämpfte Fall einstellen. In [25] und [26] ist $|G_{\phi_{\text{ref,(c)}}}(p = j\omega/\omega_0)|$ für unterschiedliche ζ gezeigt. Der Dämpfungsgrad ζ steht mit der Phasenreserve φ_{R} der offenen Schleife in Beziehung. Dabei gilt nach Anhang C.1.1.3:

$$\tan(\varphi_{\text{R,(c)}}) \stackrel{\text{C.9}}{=} 2\zeta_{(c)} \sqrt{2\zeta_{(c)}^2 + \sqrt{4\zeta_{(c)}^4 + 1}} \quad (2.45)$$

$$\varphi_{\text{R,(d)}} \stackrel{\text{C.11}}{=} \arctan \left[\frac{1}{1 + \gamma} \left(4\zeta_{(d)}^2 - \frac{\gamma}{4\zeta_{(d)}^2} \right) \right] \quad (2.46)$$

$$\zeta_{(d)} \stackrel{\text{C.12}}{=} \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt{(1 + \gamma) \tan(\varphi_{\text{R,(d)}}) \pm \sqrt{(1 + \gamma)^2 \tan^2(\varphi_{\text{R,(d)}}) + 4}} \quad (2.47)$$

$$\stackrel{\gamma=1}{\implies} \varphi_{\text{R,(d)}} \stackrel{\text{C.13}}{=} \arctan \left(2\zeta_{(d)}^2 - \frac{1}{8\zeta_{(d)}^2} \right) \quad \text{bzw.} \quad \zeta_{(d)} \stackrel{\text{C.13}}{=} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1 + \sin(\varphi_{\text{R,(d)}})}{\cos(\varphi_{\text{R,(d)}})}} \quad (2.48)$$

Wie sich aus Abb. 2.9 abschätzen lässt, klingen Schwingungen in den entsprechenden PLLs meist schwach gedämpft ab. Es ist zu erkennen, dass ζ bei gleichbleibendem ω_0 erhöht werden kann, indem $K_{\text{P}}K_{\text{VCO}}$ identisch zu C_2 erhöht wird. Wird weiterhin R_2 im selben Maße verringert, so bleiben die gezeigten PLL-Eigenschaften konstant.

Mit höherem ζ bzw. φ_{R} verringern sich der Betrag der Überschwingung und deren

Frequenz sowie entsprechend den Übertragungsfunktionen die Überhöhung am Rand der PLL-Bandbreite, dafür nimmt die Dämpfung des Rauschens außerhalb der PLL-Bandbreite ab und für große φ_R über 60° nimmt die Einschwingdauer stark zu. Bei den gezeigten PLL-Architekturen befindet sich φ_R zwangsläufig zwischen 0 und 90° . Eine minimale Einschwingdauer lässt sich nach [28] für ein φ_R von knapp 50° erzielen, was $\zeta_{(d)} \approx 0,8$ entspricht. Dies stellt nach Abb. 2.11 auch bezüglich des Rauschens einen guten Wert dar.

Einteilung Betriebsbereiche PLL

Die bisher gezeigten Schleifeneigenschaften sind aufgrund des PFD-Modells aus (2.9) zunächst nur für den eingerasteten Zustand gültig.

Zunächst gibt es einen Bereich, in welchem ein eingerastetes ϕ_{osc} einer quasi-statischen Änderung von $N\phi_{ref}$ folgen kann. Dies ist der sogenannte *Haltebereich* ω_H (*hold-in range*). Er ist groß, beim vorgestellten PLL-Typ theoretisch $\omega_H = \infty$, wird allerdings durch den Einstellbereich des VCOs begrenzt. Rastet die PLL in diesem Bereich aus, kann sie u. U. nicht ohne weiteres wieder einrasten.

Ändert sich ϕ_{ref} dynamisch, so rastet die PLL schneller aus. Der Frequenzsprung $N\Delta\phi_{ref}$, welcher ein solches Ausrasten bewirkt, wird daher als Grenze zum *Ausrastbereich* ω_{PO} (*pull-out range*) definiert. Bei einer PFD-PLL beträgt die Grenze für ein Filter 1. Ordnung $\omega_{PO} \approx 11,55 \omega_0 (\zeta + \frac{1}{2})$ [25].

Weiter gibt es den *Ziehbereich* ω_{PI} (*pull-in range*), in welchem ein ausgerastetes ϕ_{osc} mit der Zeit an $N\phi_{ref}$ herangezogen werden kann. Die Größe des Ziehbereichs ist meist größer als der Ausrastbereich und hängt stark vom eingesetzten Phasendetektor ab. Bei der gezeigten PLL mit PFD ist der Ziehbereich wie der Haltebereich $\omega_{PI} \rightarrow \infty$.

Der letzte Bereich ist der *Fangbereich* ω_L (*lock range*), in welchem ein ausgerastetes ϕ_{osc} ungefähr innerhalb einer Periode von ω_0 einrasten kann. Der Bereich ist der kleinste Bereich und beträgt bei einer PFD-PLL mit Filter 1. Ordnung $\omega_L \approx 4\pi\zeta\omega_0$ [25]. Die Einschwingdauer im Fangbereich beträgt $T_L \approx \frac{2\pi}{\omega_0}$.

Ziehdauer

Wird die PLL eingeschaltet, so befindet sie sich typischerweise zunächst im Ziehbereich. Da die Ziehdauer T_{PI} meist den größten Anteil an der Einschaltverzögerung der PLL aus dem Ruhezustand besitzt, soll sie im Folgenden hergeleitet werden.

Für den PFD wird dafür der in Abb. 2.6 (b) und (2.10) gezeigte Zusammenhang angenommen. Wird vom Filter aus Abb. 2.7 (c), bzw. dem Filter aus Abb. 2.7 (d) mit $C_2 \gg C_3$ ausgegangen und angenommen, dass nach einem Frequenzsprung von f_{ref} und dem folgenden Ziehvorgang der PLL an C_2 die Steuerspannung für die Zielfrequenz $f_{osc,Z}$ anliegt, so lässt sich die Ziehdauer T_{PI} bei näherungsweise konstantem K_{VCO} in Abhängigkeit der Frequenzänderung wie folgt abschätzen:

$$T_{\text{PI}} \stackrel{(2.8)}{\approx} \frac{\omega_{\text{ref}}}{\pi\omega_0^2} \left(\ln \left| \frac{f_{\text{osc},0}}{2Nf_{\text{ref}}} - 1 \right| - \ln \left(\frac{1}{2} \right) \right) \stackrel{f_{\text{osc},0}=0}{=} -\frac{\omega_{\text{ref}}}{\pi\omega_0^2} \ln \left(\frac{1}{2} \right) \approx T_{\text{PI},0} \quad (2.49)$$

Die detailliertere Herleitung ist im Anhang in Abschnitt C.1.1.5 in Gl. (C.16) zu finden. Der Zusammenhang gilt nicht genau, da der PFD-TG nur im Mittel dem verwendeten Wert entspricht. Weiterhin ist nach der berechneten Zeit zwar die Zielfrequenz erreicht, ein etwaiger Überschwinger sowie die benötigte Fangdauer bleiben jedoch unberücksichtigt. Es lässt sich erkennen, dass ω_0 und damit die Bandbreite einen entscheidenden Einfluss auf die Ziehdauer der PLL besitzt. Dass neben I_{PFD} , C_2 und K_{VCO} auch N und ω_{ref} $T_{\text{del,PLL}}$ beeinflussen, liegt an $Nf_{\text{ref}} = f_{\text{osc},Z}$, und dass hierdurch eine größere Änderung von u_{VCO} erforderlich ist. Werden lediglich I_{PFD} und K_{VCO} vergrößert oder C_2 verringert, so nimmt zwar $T_{\text{del,PLL}}$ ab, aber das Rauschen auf der Steuerspannung wirkt stärker auf das Ausgangssignal.

Zusammenfassung der Eigenschaften

In Tabelle 2.2 werden die Eigenschaften der hier beschriebenen PLL mit VCO, PFD mit Stromausgang und Filter nach Abb. 2.7 (c) zusammengefasst. Es wird angenommen, dass das Verhalten des Filters nach Abb. 2.7 (d) bei geeigneter Dimensionierung mit $C_2 \gg C_3$ sehr ähnlich ist und erst bei höheren Frequenzen durch eine zusätzliche Dämpfung abweicht.

Tab. 2.2: Parameter für PLL mit VCO, Strom-PFD und Filter Abb. 2.7 (c).

	Eigen- frequenz	Dämpf- ungsgrad	Halte- bereich	Zieh- bereich	Ausrast- grenze	Fang- bereich	Einschalt- verzögerung
Symbol	ω_0	ζ	ω_{H}	ω_{PI}	ω_{PO}	ω_{L}	T_{PI}
Wert	$\sqrt{\frac{K_{\text{P}}K_{\text{VCO}}}{NC_2}}$	$\frac{\omega_0}{2\omega_{n_1}}^*$	∞	∞	$\approx 11,55 \cdot \omega_0(\zeta + \frac{1}{2})$	$\approx 4\pi \cdot \zeta\omega_0$	$T_{\text{PI},0} \approx \frac{0,69\omega_{\text{ref}}}{\pi\omega_0^2}$ s. (2.49)
	* mit $\omega_{n_1} = \frac{1}{R_2C_2}$						

2.6.5 Referenzfrequenz

Voraussetzung für den sinnvollen Einsatz einer PLL ist eine möglichst exakte RFQ, welche im Vergleich zur HF jedoch bei einer anderen und meist deutlich geringeren Frequenz liegen kann. Sie bietet damit die Grundlage für das Einhalten der Bandspezifikationen und kann weiterhin bei anderen Schaltungskomponenten als zeitliche Referenz dienen. Meist werden hierfür geschliffene Quarzkristalle mit ihren Piezo-Eigenschaften verwendet. Je nach Aufbau und Temperaturkompensation sind so Langzeitgenauigkeiten der Frequenz von 0,1–10 ppm möglich [28].

3 Systemauslegung

3.1 Ziele und Spezifikation

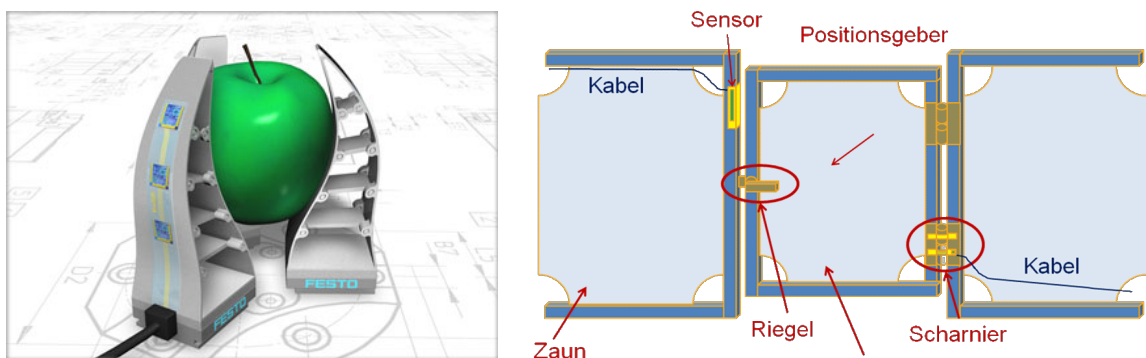
Ziel dieser Arbeit ist die beispielhafte Realisierung einer aktiven drahtlosen Datenschnittstelle für autarke Sensor-Foliensysteme (SFS). Zur Demonstration werden in Abschnitt 3.1.1 zwei beispielhafte Anwendungen vorgestellt und die drahtlose Schnittstelle wird speziell an die Anforderungen der Demonstratoren angepasst.

Die für die Demonstratoren entworfenen SFS besitzen neben der drahtlosen Datenschnittstelle, wie beispielhaft in Abb. G.1 gezeigt, weitere Komponenten wie Sensoren, eine Signalauswertung und -verarbeitung sowie ein Anzeigeelement. Weiterhin wird für eine autarke Funktion eine drahtlose Energieversorgung benötigt. In dieser Arbeit wird lediglich auf die drahtlose Datenübertragung, sowie auf die hierfür relevanten Komponenten eingegangen.

3.1.1 Anwendungsdemonstratoren

3.1.1.1 Bionischer Handling-Assistent

Abb. 3.1 (a) zeigt den Bionischen Handling-Assistenten der Firma Festo [35]. Er besteht aus weichem Kunststoff und wird pneumatisch gesteuert. Dadurch ist er relativ ungefährlich, sodass er ohne aufwendige Überwachung für die Interaktion mit Menschen eingesetzt werden kann. Zusätzlich kann er auf einfache Weise zerstörungsfrei weiche und zerbrechliche Gegenstände greifen, wodurch er sich z. B. als Erntemaschine oder das Verpacken von Obst oder Gemüse eignet.



(a) Greiffinger der Festo AG & Co. KG (Quelle: Festo) (b) Türsensor der Pilz GmbH & Co. KG (Quelle: Pilz)

Abb. 3.1: Anwendungsideen der Demonstratoren.

Mithilfe von Sensoren soll überprüft werden, ob und wo Objekte gegriffen werden. Dies soll durch Messung der mechanischen Spannung an der Oberfläche des Greifers erfolgen. Unter Kenntnis der mechanischen Eigenschaften des Greifers kann hieraus die Krümmung bestimmt werden. Durch Einteilung in unterschiedliche Abschnitte kann ebenfalls die Position eines gegriffenen Objekts bestimmt werden.

Durch die Sensorik soll zusammen mit der Steuerung und der Aktorik eine Regelschleife gebildet werden, welche eine möglichst geringe Latenz der Übertragung erfordert.

Da die Greifer nicht zu jedem Zeitpunkt in Aktion sind, sind für die unterschiedlichen Betriebszustände abweichende Anforderung gewünscht:

- Während eines ca. 250 ms andauernden Greifvorgangs sollen im Abstand von ca. 1 ms Daten von vier unterschiedlich positionierten Sensoren eines Greiffingers mit einer Auflösung von je 8 Bit übertragen werden. Zusätzlich sollen Signale von mehreren Greiffingern zeitgleich übertragen werden können.
- Wird ein Objekt nicht gegriffen, aber mit dem Greifarm transportiert, so kann die Frequenz der Datenübertragung um zwei bis drei Größenordnungen reduziert werden.
- Schließlich sind keine Sensordaten erforderlich, wenn der Greifer leer bzw. geöffnet ist oder wartet.

Die Datenübertragung soll in jedem Betriebszustand an die Anforderungen angepasst werden. Zusätzlich zu den Sensorwerten sollen Diagnosedaten, wie beispielsweise die Anzahl der Greifzyklen und der Ladezustand des Akkumulators übertragen werden. Die erforderliche Reichweite beträgt ca. 10 m.

3.1.1.2 Sicherheitstüre

Bei Sicherheitstüren ist entscheidend, dass ein Öffnen der Türe schnell und zuverlässig erkannt werden kann. Dazu soll der Zustand der Türe regelmäßig in Abständen von wenigen Millisekunden abgefragt werden. Die zu übertragende Datenmenge ist relativ gering, jedoch wird Redundanz benötigt, um eine fehlerhafte Übertragung auszuschließen. Zusätzlich sollen die Daten von mehreren Sensoren übertragen werden können, wobei zur Identifikation ebenfalls eine gewisse Datenmenge erforderlich ist. Abb. 3.1 (b) zeigt eine mögliche Realisierung eines Türsensors. Um den Zustand der Türe zu erkennen, ist zunächst geplant, SFSe am Türscharnier zu befestigen. Um den Türzustand zu erkennen, soll dabei die Krümmung im SFS gemessen werden. Es ist erforderlich, bis zu 16 Sicherheitstüren auszulesen und die geforderte Reichweite beträgt 5 m.

3.1.2 Spezifikationen drahtlose Kommunikation

Um den Entwicklungsaufwand der drahtlosen Schnittstelle zu verringern, wird eine universelle Realisierung für beide Demonstratoren verwendet. Hierzu wird, mit einigen Kompromissen, eine Übermenge der Anforderungen beider Demonstratoren gebildet und als Spezifikation in Tab. 3.1 festgehalten.

Tab. 3.1: Spezifikationen für die Datenübertragung vom SFS zur BS (S2B).

Reichweite ¹	Paket-senderate	Paket-größe	Netto Datenrate ²	Anzahl Geräte ³	Topologie	Leistungs-aufnahme
≥ 10 m	variabel, max.: ≈ 1 kSa/s	> 32 bit	> 32 kbit/s	≥ 16	Stern ⁴	minimal ⁵

¹ metallische, industrielle Umgebung

² resultiert aus Paketgröße und -Häufigkeit

³ je Basisstation (BS)

⁴ Kommunikation mit BS

⁵ kann nicht fest angegeben werden, da von Randbedingungen abhängig

Um die Kommunikation zum SFS zu testen und eine Kommunikation mit externen Komponenten zu ermöglichen, wird eine Basisstation (BS) benötigt.

Zusätzlich zur Datenübertragung vom SFS zur BS (S2B) sollen Steuerdaten von der BS zum SFS (B2S) hin übertragen werden. Dabei sollen u. a. Sensoren ausgewählt, Messungen ausgelöst, die Sendehäufigkeit variiert und Diagnosedaten angefordert werden. Die hierzu erforderlichen Werte sind in Tab. 3.2 dargestellt. Sie definieren die Paketgröße in B2S-Richtung. Für die Temperatur wird ein Bereich von -5 bis 60°C vorgegeben.

Tab. 3.2: Datenmenge für die Übertragung von der BS zum SFS (B2S).

	Auswahl Applikation ¹	Auswahl Sensor	Messung auslösen	Steuer- daten	Parität	Σ
Anzahl Bit	1	5	1	8	1	16

¹ je nach Demonstrator

3.2 Randbedingungen

Der Entwurf der drahtlosen Datenschnittstelle ist durch einige Randbedingungen eingeschränkt. Generell sind autarke Systeme in Bezug auf Energie und Leistung beschränkt und Sensorsysteme sollen oft eine geringe Größe besitzen. Weiterhin ist als wichtigste Einschränkung das mechanisch flexible Foliensystem zu nennen, in welchem lediglich sehr dünne, und damit mechanisch flexible Komponenten eingesetzt werden können. Eine wichtige Auswirkung hiervon sind die Effekte auf ICs und die Wahl des eingesetzten Technologieknotens.

3.2.1 Foliensysteme

Im Gegensatz zu starren Systemen werden Foliensysteme mechanisch flexibel realisiert und müssen hierzu relativ dünn aufgebaut sein. Die geringe Dicke ist erforderlich, da sich der minimale Biegeradius $r_{m,\min}$ in erster Näherung proportional zur Dicke verhält. Ein sehr einfacher Erklärungsansatz hierfür ist im Anhang in Abschnitt A.4 gegeben.

3.2.1.1 Aufbau

Die in den Demonstratoren eingesetzten Foliensysteme werden ähnlich wie in Abb. 3.2 aufgebaut. Die Folie kann aus unterschiedlichen Materialien und mehreren Schichten aufgebaut sein, wobei d_F im Bereich von ca. $150-250\ \mu\text{m}$ liegt. Die Folie beinhaltet gedruckte Sensoren, Sensor- und Auswerteschaltungen auf ICs sowie einen IC für die drahtlose Kommunikation, ein Anzeigeelement und eine gedruckte Batterie. Um die Größe und Komplexität der Folie begrenzt zu halten, sollen für die drahtlose Kommunikation, abgesehen von Antennen, möglichst keine externen Komponenten verwendet werden.

Wie in den meisten Systemen werden die Kernfunktionalitäten aufgrund des geringeren Platz- und Energiebedarfs in ICs realisiert. Die ICs werden ungefähr bei der bei Biegungen neutralen Phase des Foliensystems platziert. Die entstehenden Randbedingungen für ICs werden in Abschnitt 3.2.1.2 beschrieben.



Abb. 3.2: Nicht maßstäblicher Querschnitt Folie (Quelle: Würth Elektronik).

3.2.1.2 Integrierte Schaltkreise

Wie in Abschnitt A.4 beschrieben, soll die Dicke der ICs d_{IC} deutlich kleiner als d_F sein. In typischen Prozessen werden ICs auf Wafern mit Dicken von $0,25 - 1$ mm gefertigt und können, wenn aufgrund von Baugröße oder Wärmeleitfähigkeit erforderlich, anschließend auf Dicken von $75 - 300 \mu\text{m}$ gedünnt werden [36]. Eine weitere Dünnung bis auf unter $10 \mu\text{m}$ ist prinzipiell möglich, da die aktiven Komponenten in einer sehr dünnen Schicht am oberen Ende des Halbleiters realisiert werden [18]. Die aktiven Ebenen werden allerdings noch von mehreren Metallisierungsebenen überdeckt, welche einige μm dick sein können. Da die Dicke mit deren Anzahl steigt, kann hierdurch eine Einschränkung erfolgen. Abgesehen von der prinzipiellen Realisierbarkeit wird die Handhabung und Einbettung der Chips mit abnehmender Dicke jedoch zunehmend herausfordernd.

Eine Dünnung kann auf unterschiedliche Weisen erfolgen. Neben Rückschleif- und Trockenätzverfahren kann eine dünne Oberflächenschicht auch durch Protonen-induzierte, poröse Schichten oder spezielle Spannungsbedingungen abgelöst werden [17].

Wie in Abschnitt A.4 erklärt, kommt es bei einer Biegung der ICs zu mechanischen Spannungen. Diese besitzen Auswirkungen auf das elektrische Verhalten der Bauelemente, wobei insbesondere die Ladungsträgerbeweglichkeiten im Halbleiter beeinflusst werden [37]. Untersuchungen dünner Silizium-ICs mit Dicken von $15 - 40 \mu\text{m}$ in unterschiedlicher Technologien zeigen, dass resultierende Abweichungen in MOSFET-Strömen, Stromspiegeln, Inverter-Verzögerungszeiten und Ringoszillator-Frequenzen bei Biegeradien r_m von $15 - 30$ mm im einstelligen Prozentbereich bleiben [17]. Beim Entwurf muss daher darauf geachtet werden, dass derartige, zusätzliche Schwankungen die Systemfunktionalität nicht wesentlich beeinflussen.

Zur Kontaktierung von ICs in Foliensystemen sind unterschiedliche Konzepte realisierbar. Um eine direkte Einbettung zu gewährleisten, werden im Rahmen dieser Arbeit bei einer IC-Fläche von ca. $4,7 \cdot 4,7 \text{ mm}^2$ große Kontaktflächen (*Pads*) von $300 \cdot 300 \mu\text{m}^2$ verwendet. Diese verringern die Anzahl der möglichen Anschlüsse und erhöhen zugleich deren Kapazität, was sich insbesondere bei hochfrequenten Signalen, welche v. a. bei der drahtlosen Kommunikation benötigt werden, bemerkbar macht.

Beim Einsatz von ICs in Foliensystemen müssen die resultierenden Einschränkungen durch zusätzliche Dünnungsschritte, schlechtere Handhabung, erweiterte Prozessschwankungen sowie eine begrenzte Anzahl an Metalllagen und stark vergrößerte Anschlussflächen in Kauf genommen werden. In dieser Arbeit soll der Schwerpunkt auf die mechanische Flexibilität gelegt werden, sodass verminderte elektrische Eigenschaften sowie ein erhöhter Aufwand hingenommen werden müssen.

3.2.1.3 Quarzkristall-Resonatoren

Als Zeit- oder Frequenzreferenz werden in elektronischen Systemen meist Quarzkristall-Resonatoren eingesetzt, über deren piezoelektrische Eigenschaften mechanische Schwingungen im Kristall erzeugt werden. Aufgrund der Kristall-Maße können sich nur wenige Frequenzen ohne starke Dämpfung ausbreiten. Hierdurch sind sehr hohe Schwingkreisgüten größer 10^5 und Frequenzgenauigkeiten von < 10 ppm möglich, welche sich rein elektromagnetisch nicht erreichen lassen. Da solche Resonatoren u. a. empfindlich bezüglich mechanischen Spannungen und der Temperatur sind, werden sie typischerweise so gut wie möglich von der Umgebung abgekapselt. [38, 28]

In vollständig biegbaren Foliensystemen ist der Einsatz von Quarzkristall-Resonatoren nicht möglich, da ihre Schwingfrequenz maßgeblich von der Form abhängt.

Ein vollständig biegbares Foliensystem muss daher ohne vergleichbar genaue, lokale Frequenz- und Zeitreferenz realisiert werden. Dies stellt insbesondere für die drahtlose Kommunikation eine besondere Herausforderung dar, da die vorgegebenen Frequenzbänder zwingend eingehalten werden müssen. Diese Einschränkung spielt beim Entwurf eine entscheidende Rolle und muss von Anfang an betrachtet werden.

3.2.1.4 Energieversorgung

Die Energieversorgung erfolgt zunächst über eine gedruckte Batterie. Für den Entwurf wird angenommen, dass eine Sekundärzelle (Akkumulator) mit Ausgangsspannung zwischen 4 und 5 V verwendet wird, welche einen Innenwiderstand von $R_i < 1 \Omega$ besitzt. Da die Kapazität der gedruckten Batterien relativ gering ist, muss der Energiebedarf der Schaltung minimiert werden. Für eine vergrößerte Kapazität können weitere zur Verfügung stehende Flächen der Demonstratoren verwendet werden.

Um eine laufende Energieversorgung zu ermöglichen, können weiterhin z. B. Solarzellen oder eine induktive Kopplung im Nahfeld eingesetzt werden. Entsprechende Komponenten werden im Rahmen dieser Arbeit jedoch nicht betrachtet.

3.2.2 Technologie der integrierten Schaltkreise

Nach Abschnitt 3.2.1.2 und Anhang A.4 sollen bei der Realisierung der mechanisch flexiblen Foliensysteme stark gedünnte ICs eingesetzt werden. Um besonders dünne ICs mit $d_{IC} < 20 \mu\text{m}$ realisieren zu können, soll eine darauf spezialisierte Technologie mit einem speziellen Dünungsverfahren und nur wenigen Metalllagen zum Einsatz kommen. Zugehörige Einbußen hinsichtlich der elektrischen Performanz werden hingenommen.

Bei der zum Einsatz kommende Technologie wird die Dünung durch zusätzliche Prozessschritte vor und nach der konventionellen IC-Fertigung erreicht. Durch die vorangehenden Prozessschritte (ChipFilmTM) werden an Stelle der späteren Chipflächen Mikro- und Makro-Hohlräume unter der Oberfläche des Wafers gebildet, wobei die Ränder und einzelne Anker zunächst erhalten bleiben, um der Struktur genügend Festigkeit für

die anschließende, konventionelle IC-Fertigung zu verleihen. Diese findet auf weiterem, epitaktisch aufgetragenem Silizium statt, wobei die Chipdicke eingestellt werden kann. Bei der Anschlussprozessierung (Pick, Crack&PlaceTM) wird ein Großteil der Ränder entfernt, sodass die ICs bis auf einige Brücken und Anker unbefestigt sind. Die ICs können dann von einem konventionellen Greifersystem herausgenommen und in der Anwendungsschaltung platziert werden, wobei sich die letzten Verankerungen lösen. Auf diese Weise können funktionsfähige ICs mit $d_{IC} < 10 \mu\text{m}$ hergestellt werden [18, 19]. Im Gegensatz zu Rückschleifprozessen mit konventionellen Wafern oder *Silicon-on-Isolator*-(SOI)-Wafern mit Ätzstopp-Schicht muss nicht ein Großteil des vorhandenen Siliziums wieder abgetragen werden, was aufwendig und kostspielig zugleich ist. Weiterhin bietet diese Methode eine optimale Anbindung an Greifersysteme für die anschließende Integration in der Anwendung. [39, 40, 41]

Kenngrößen und Eigenschaften

Die verwendete Halbleitertechnologie basiert auf Silizium und beinhaltet komplementäre MOSFETs (CMOS) mit einer minimalen Strukturgröße von 500 nm, sowie Widerstände und Kondensatoren. Weiterhin wird sie als Gatterwald (*Gate-Array, Sea-of-Gates, SoG*), mit vorgefertigten Bauelementen realisiert, welche vom IC-Entwickler von zwei Metall-ebenen ausgehend kontaktiert und verbunden werden können. Abb. D.1 zeigt die grobe Struktur des SoGs sowie einen Ausschnitt aus dem Digital-MOSFET-Array sowie den Aufbau einer Analog-Zelle beim eingesetzten IC mit einer Größe von ca. $4,7 \cdot 4,7 \text{ mm}^2$, in welchem 74 Analog Zellen enthalten sind. Die verwendbaren Bauelemente sind, abgesehen von Pad-Komponenten in Tabelle 3.3 aufgelistet. Die nominale Betriebsspannung beträgt zwischen 3,3 und 5 V. [42]

Tab. 3.3: Bauelemente im Kern des eingesetzten SoGs. [42]

Bauelement	Länge in μm	Weite in μm	Position	Anzahl ¹	weiteres
Digital-MOSFET	0,5/0,55 ²	7,6/12,4 ²	Digital-Zelle	32000	
Small-MOSFET	0,6	1,8/4,2 ²	Analog-Zelle	740 ³	
Standard-MOSFET	1,6/1,4 ²	8,8/10,5 ²	Analog-Zelle	1184 ^{3,4}	
Long-MOSFET	15	1,6/1,6 ²	Analog-Zelle	296 ^{3,5}	
Widerstand (Poly 1)	25,4	1,4	Analog-Zelle	1480 ³	$R_{P1} \approx 200 \Omega$
Widerstand (Poly 2)	49,4	1,4	Analog-Zelle	1480 ³	$R_{P2} \approx 2,82 \text{ k}\Omega$
Kondensator		Vieleck	Analog-Zelle	1184 ³	$C_{\text{unit}} \approx 90 \text{ fF}$

¹ Doppeltransistoren (je 2 Finger mit einem gemeinsamen S/D-Anschluss)

² nMOS/pMOS

³ Verteilt auf 74 Analog-Zellen

⁴ Doppel-MOSFETs teilen auch Gatekontakt

⁵ Bei nMOS statt Doppel-MOSFETs zwei Einzelne

Die Digital- und Small-MOSFETs der Technologie besitzen abhängig von Dotierungsart und Prozessschwankungen eine maximale Transitfrequenz von ca. 5 – 15 GHz. Zusätzlich zur verringerten Ladungsträgerbeweglichkeit und dadurch vergrößerten Bauteilgrößen und Kapazitäten, besitzen Digital-pMOSFETs eine größere Gatelänge und höhere Zuleitungswiderstände, wodurch sie deutlich langsamer als Digital-nMOSFETs sind. Aktuelle

Technologieknoten besitzen um mehr als eine Größenordnung höhere Grenzfrequenzen, wodurch sie insbesondere für HF-Schaltungen deutliche Vorteile aufweisen.

Weitere Begrenzungen folgen durch die festgelegte Größe, Anzahl und Position der Transistoren und anderen Bauelementen im Gatterwald. Die relativ großen MOSFET-Weiten bringen dabei Nachteile bezüglich der Leistungsaufnahme mit sich. Da die Wannan aller Transistoren verbunden sind, lässt sich keine diesbezügliche Entkopplung analoger und digitaler Schaltungsteile realisieren, was die Realisierung empfindlicher Schaltungskomponenten erschwert. Die Zusätzlich zu den lediglich zwei verfügbaren Verdrahtungsebenen kommt erschwerend hinzu, dass keine überlagerten Durchkontaktierungen möglich sind. Schließlich werden zur Einbettung ins Foliensystem große Pads benötigt.

Da die MOSFET-Finger im SoG fast ausschließlich paarweise angeordnet sind, bietet sich zur Minimierung parasitärer Kapazitäten an, zumindest zwei MOSFET-Finger pro Transistor zu verwenden. Dies gilt insbesondere für HF-Signale. Da der Abstand zwischen Digital-MOSFETs und Widerständen mindestens $\approx 400 \mu\text{m}$ beträgt und für Small-MOSFETs etwas weniger, können in Differenzverstärkern mit HF-Signalen keine Widerstände eingesetzt werden.

Die Auswirkungen lokaler und globaler Prozessschwankungen sind in der Technologie nicht unerheblich, sodass die Auswirkungen von Biegungen mit mechanischen Spannungen bis zu mehreren hundert MPa im Silizium in der Simulationsumgebung nicht gesondert berücksichtigt werden müssen. Allerdings muss aufgrund der Zeitvarianz durch Biegungen beim Entwurf darauf geachtet werden, dass Schaltungsteile möglichst bei selber Einstellung bei unterschiedlichen Prozess-Eckbedingungen funktionieren.

3.2.3 Zusammenfassung

Abb. 3.3 fasst die erarbeiteten Randbedingungen noch einmal grob zusammen. Ein Quarzkristall-freies System erfordert ein spezielles Protokoll. Daher nimmt das Protokoll in dieser Arbeit zunächst einigen Raum ein. Die Anforderungen für dünne ICs und geringe Leistungsaufnahme konkurrieren. Dabei wird in dieser Arbeit der Schwerpunkt auf dünne ICs und damit auf mechanische Flexibilität gelegt. Um dennoch den Energie- und Leistungsbedarf zu senken, wird das Protokoll auch diesbezüglich optimiert. Dabei soll die Komplexität des Gesamtsystems begrenzt bleiben.

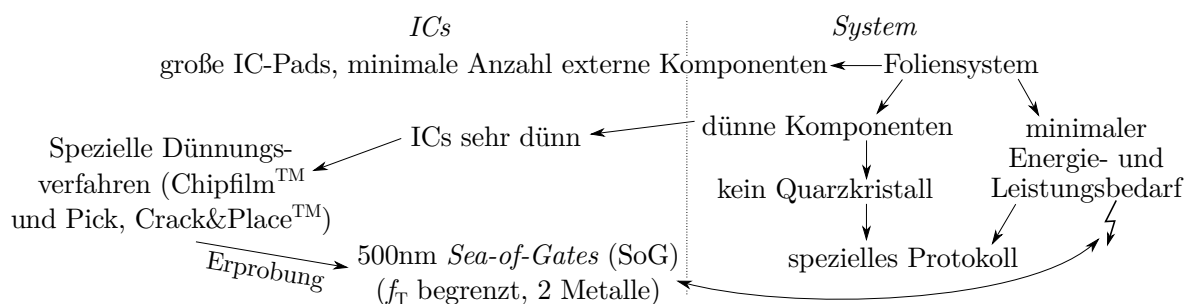


Abb. 3.3: Zusammenfassung der Randbedingungen.

3.3 Umsetzung: Struktur und Protokoll

Für das SFS wird unter Beachtung der Spezifikationen eine Struktur sowie ein Protokoll für die drahtlose Kommunikation entworfen.

3.3.1 Gewinnung Referenzfrequenz

Zur Einhaltung der Frequenzbänder ist für einen aktiven TX ein Signal mit genauer Frequenz erforderlich. Dieses kann nach Abschnitt 3.2.1.3 nicht aus gewöhnlichen Schaltungsblöcken gewonnen werden und die normalerweise eingesetzten Quarzkristalle sind aufgrund des mechanisch flexiblen Foliensystem nicht einsetzbar.

Als Lösung soll die RFQ extern in der Basisstation konventionell erzeugt, und drahtlos an das Foliensystem übertragen werden. Dabei ist zwar auf dem Foliensystem dennoch eine gewisse Filterung erforderlich, jedoch müssen Güte und Genauigkeit des Filters nicht denjenigen einer Quarzreferenz entsprechen. Weiterhin befinden sich abhängig vom Frequenzband nur wenige Störer in unmittelbarer Bandnähe. Ein ähnlicher Ansatz wird auch in [43] zur Minimierung von Kosten und Größe verwendet, wobei in Europa nicht nutzbare Bänder mit höheren Sendeleistungen von bis zu 4 W genutzt werden.

Um die zeitgleiche Übertragung von Steuerdaten und die prinzipielle Möglichkeit der Energieübertragung bei derselben Frequenz zu ermöglichen, soll die RFQ ohne Modulation direkt übertragen werden.

Für eine kurze Einschaltverzögerung des S2B-TX sollte die RFQ idealerweise über den Faktor einer Zweierpotenz mit der Trägerfrequenz der S2B Übertragung in Beziehung stehen. Um die Phasenlage und Frequenz des Trägers nicht zu beeinflussen, soll für die B2S-Steuerdatenmittlung eine AM eingesetzt werden. Durch diese Vorgaben ist die Nutzung bereits vorhandener Protokolle für die B2S-Übertragung unwahrscheinlich.

Amplitude und Phasenlage des RFQ-Signals können bei der drahtlosen Übertragung gestört werden. Die RFQ ist dabei im Mittel sehr genau definiert, besitzt aber einen störungsabhängigen Jitter. Die für diese Realisierung bevorzugte Modulationsart für die Übertragung von der S2B ist daher die AM.

3.3.2 Frequenzbänder

Da die RFQ dem SFS während der gesamten Mess- und Übertragungszeit zur Verfügung stehen muss, wird für sie ein eigenes Frequenzband vorgesehen. Die verfügbare BW sollte dabei aufgrund der zusätzlichen Steuerdaten nicht zu gering sein.

Um die Güte des Empfangsfilters begrenzt zu halten, sollte eine geringe Frequenz gewählt werden. Andererseits erhöht eine geringere RFQ die Einschaltverzögerung der PLL im S2B-TX und nach Abschnitt 2.6.4.4 die Rauschübertragung auf das PLL-Ausgangssignal.

Die geforderte Nettodatenrate in S2B-Richtung beträgt > 32 kbit/s und um die Sendedauer des TX im SFS kurz zu halten, sollen Datenrate und damit BW maximiert werden. Es ist daher erforderlich die Sensordaten bei einer höheren Frequenz zu übertragen.

Neben den Kriterien aus Abschnitt 2.5.2 führt eine höhere Frequenz unter den gegebenen Randbedingungen zwar zu einer geringeren Effizienz des PA im TX, jedoch bei selber Baugröße zu einer höheren Antenneneffizienz.

Weiterhin muss die Wahl der Frequenzbänder im Einklang mit den Regeln der Regulierungsbehörden des jeweiligen Landes erfolgen. Da das Ersteigern eigener Frequenzbänder sehr teuer ist, sollen die mit gewissen Regeln frei nutzbaren Bänder für ISM- und SRD-Anwendungen verwendet werden. Die erlaubte Nutzung wird meist in Normen oder ähnlichen Standards festgehalten und kann von Land zu Land variieren. Die in Europa von der Behörde zur Standardisierung von drahtloser Kommunikation (ETSI) standardisierten ISM- und SRD-Frequenzbereiche im Bereich von 1 MHz bis 5 GHz sind in Tab. 3.4 dargestellt. Höhere Frequenzen werden aufgrund der verwendeten Technologie kategorisch ausgeschlossen. Zusätzlich ist die örtliche Verbreitung der Bänder angegeben.

Tab. 3.4: Wichtige ISM- und SRD-Bänder im Bereich von 1 MHz bis 5 GHz.
[44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52].

Fre- quenz- band	Bandgrenze unten	Band- grenze oben	Band- breite f_{BW}	Mitte	max. rFBD ¹	H_{max} bzw. ERP _{max}	Nutzung z. B. durch	Region
	/MHz	/MHz	/MHz	/MHz	/%			
13 MHz	13,553	13,567	0,014	13,56	–	42 A/m ²	RFID	ww ³
27 MHz	26,957	27,283	0,326	27,12	–	10 mW	Modellbau	ww ³
40 MHz	40,66	40,7	0,04	40,68	–	10 mW	Modellbau	ww ³
433 MHz	433,05	434,79	1,74	433,92	10	10 mW – 1 mW ⁴	Funkschalter, Handfunkgeräte	ww ⁵
868 MHz	863	870	7	866,5	0,1	25 mW	Funkschalter	Europa
	865	868	3	866,5	1	10 mW	Alarmanlagen	
2,45 GHz	2400	2483,5	83,5	2441,75	–	10 mW ⁶	BT, Wi-Fi	ww ³

¹ Relative Frequenzbelegungsdauer bzgl. 1 h

² In 10 m Entfernung: $\approx 3,75$ mW

³ weltweit, geringfügige Unterschiede

⁴ Für $f_{BW} > 250$ kHz: ≤ -13 dBm/10 kHz

⁵ Amerika: geringere Leistung; Japan, China: geringfügige Frequenzabweichungen

⁶ Bzw. 10 mW/MHz,

für spezielle Modulationsverfahren höher

Idealerweise werden Frequenzbänder gewählt, welche weltweit verwendet werden dürfen. Vor allem im 2,45 GHz Band ist dies mit einigen Einschränkungen möglich.

Für die B2S-Übertragung kommen die Bänder bei 13 MHz, 27 MHz und 40 MHz in Frage, da sie keine Einschränkung der relativen Belegungsdauer aufweisen. Die maximale, effektive Strahlungsleistung ERP_{max} bzw. die maximale Magnetfeldstärke H_{max} sind für die Reichweite verantwortlich und liegen bei allen Trägerfrequenzen in einem ähnlichen Bereich. Da das 27 MHz Band eine größere BW bietet, wird dieses für die Übertragung der RFQ und der Steuerdaten ausgewählt.

Für die S2B-Übertragung wäre aufgrund der weltweiten Nutzbarkeit das 2,45 GHz Band interessant. Allerdings ergeben Untersuchungen, dass eine 2,45 GHz Sendeschaltung in der vorgegebenen Technologie nicht zuverlässig und energieeffizient realisierbar ist. [53]

Daher bleiben die Frequenzbänder bei 433 MHz und 868 MHz realisierbar. Vorteil im Vergleich zum 2,45 GHz Band ist hierbei das Zweierpotenz-Verhältnis zur 27 MHz RFQ. Eine Abschätzung der Effizienz von Schaltungskomponenten des TX, sowie der Antenne ergibt, dass ein Optimum in der Nähe des 868 MHz Bandes zu erwarten ist. Das 868 MHz Band bietet zudem Vorteile, da es aufgrund der strengeren Vorgaben im Vergleich zum 433 MHz Band weniger überfüllt ist. Jedoch muss im 868 MHz Band darauf geachtet werden, dass die maximale relative Belegungsdauer von 1 % eingehalten wird. Dies bedeutet, dass ein TX in einer Stunde maximal 36 s aktiv sein darf. Dies muss durch das Übertragungsprotokoll und ggf. weitere Einschränkungen gewährleistet werden. Da dies möglich erscheint, wird das 868 MHz Band für die S2B-Übertragung ausgewählt.

Es werden also die ISM- bzw. SRD-Bänder bei 27 MHz und 868 MHz für die Referenz- bzw. Datenübertragung ausgewählt. Die genaue Mittenfrequenz im 868 MHz Band soll zur Maximierung der BW bei 866,5 MHz liegen. Die RFQ f_{ref} wird wie folgt gewählt:

$$f_{\text{ref}} = 866,5 \text{ MHz} / 2^5 = 27,078125 \text{ MHz} \quad (3.1)$$

Da f_{ref} nun unterhalb der Mittenfrequenz von 27,12 MHz liegt, wird durch die symmetrische Nutzung die verwendbare BW im 27 MHz Band reduziert. Dies ist jedoch akzeptabel, da auch mit der reduzierten BW noch die erforderlichen Steuerdaten in der vorhandenen Zeit übertragen werden können. Die benötigte Energie im SFS wird hierdurch nicht beeinträchtigt, da der RX aufgrund der erforderlichen RFQ ohnehin eingeschaltet ist.

3.3.3 Abstrahlungen außerhalb des Bandes

Generell müssen die vorgegebenen Frequenzbandspezifikationen eingehalten werden, was bei der B2S-Übertragung im 27 MHz Band durch den Einsatz entsprechender Filter relativ einfach realisierbar ist, wohingegen bei der S2B-Übertragung im 868 MHz Band die Einhaltung auch maßgeblich von der Qualität der RFQ abhängt. Daher werden hier die Anforderungen des 868 MHz Bands in Europa, welche z. B. in [46] angegeben sind, näher erläutert. Zusammengefasst werden einerseits Anforderungen zu Randeffekten des genutzten Bands, und andererseits die Anforderungen zu nicht direkt zusammenhängenden Störern definiert.

Die aus dem genutzten Band in benachbarte Bänder abgestrahlte Leistungsdichte soll dabei im Bereich der Bandkante auf 0 dBm in 1 kHz BW abgefallen sein. Im Abstand von ca. 1,7 MHz zur Mittenfrequenz von 866,5 MHz soll der Wert auf -36 dBm in 1 kHz BW, und bei 1,9 MHz Abstand auf -36 dBm in 10 kHz BW abgefallen sein. Wird das Band von 865 bis 868 MHz nicht als einzelnes Frequenzband, sondern als Teil des 863 bis 870 MHz Bands betrachtet, so kann der Abfall entsprechend weitläufiger ausfallen. Für die Abstrahlung von zusätzlichen Störern und Harmonischen gelten ähnliche Regeln wie für die Anteile aus dem Sendeband, wobei zusätzlich ab einem Abstand der 4-fachen BW eine Obergrenze von -36 dBm in 10 kHz BW, und ab der 10-fachen BW von -36 dBm in 100 kHz BW gilt. Zusätzlich muss die Leistung in den Bereichen von 47 bis 74 MHz,

87,5 bis 118 MHz, 174 bis 230 MHz sowie 470 bis 790 MHz unterhalb von -54 dB liegen. Für die Ermittlung der Grenzen soll ein Spektrumanalysator mit RMS-Detektor, linearer Mittelung über einen geeigneten Zeitbereich und mit entsprechender Auflösungsbandbreite (RBW) verwendet werden. [46]

3.3.4 Etablierte Protokolle

Zunächst soll geprüft werden, ob zur Einhaltung der Spezifikationen unter den vorgegebenen Randbedingungen vorhandene Übertragungsprotokolle zur Datenübertragung implementiert werden können. Dies hätte den Vorteil einer erhöhten Kompatibilität zu anderen Systemen und würde zusätzlich seitens der BS den Einsatz von Standardkomponenten ermöglichen.

Wie in Abschnitt 3.3.1 beschrieben soll die Übertragung der RFQ in B2S-Richtung direkt und mit zusätzlicher AM-Modulation geschehen. Weiterhin soll die spezielle Mittelfrequenz $f_{\text{ref}} = 27,078125$ MHz aus (3.1) verwendet werden. Diese Vorgaben, sowie die maximale Ausnutzung der erlaubten BW, werden von keinem bekannten Protokoll geteilt, sodass in B2S-Richtung auf den unteren Übertragungsschichten ein eigenes, anwendungsspezifisches Protokoll entworfen werden muss.

In S2B-Richtung wird aufgrund der RFQ eine ASK-Modulation und aufgrund der Energieeffizienz eine große BW bevorzugt. Um geeignete Protokolle für die S2B-Richtung ausfindig zu machen, werden die in Abschnitt 2.4 in den Tab. A.2 und A.3 gezeigten Protokolle in Betracht gezogen und mit den Anforderungen in Tab. 3.1 sowie den Randbedingungen aus Abschnitt 3.2 verglichen.

Da sich mit der verwendeten Technologie das beliebte und weltweit nutzbare 2,4 GHz-Band, sowie höher liegende Frequenzbänder, nicht zuverlässig und effizient nutzen lassen, ist die Verwendung von den Protokollen 802.11a/b/g/n/p/ac, Bluetooth und ANT ausgeschlossen. Ebenfalls nicht verwendbar sind daher Ultrabreitband-Frequenzbänder zwischen 3,1 und 10,6 GHz.

Eine nähere Prüfung erfolgt für Protokolle, welche Frequenzbänder unterhalb von 1 GHz nutzen.

3.3.4.1 IEEE 802.11ah – Wi-Fi HaLow™

Der 2016 beschlossene Standard IEEE 802.11ah („Wi-Fi HaLow™“) überträgt in Europa mit einer BW von 1 bis 2 MHz im 868 MHz Band. Verglichen mit IEEE 802.11b/n/ac ist er für eine geringere Leistungsaufnahme und höhere Reichweite optimiert. Er ist prinzipiell für IoT-Anwendungen geeignet, dabei aber für relativ hohe Datenrate und auch das amerikanische 900 MHz-Band optimiert. Aufgrund der relativ hohen Datenrate bleibt er in Bezug auf die Energieeffizienz hinter anderen Protokollen zurück. Da es sich zudem um ein relativ komplexes Protokoll handelt und ab einer BW von 2 MHz eine OFDM-Modulation eingesetzt wird, resultiert ein entsprechend aufwendiger TX-Aufbau, wodurch er unter den gegebenen Randbedingungen nicht in Frage kommt. [54, 55, 56]

3.3.4.2 IEEE 802.15.4

Der Standard IEEE 802.15.4 wurde, ähnlich wie BLE, für energie- und kostenoptimierte Netzwerke entwickelt und bietet prinzipiell die Möglichkeit Daten mit geringer Latenz im Sub-1 GHz Bereich zu übertragen. Allerdings arbeiten viele verfügbaren Realisierungen im 2,4 GHz Band. Zusätzlich verlängert sich die theoretische, minimale Paketübertragungsdauer von knapp 0,5 ms für die Übertragung von einem Datenbyte bei Nutzung von gebräuchlichen Protokollen wie ZigBee für die höheren Übertragungsebenen ungefähr um den Faktor 10 auf mindestens 5 ms. IEEE 802.15.4 verwendet im 868 MHz Band standardmäßig die Modulationsverfahren BPSK, sowie optional O-QPSK und ASK. Die Datenrate ist im 868 MHz Band jedoch auf 600 kHz beschränkt, wobei die Datenrate bei entsprechender, optionaler ASK auf 250 kbit/s begrenzt ist. [24, 57, 58, 59] IEEE 802.15.4 stellt somit eine Möglichkeit für die Realisierung der Übertragung in S2B-Richtung dar. Aufgrund der begrenzten BW ist er jedoch nicht optimal geeignet und der Entwicklungsaufwand wird bei Einhaltung der vorgegebenen Latenz nicht verringert, da keine vorhandenen, höheren Übertragungsebenen genutzt werden können.

3.3.4.3 Z-Wave

Das Z-Wave Protokoll, welches im Standard G.9959 des Standardisierungssektor für Telekommunikation der internationalen Telekommunikationsunion (ITU-T) dokumentiert ist, wird insbesondere im Bereich der Heimautomation eingesetzt und zielt dabei ähnlich wie IEEE 802.15.4 auf geringe Datenraten, einen geringen Energiebedarf und relativ geringe Latenzen ab. Für eine höhere Reichweite werden die Frequenzbereiche von 800 MHz bis 1 GHz verwendet, wobei in Europa das 868 MHz Band zur Verfügung steht. Als Modulationsverfahren wird FSK eingesetzt. Die verwendete BW ist mit 300 bis 400 kHz geringer als bei IEEE 802.15.4, was zu einer maximalen Datenrate von 100 kbit/s führt. Die minimale Paketübertragungsdauer auf den unteren Ebenen liegt für die Übertragung von einem Datenbyte bei knapp 1 ms, wobei durch die höheren Protokollebenen weitere erhebliche Verzögerungen hinzugefügt werden. Die größte Anwendung findet das Protokoll derzeit in den USA. [60, 57]

Aufgrund der FSK Modulation, der relativ geringen Datenrate, sowie der auf höheren Ebenen deutlich erhöhten Verzögerungs- und damit Latenzzeit, wird das Z-Wave Protokoll in der Realisierung dieser Arbeit nicht implementiert.

3.3.4.4 EnOcean

Hinter dem Namen EnOcean verbirgt sich das in den Standards ISO/IEC 14543-3-1X von der ISO und der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC) beschriebene Protokoll. EnOcean ist darauf spezialisiert, mit Nanogeneratoren zu arbeiten. Dabei werden asymmetrische Komponenten verwendet. Um den Energiebedarf zu minimieren, werden einfache TX ohne RX realisiert und Nachrichten möglichst kurz gehalten. Im Gegensatz zu den anderen Protokollen wird dadurch z. B. vollständig auf die Bestätigung von Nachrichten verzichtet. Zur Steigerung der Zuverlässigkeit werden die Nachrichten

stattdessen mehrfach wiederholt. Als Modulation verwendet das Protokoll eine ASK mit einer BW von 280 kHz und eine Trägerfrequenz von 868 MHz.

Prinzipiell besitzt dieses Protokoll aufgrund der Modulation, den kurzen Paketen und des einfachen TX-Aufbaus die beste Eignung für die Anwendung. Allerdings liegt die Spezifikation – abgesehen von den unteren Ebenen – nicht offen, sodass keine vollständige Implementierung stattfinden kann und folglich auch keine vorhandenen Chips einseitig eingesetzt werden können. Zudem ist die verwendete BW relativ gering und der im Protokoll vorgesehene Adressraum wird im Rahmen dieser Arbeit bei Weitem nicht benötigt und verlängert dadurch die Paketgröße und Übertragungsdauer unnötig.

3.3.5 Anwendungsspezifisches Protokoll

Zur Anwendung kommt ein im Rahmen des Projekts entwickeltes, bezüglich BW, Modulation, Trägerfrequenz und Paketgröße auf die Anwendung spezialisiertes Protokoll.

3.3.5.1 Übertragungsprinzip

Abb. 3.4 zeigt das Übertragungsprinzip mit den zugehörigen Bändern und BW f_{BW} , sowie der angestrebten Modulation. In B2S-Richtung wird dauerhaft die RFQ gesendet, da dies die Grundlage für die S2B-Übertragung und Messungen darstellt.

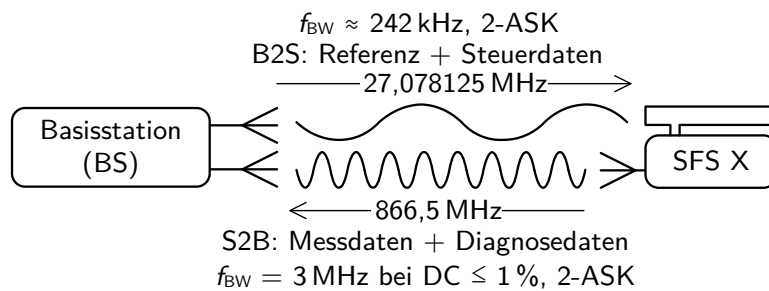


Abb. 3.4: Übertragungsprinzip mit Bändern und angestrebter Modulation.

3.3.5.2 Taktung Sender und Empfänger

Die Übertragung der Sensordaten in S2B-Richtung findet getaktet statt, wobei die Sendedauer eines TX auf einem SFS möglichst kurz ist. Dies ist für die Energieminimierung und Einhaltung der Vorgaben für die relative Belegungsdauer im 868 MHz Band erforderlich. Obwohl die RFQ bzw. Steuerdaten von der BS kontinuierlich bzw. zyklisch ausgesendet werden, wird der SFS-RX zur Reduzierung des Energiebedarfs ebenfalls nur getaktet aktiviert. Dieses zyklische Einschalten des RX wird über einen zusätzlichen, wesentlich ungenaueren Takt auf dem SFS gesteuert, welcher über einen RC-Oszillator gebildet. Die Aufwachzyklusdauer kann über die Steuerdaten eingestellt werden, sodass u. a. zwischen Dauermessungen und einem tiefen Ruhemodus variiert werden kann.

3.3.5.3 Synchronisation und Basisstationszyklus

Um den Anfang eines Datenrahmens zu erkennen, wird eine Synchronisationsdatenfolge (SD_{RX}) verwendet. Weil außerdem mehrere SFS an einer BS betrieben werden, werden für synchronisierte S2B-Übertragungen weitere Synchronisationsdaten verwendet (SD_{SFS_i}).

Der obere Teil von Abb. 3.5 zeigt einen BS-Zyklus mit Datenfluss in B2S-Richtung. Der BS-Zyklus besitzt die Dauer T_{BS} und beinhaltet Synchronisationsdatenfolgen (SD..), eine Reaktionsaufforderung (RA), Steuerdaten inklusive CRC und Zeit für Messungen. Die Steuerdaten setzen sich entsprechend Tab. 3.2 zusammen. Wird von keinem SFS eine Reaktion angefordert, so wird RA deaktiviert. Dies ermöglicht eine weitere Reduzierung des Energiebedarfs, da beim zyklischen Horchen der SFS im Ruhemodus ein direktes Abschalten des RX und der weiteren Datenverarbeitung erfolgt.

Die Übertragung in S2B-Richtung ist unten in Abb. 3.5 zu erkennen. Sie wird über SD_{SFSi} gesteuert und parallel dazu durchgeführt. Nach dem Einschwingen des jeweiligen Verstärkers (hier: PA_{SFS1}) erfolgt die Übertragung von 64 Datenbits, von welchen zunächst 4 Bits für die BS-RX-Pegelerkennung und Synchronisation (P+S) verwendet werden. Anschließend folgen 56 variable Datenbits (rot gestrichelt) und 4 zugehörige CRC-Bits.

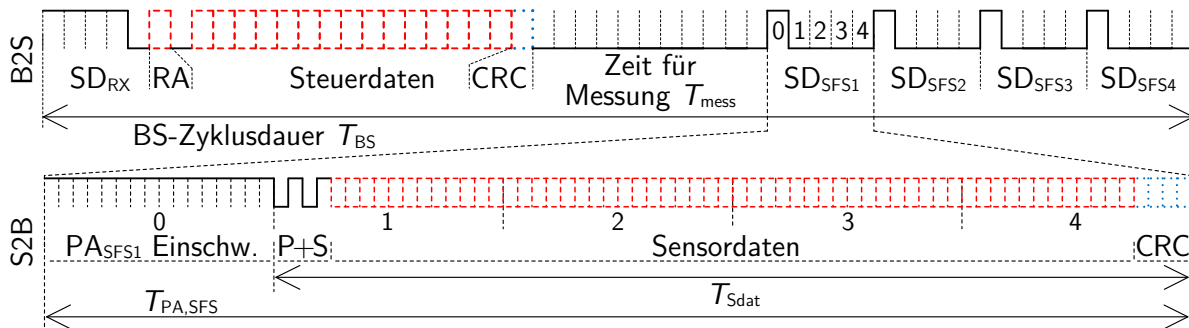


Abb. 3.5: Zeitlicher Ablauf des BS-Zyklus in B2S-Richtung (oben), sowie der S2B-Übertragung (unten).

Der BS-Zyklus setzt sich aus 54 Bits zusammen, welche entsprechend Abb. 3.4 2-ASK moduliert mit $f_{BW} \leq 242$ kHz übertragen werden. Die Dauer wird über die Datenrate, welche im nächsten Abschnitt hergeleitet wird, definiert.

3.3.5.4 Bandbreite, Modulation, Datenrate und Sendeleistung

Für die Übertragung einer zufälligen Bitfolge mit einer Symbolrate f_s wird mindestens eine BW von $f_{BW} \geq 0,7 \cdot f_s$ benötigt, um eine genügend große Augenöffnung des empfangenen Signals zu erhalten. Aufgrund des begrenzt steilen Übergangs zwischen Durchlass- und Sperrbereich eines realen Filters darf die 3 dB-BW $f_{3dB,BB}$ des BB-Signals nicht der BW $f_{BW,FB}$ des jeweiligen Frequenzbands (FB) entsprechen, sondern muss entsprechend geringer sein. Wie zuvor in Abschnitt 3.3.1 beschrieben, soll in beiden Übertragungsrichtungen eine ASK-Modulation zum Einsatz kommen, sodass die doppelte Signal-BW im HF-Bereich benötigt. Damit gilt:

$$f_s \leq f_{3dB,BB}/1,4 < f_{BW,FB}/1,4 \quad (3.2)$$

Idealerweise bildet das Verhältnis aus RFQ und Datenraten außerdem jeweils eine Zweierpotenz. Daher wird die Symbolrate $f_{s,B2S}$ in B2S-Richtung wie folgt gewählt:

$$f_{s,B2S} = f_{ref}/2^8 = 866,5 \text{ MHz}/2^{13} \approx 105,8 \text{ kSym/s} < f_{BW,FB}/1,4 \approx 173 \text{ kHz} \quad (3.3)$$

Um die Einschaltverzögerung des SFS-RX zu verkürzen, wird in B2S-Richtung eine gleichanteilsfreie Manchester-Kodierung als Leitungskodierung verwendet, wodurch die Datenrate halbiert wird. Dies kann aufgrund der geringen Datenmenge jedoch toleriert werden, sodass sich die Datenrate bei binärer 2-ASK Modulation wie folgt berechnet:

$$f_{b,B2S} = f_{s,B2S}/2 = f_{ref}/2^9 = 866,5 \text{ MHz}/2^{14} \approx 52,9 \text{ kbit/s} \quad (3.4)$$

Die Symbolrate $f_{s,S2B}$ in S2B-Richtung wird nach demselben Prinzip bestimmt. Aufgrund der 2-ASK-Modulation ohne Leitungskodierung entspricht sie der Datenrate:

$$f_{s,S2B} \hat{=} f_{b,S2B} = f_{ref}/2^5 = 866,5 \text{ MHz}/2^{10} \approx 846,2 \text{ kSym/s} \hat{=} 846,2 \text{ kbit/s} \quad (3.5)$$

$f_{s,S2B}$ liegt damit um den Faktor $2^4 = 16$ höher als $f_{s,B2S}$.

Die Nettodatenrate kann entweder auf die Paketdauer, auf die aktive Dauer der jeweiligen Komponente oder auf die BS-Zyklusdauer bezogen werden. Um ein möglichst realistisches Bild inklusive der Synchronisationszeiträume zu erhalten, werden lediglich die variablen Daten ohne CRC-Bits und Synchronisationssignale betrachtet (in Abb. 3.5 rot gestrichelt), und in B2S-Richtung über die gesamte Zyklusdauer gemittelt. Da Messungen in direkt aufeinander folgenden BS-Zyklen insbesondere beim Bionischen Handlingassistenten ein wesentliches Funktionsmerkmal darstellen, kann die SFS-RX Einschaltverzögerung hier vernachlässigt werden. Die S2B-Nettodatenrate wird ähnlich, aber bezogen auf die aktive Dauer des TX bestimmt, da der TX zur Energieminimierung bei jedem Sendevorgang erneut eingeschaltet wird. Hierbei wird die Einschaltverzögerung der PLL, aufgrund der ohne PA geringeren Leistungsaufnahme, nur halb gezählt. Die B2S-Nettodatenrate $f_{b,B2S,net}$, sowie die S2B-Nettodatenrate $f_{b,S2B,net}$ entsprechen damit:

$$f_{b,B2S,net} = f_{b,B2S} \cdot 16/54 = \frac{866,5 \text{ MHz}}{27 \cdot 2^{11}} \approx 15,7 \text{ kbit/s} \quad (3.6)$$

$$f_{b,S2B,net} = f_{b,S2B} \cdot 56/88 = 866,5 \text{ MHz} \cdot \frac{7}{11 \cdot 2^{10}} \approx 538,5 \text{ kbit/s} \quad (3.7)$$

Um die Übertragungreichweite zu maximieren, soll eine Sendeleistung von bis zu 10 dBm verwendet werden. Damit dennoch keine unnötige Leistung im PA benötigt wird, soll sie einstellbar sein.

3.3.5.5 Basisstationszyklusdauer und Folien-Sendedauer

Die Bitdauern T_b bestimmen sich mit Gl. (3.4) und (3.5) zu:

$$T_{b,B2S} = 1/f_{b,B2S} = 2^{14}/866,5 \text{ MHz} \approx 18,9 \mu\text{s} \quad (3.8)$$

$$T_{b,S2B} = 1/f_{b,S2B} = 2^{10}/866,5 \text{ MHz} \approx 1,18 \mu\text{s} \quad (3.9)$$

Die BS-Zyklusdauer T_{BS} entspricht damit:

$$T_{BS} = 54 \cdot T_{b,B2S} = 27 \cdot 2^{15}/866,5 \text{ MHz} \approx 1,021 \text{ ms} \quad (3.10)$$

Mit $T_{BS} \approx 1,021 \text{ ms}$ kann die in Tab. 3.1 spezifizierte Paketsenderate realisiert werden. Für Messungen auf dem SFS verbleiben damit $T_{mess} = 11 \cdot T_{b,B2S} \approx 208 \mu\text{s}$ und für die

Einschaltdauer des PAs eines SFS $T_{\text{PA,SFS}} = 5 \cdot T_{\text{b,B2S}} \approx 94,5 \mu\text{s}$. Obwohl die relative Frequenzbelegungsdauer des PAs $T_{\text{PA,SFS}}/T_{\text{BS}} = 5/54 \approx 9,3\%$ der BS-Zykluszeit entspricht, kann der maximale Wert von 1% in S2B-Richtung eingehalten werden, da dieser im Verlauf einer 1 h bestimmt wird und die Sensoren im Mittel nur selten aktiv sind.

Von der Einschaltdauer des SFS TX-PAs $T_{\text{PA,SFS}} = 5 \cdot T_{\text{b,B2S}}$ werden $4 \cdot T_{\text{b,B2S}}$ für die Übertragung der Sensordaten verwendet und $1 \cdot T_{\text{b,B2S}}$ für die Einschwingdauer des PAs, sowie dessen Ausschalten reserviert.

Die Übertragungsdauer der Sensordaten T_{Sdat} wird wie folgt berechnet:

$$T_{\text{Sdat}} = 4 \cdot T_{\text{b,B2S}} = 64 \cdot T_{\text{b,S2B}} \approx 75,6 \mu\text{s} \quad (3.11)$$

3.3.5.6 Zeitlicher Ablauf Protokoll

Abb. 3.6 zeigt den zeitlichen Ablauf des Protokolls während eines BS-Zyklus mit Zusammenspiel zwischen Steuer- und Synchronisationsdaten, Messung des Sensors sowie Datenübertragung. In den obersten drei Ebenen sind die aus Sicht der Kommunikation wesentlichen Funktionsblöcke des SFS 1 dargestellt: RX 1, TX 1, sowie der Sensor- und Steuerungs-IC mit dem Zustandsautomat für die Ablaufsteuerung (SenSt 1).

Die BS sendet mit der RFQ periodisch den BS-Zyklus aus. Der RX des SFS 1 befindet sich zunächst im Ruhemodus. In Abb. 3.6 wird zum Zeitpunkt $t = 0$ nach dem ungefähr eingestellten Horchzyklus der SFS-RX eingeschaltet (①) um zu horchen (②), und SD_{RX} zu Beginn des BS-Zyklus (③) zu erkennen. Direkt im Anschluss erfährt das System durch die Reaktionsanforderung (RA), ob eine Aktion erforderlich ist. Dies ist in Abb. 3.6 der Fall, sodass der RX nach ④ eingeschaltet bleibt um die Steuerdaten (⑤) vollständig zu empfangen. In den Steuerdaten wird die Information übermittelt, welches SFS welche Aktion durchführen soll. Bei einer Aktion kann es sich beispielsweise um eine Messung, die Anforderung von Diagnosedaten oder eine Änderung der Horchzyklusdauer handeln. In Abb. 3.6 wird eine Messung (⑥) angefordert, sodass der Sensor aktiv wird und gegen Ende der Messung die PLL des TX eingeschaltet wird (⑦). Anschließend empfängt der RX SD_{SFS1} , sodass der PA des ersten SFS eingeschaltet wird (⑧). Nach der Einschwingdauer T_{PA} erfolgt die Sensordatenübertragung (⑨) und anschließend das Abschalten des TX (⑩), sodass dieser wieder in den Ruhemodus übergeht.

Da die Reaktionsanforderung im nächsten BS-Zyklus deaktiviert ist, geht schließlich auch der RX in den Ruhemodus über, um bis zum nächsten Horchzeitpunkt den Energiebedarf zu senken. Eine Bestätigung der Nachrichtenübertragung findet zur Reduzierung des Energiebedarfs und zur Vereinfachung des Ablaufs nicht statt.

3.3.5.7 Latenz

Die Latenz der Datenübertragung in der PHY vom S2B bewegt sich im einstelligen Mikrosekundenbereich und entsteht hauptsächlich durch die Verzögerungszeiten der erforderlichen Filter. Auf der MAC-Ebene kommt zur PHY-Latenz jedoch noch die

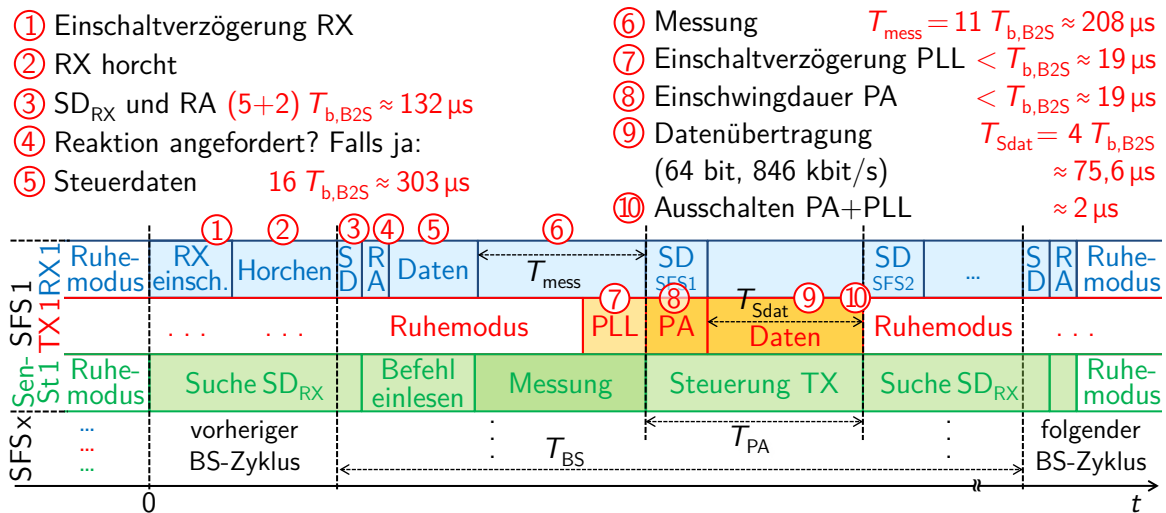


Abb. 3.6: Nicht maßstäblicher, zeitlicher Ablauf des entwickelten Protokolls.

Dauer des Datenrahmens hinzu, damit die CRC zur Fehlerkorrektur angewendet werden kann. Die Dauer beträgt im vorliegenden Fall in S2B-Richtung ca. $76 \mu s$. Auf höheren Ebenen kommt RX-seitig noch eine Verzögerung der Datenverarbeitung hinzu, welche jedoch ebenfalls im unteren Mikrosekundenbereich angesiedelt ist. Die gesamte Übertragungslatenz beläuft sich damit auf ca. $100 \mu s$.

Betrachtet man die Verzögerung zwischen Beginn der Messung und Ankunft der Daten in der BS, so vergehen je nach System ca. $300 - 600 \mu s$. Auch zusammen mit der BS kann von einer Verzögerung von $< 1 ms$ ausgegangen werden. Bei aktiviertem SFS-RX kann die Zeit zwischen Messanforderung in der BS und dem Erhalt der Messergebnisse, je nach Nummer des SFS, deutlich unter einer BS-Zyklusdauer liegen. D. h. die Übertragung in Hin- und Rückrichtung kann samt Messung innerhalb einer Millisekunde durchgeführt werden. Ist der RX zuvor ausgeschaltet, so muss die entsprechende Einschaltverzögerung hinzu addiert werden.

3.3.5.8 Strategie zur Energieminimierung

Um die Energieaufnahme zu minimieren wird die aktive Zeit der Komponenten möglichst kurz gehalten. Diese Maßnahme betrifft insbesondere den SFS-TX, welcher im Vergleich zum SFS-RX eine um etwa eine Größenordnung höhere Leistungsaufnahme aufweist. Daher wird die Priorität zuerst auf eine kurze aktive Zeit des SFS-TX, und anschließend des SFS-RX, gelegt. Dies ist auch in Abb. 3.6 zu sehen. Die Farben markieren außerdem die ungefähre Leistungsaufnahme der Komponenten, wobei rot am meisten bedeutet, blau weniger und grün noch weniger.

Bei immer kürzeren aktiven Zeiten werden auch die in Abb. 3.6, in den Punkten ①, ⑦ und ⑧ gezeigten Einschaltverzögerungen der Schaltungskomponenten relevanter. Daher wird beim Entwurf des RX und TX besondere Aufmerksamkeit auf das schnelle Einschalten der Komponenten gelegt.

3.3.5.9 Vergleich des Protokolls

Im Vergleich mit anderen Protokollen wie z. B. aus Tab. A.2 und A.3 zeigen sich meist Abweichungen bezüglich der Modulation und Trägerfrequenz, welche zum einen prinzipiell durch die Referenzübertragung, und zum anderen durch die Randbedingungen auftreten. Dabei ist z. B. die für das Übertragungsprinzip essenzielle Duplexfähigkeit durch FDD zu nennen. Um die Übertragungszeit weiter zu minimieren, wird eine maximale BW verwendet. Weiterhin wird für eine Reduzierung des Energiebedarfs und zur Verkürzung der Latenz die Paketlänge minimiert. Die Übertragungslatenz kann so auf $\approx 0,1$ ms reduziert werden. Für eine kürzere Einschaltverzögerung des SFS-RX wird eine Manchester-Kodierung als Leitungskodierung eingesetzt. Für den Mehrfachzugriff wird ähnlich wie bei anderen Protokollen TDMA eingesetzt, welches jedoch durch die FDD-Möglichkeit synchronisiert wird und daher keinen Mehrfachzugriff mit Trägerprüfung (CSMA) erfordert. Zur Fehlererkennung wird CRC verwendet, woraus Nettodatenraten von ca. 540 kbit/s (S2B) und 15 kbit/s (B2S) resultieren. Die Sendeleistungen sind mit denjenigen anderer Protokolle vergleichbar.

Die Kehrseite des Protokolls sind zwei benötigte Frequenzbänder, die störbehaftete Referenz, sowie eine daraus folgende geringe spektrale Effizienz und eine relativ geringe Selektivität. Ein Knackpunkt ist die genaue Filterung der RFQ, welche hohe Anforderungen an die Schaltungskomponenten und eine zugehörige Nachführung stellt, aber dennoch mit wesentlich geringerer Güte als eine lokale RFQ-Erzeugung auskommt. Die Anzahl der zeitgleich aktiven Knoten im Protokoll ist weiterhin begrenzt.

3.4 Systemübersicht

Abb. 3.7 zeigt einen Systemüberblick aus Sicht der drahtlosen Kommunikation. Auf der rechten Seite befindet sich ein SFS mit HF-IC, Sensor- und Steuerungs-IC (SenSt) sowie den Foliensensoren und einem Display. Auf der linken Seite sind die BS mit BS-Leiterplatte, bestehend aus HF- und Analogteil sowie FPGA, und das Steuerungssystem gezeigt. Beide Seiten zeigen, in Form der blauen Blöcke unten, die PHY für die drahtlose Schnittstelle mit den zugehörigen Schnittstellen. Die Realisierung der PHY in Form des HF-ICs auf dem SFS stellt neben dem Protokoll den Kern dieser Arbeit dar.

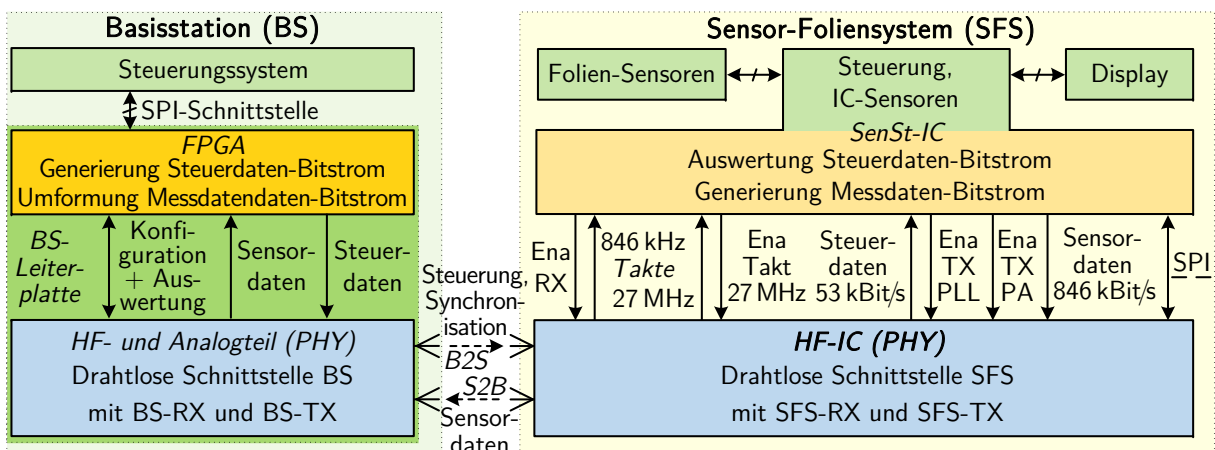


Abb. 3.7: Systemüberblick mit Schnittstellen aus Sicht der drahtlosen Kommunikation.

4 Entwurf und Charakterisierung 27 MHz Empfänger

In diesem Kapitel wird auf physikalischer Übertragungsebene (PHY) ein 27 MHz Empfänger (RX) für das auf minimale Paketlänge und Latenz, sowie volle Duplexfähigkeit mit Referenz- und Datenempfang spezialisierte Protokoll zur drahtlosen Kommunikation in flexiblen Foliensystemen aus Abschnitt 3.3.5 entworfen.

Das für autarke Sensor-Foliensysteme (SFS) optimierte Protokoll verwendet aufgrund der drahtlosen Referenzübertragung eine 2-ASK-Modulation, sowie zur Energieminimierung eine starke Taktung mit tiefen Ruhemodi, wofür kurze Einschaltverzögerungen der Komponenten erforderlich sind. Die hierfür eingesetzte Manchester-Kodierung des zu empfangenden Signals bewirkt trotz AM nach kurzer Zeit einen datenunabhängigen Mittelwert am Empfängereingang.

Die Biegsamkeit des SFS wird insbesondere durch die dünnen ICs, die Positionierung der ICs in der Folie und die Referenzübertragung realisiert. Da Biegungen und zugehörige Änderungen elektrischer Eigenschaften relativ langsam stattfinden und als quasi-statisch betrachtet werden können, konzentrieren sich die Maßnahmen beim Schaltungsentwurf auf eine robuste Funktion gegenüber Prozessschwankungen.

4.1 Struktur und Überblick

Zunächst muss im RX die drahtlos übermittelte RFQ bei 27 MHz empfangen werden, um daraus einen genauen Systemtakt und im TX die Trägerfrequenz für die Rückübertragung zu erzeugen. Da die RFQ selbst direkt, d. h. ohne Modulation, übertragen wird, wird ein Geradeausempfänger realisiert. Die Verstärkung und Erzeugung eines entsprechenden, rechteckförmigen Taktsignals erfolgt durch einen limitierenden Verstärker (LiA). Es sollte eine Filterung erfolgen, um den Jitter durch zusätzliche Störsignale gering zu halten und, je nach Signalpegel, den Empfang abweichender Signalfrequenzen zu unterdrücken.

Weiterhin ist ein Empfang der 2-ASK-modulierten Daten mit Manchester-Kodierung erforderlich. Nach der Filterung und Verstärkung wird hierbei der Mittelwert des Signalpegels mithilfe einer automatischen Verstärkungsregelung (AGC) auf einen konstanten Wert geregelt, sodass, trotz schwankenden Eingangspegels aufgrund von Bewegungen und sich ändernden Kanal- und Störeinflüssen, eine zuverlässige Wiedererkennung der gesendeten Werte erfolgen kann. Anschließend erfolgt eine Manchester-Dekodierung.

Zur Nutzung von Synergieeffekten wird die für den RFQ-Empfang erforderliche Filterung und Verstärkung im HF-Bereich ebenfalls für den Datenempfang genutzt.

Abb. 4.1 zeigt die beschriebene Struktur des Empfängers. Am Eingang der Schaltung befindet sich nach einem passiven Filter ein Vorverstärker (PreAmp) mit einer hohen Verstärkung bei relativ geringem Eigenrauschen. Dadurch lässt sich der Einfluss des Rauschens der folgenden Komponenten maßgeblich reduzieren [61].

Da das passive Filter lediglich eine Güte von ca. 10 besitzt, soll anschließend, je nach

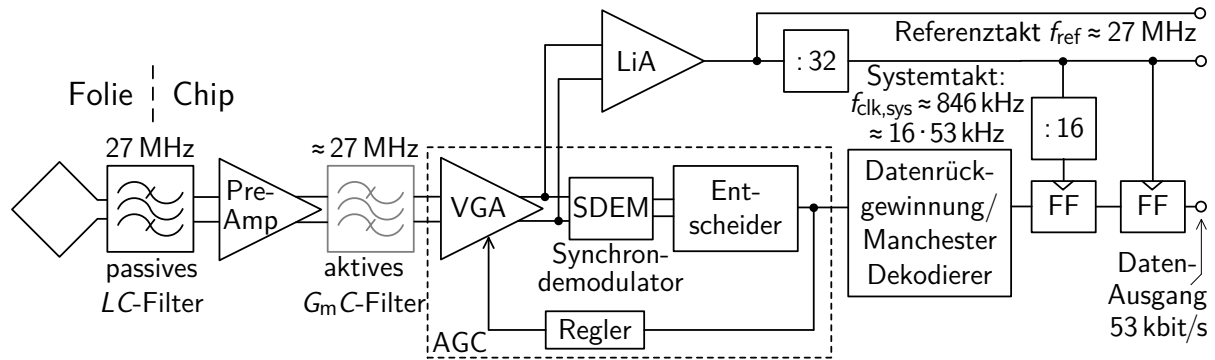


Abb. 4.1: Struktur des eingesetzten Empfängers.

Signal-zu-Rausch-Leistungsverhältnis (SNR) und Abstand der Störfrequenzen, eine aktive Filterung mit höherer Güte erfolgen.

Der Abgriff des Signals für den LiA erfolgt in der AGC, da der VGA so doppelt genutzt werden kann. Hinter dem LiA findet, parallel zum RFQ-Ausgang, eine Frequenzteilung um den Faktor $2^5 = 32$ statt, um den Systemtakt mit der Frequenz $f_{\text{clk,sys}} \approx 846 \text{ kHz}$ bereit zu stellen. Der geringere Systemtakt hilft die Leistungsaufnahme der digitalen Schaltungsblöcke zu verringern und entspricht der S2B-Symbolrate $f_{\text{s,S2B}}$.

Die AGC besteht aus dem VGA, einem Synchrondemodulator (SDEM), einem Entscheider und dem Regler. Die Struktur entspricht dabei einem Geradeausempfänger, wobei, ähnlich wie bei Homodynempfängern, ein Synchrondemodulator eingesetzt wird.

Hinter dem Entscheider muss das wertediskrete, aber noch zeitkontinuierliche Signal korrekt abgetastet werden und eine Manchester-Dekodierung erfolgen.

4.2 Hochfrequenzeingang

Der Empfängereingang besteht aus einer passiven Filterung und einer Vorverstärkung, sowie einer optionalen, aktiven Filterung mit höherer Güte, und befindet sich im HF-Bereich. Die Komponenten werden für den Referenz- und Datenempfang benötigt.

4.2.1 Passives Filter

Bei festgelegten Temperaturen kann das SNR des empfangenen Signals nur über eine Verringerung der Bandbreite vergrößert werden. Daher erfolgt am Eingang des RX eine passive Filterung, welche zur Minimierung der Anzahl der Komponenten direkt über die Empfangsspule, die Eingangstransistoren des Vorverstärkers, sowie eine auf dem Chip integrierte Kapazität für die Anpassung realisiert wird. Die Größe der Induktivität ist durch das Ausmaß des Foliensystems und den Platzbedarf der 868 MHz Antenne, sowie der anderen Komponenten auf dem Foliensystem stark begrenzt und soll mit mehreren Windungen um das gesamte Foliensystem herum realisiert werden, was z. B. in Abb. 6.2 zu sehen ist. Berechnungen und Simulationen einer solchen Empfangsspule ergeben einen realistischen Wert von $L_{\text{loop,sim}} \approx 700 \text{ nH}$ und für den gesamten Serienwiderstand mit Anschlusswiderstand wird ein Wert von $R_{\text{loop,s}} \approx 5 \Omega + 4 \Omega = 9 \Omega$ angenommen.

Zur Resonanz des Serienschwingkreises bei erzwungener Schwingung mit $f_{\text{ref}} \approx 27 \text{ MHz}$

wird nach Tab. A.4 mit $L = L_{\text{loop,sim}}$ der in Gl. (4.1) gezeigte, differenziell zwischen den Eingängen wirkende Kapazitätswert $C_{i,d}$ benötigt:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \implies C_{i,d} \stackrel{!}{=} C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \approx 49,4 \text{ pF} \quad (4.1)$$

Da 50 pF einen großen Wert für integrierte Kapazitäten darstellt, kann die Kapazität im Sea-of-Gates nur über zwei spezielle Polysilizium-Platten unterhalb der Anschluss-Pads realisiert werden, welche einen relativ geringen Abstand zueinander besitzen. Diese Pad-Kapazitäten werden direkt zwischen den differenziellen Eingängen verschaltet und besitzen jeweils einen berechneten Wert von $C_{\text{PadCap}} = 7,2 \text{ pF}$, wobei sie ebenfalls eine parasitäre Kapazität der unteren Platte zum Substrat von ca. 500 fF aufweisen. Für einen niederohmigen Anschluss kommen im Maskenentwurf zusätzlich parasitäre Kapazitäten zur Versorgungsspannung von ca. 2 pF pro Pad hinzu, welche sich ebenfalls asymmetrisch auf die zwei Platten aufteilen. Um den Eingang symmetrisch aufzubauen, werden immer zwei in Gegenrichtung angeschlossene Kapazitäten verwendet. Daher werden 6 Pad-Kapazitäten mit einer berechneten, differenziellen Gesamtkapazität von ca. 50 pF verwendet. Hinzu kommt noch die Kapazität der Eingangstransistoren, welche jedoch kleiner als 1 pF ist. Da die verwendeten Bauteilwerte simuliert bzw. berechnet sind und bei der Herstellungen ohnehin Abweichungen und zusätzliche Schwankungen auftreten, wird diese Annäherung zunächst als ausreichend betrachtet.

Aufgrund der Parameterschwankungen darf die Güte des passiven Schwingkreises wegen mangelnder Modifizierbarkeit im Foliensystem trotz Nachteilen bezüglich des Rauschens und der Selektivität zunächst nicht zu hoch gewählt werden. Dies ist aufgrund der parasitären Serienwiderstände im Schwingkreis gegeben. So besitzen die Kapazitätsplatten und Anschlussleitungen der Pad-Kapazitäten jeweils einen berechneten, parasitären Widerstand von ca. 5Ω , was zu einem Gesamtserienwiderstand von $R_{s,\text{ges}} \approx R_{\text{loop,s}} + 5 \Omega/6 \approx 10 \Omega$ führt. Abb. 4.2 zeigt den Schwingkreis schematisch. Die Eingangswiderstände und Kapazitäten der MOSFETs können zunächst vernachlässigt werden. Die Spannungsübertragungsfunktion eines entsprechenden Schwingkreises mit Resonanz bei ca. 27 MHz ist in Abb. 4.3 zu sehen.

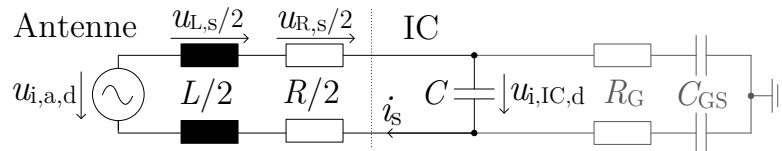


Abb. 4.2: Serienschwingkreis IC-Eingang aus Antenneninduktivität und IC-Kapazität.

Die Güte Q_s , 3 dB-BW $f_{3\text{dB},i}$ und Resonanzüberhöhung $|u_{i,IC}/u_{i,a}|_{\text{max}}$ des Serienschwingkreises sind in (4.2) beziffert:

$$Q_s \stackrel{\text{Tab. A.4}}{=} \frac{\omega_0 L}{R} \approx 10,8 ; \quad f_{3\text{dB},i} \approx 2,5 \text{ MHz} ; \quad |u_{i,IC}/u_{i,a}|_{\text{max}} \approx 10,8 \quad (4.2)$$

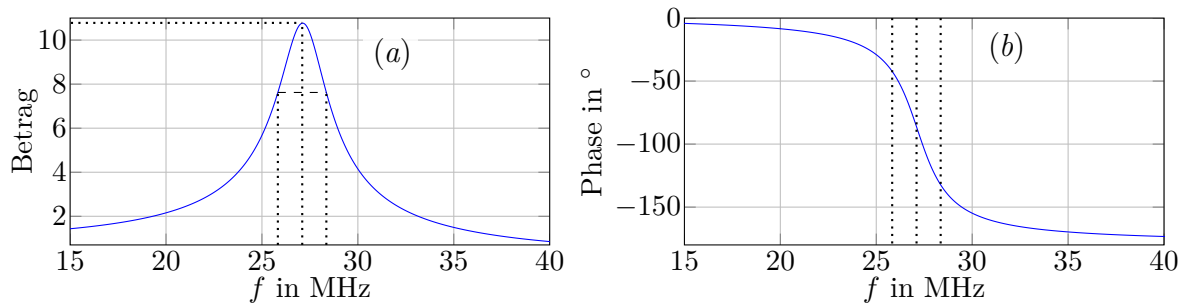


Abb. 4.3: Spannungsbezogene Übertragungsfunktion $u_{i,IC}/u_{i,a}$ des Eingangsschwingkreises bei Anpassung nach (a): Betrag und (b): Phase (AC-Simulation).

4.2.2 Vorverstärker

4.2.2.1 Aufbau

Wie im Abschnitt 4.1 beschrieben, soll der Vorverstärker bei einem geringen Eigenrauschen eine große Verstärkung aufweisen. Für die Verringerung des Rauschens sind Bandbegrenzungen am Eingang und Ausgang notwendig, welche gewöhnlich durch Bandpassfilter realisiert werden. Eingangsseitig existiert mithilfe der externen Induktivität die passive Filterstufe aus Abschnitt 4.2.1. Aufgrund der geringen Anzahl an Metallebenen und der begrenzten IC-Fläche können jedoch keine Induktivitäten mit ausreichender Güte auf dem IC realisiert werden und die auf dem IC enthaltenen Kondensatoren sind aufgrund der relativ großen parasitären Kapazität der Plattenunterseite nicht für eine Serienkopplung geeignet. Daher wird für die ausgangsseitige Bandbegrenzung eine aktive Offsetspannungskompensation (OVC) gewählt, welche dem differentiellen Anteil des Signals bei Frequenzen unterhalb der Regelschleifenbandbreite am Ausgang entgegengewirkt. Die Dämpfung der hohen Frequenzen geschieht durch entsprechende Dimensionierung der Transistoren und Ströme und damit der Bandbreite des Verstärkers.

Abb. 4.4 zeigt den Vorverstärker zusammen mit OVC und Gleichtakt-(CM)-Regler (CMFB). Der Vorverstärker-Kern wird durch eine Source-Schaltung gebildet um eine hohe Verstärkung und große Eingangswiderstände zu erhalten. Er besteht aus einem Differenzverstärker mit Stromquelle (P_3), Eingangstransistoren (P_1, P_2) und zugehöriger Last (N_1, N_2). Aufgrund des beim Sea-of-Gates generell verwendeten n^+ -dotierten Gate-Polysiliziums bildet sich bei p-Kanal-MOSFETs aufgrund einer zusätzlich notwendigen p-Dotierung unterhalb des Oxids ein vergrabener Kanal aus, welcher zu einem um 1 bis 2 Größenordnungen verringerten $1/f$ -Rauschen führt [62, 63, 64].

Im entsprechenden Stellglied werden die in der OVC erzeugten Ströme i_{OVC} und \bar{i}_{OVC} zusätzlich über die Stromspiegel mit den Transistoren P_4 und P_5 , sowie P_6 und P_7 in die Last des Differenzverstärkers (N_1, N_2) eingepreßt. Die Bandbreite des Reglers wird auf einen Wert von ca. 300 kHz eingestellt um die Verstärkung bei 27 MHz nicht zu beeinflussen.

Da im gewünschten Frequenzbereich zunächst das $1/f$ -Rauschen dominiert, erfolgt eine

Vergrößerung der Gateflächen zur Verschiebung der Eckfrequenz. Dies betrifft insbesondere P_1 und P_2 , aber auch N_1 und N_2 und die MOSFETs der OVC. Um die Bandbreite des PreAmp konstant zu halten, wird der Fußpunktstrom ebenfalls vergrößert.

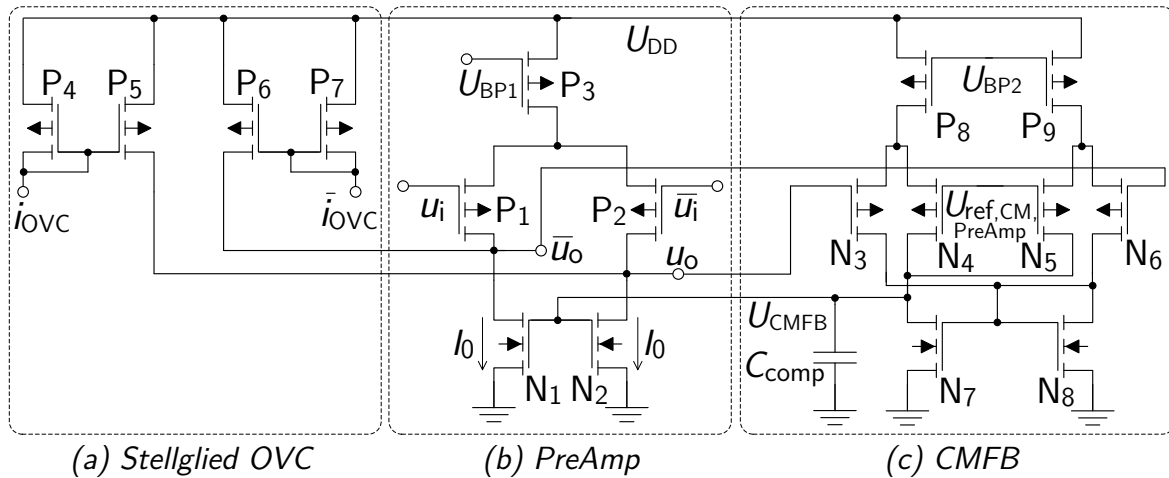


Abb. 4.4: Schematischer Aufbau von (a): Stellglied der Offsetspannungskompensation (OVC), (b): Vorverstärker (PreAmp) und (c): Gleichtakt-(CM)-Regler (CMFB)

Die Weiten von P_1 und P_2 werden bei einer Gatelänge von 550 nm zu insgesamt je 124 μm gewählt, woraus im Arbeitspunkt je MOSFET eine simulierte Eingangskapazität von $C_{G,PreA,ges} \approx 728$ fF resultiert. Der effektive serielle Gatewiderstand pro MOSFET-Finger $R_{G,dig,P}$ lässt sich bei einseitiger Gate-Kontaktierung über die Gatedimensionen L_G und W_G , den zugehörigen Flächenwiderstand R_{\square} sowie den Kanalwiderstand pro Finger R_{ch} , die Stromverteilung im Gate und Kanal und den Gate-Kontaktwiderstand $R_{G,kont}$ zu $R_{G,dig,P} = \frac{1}{3} \left(\frac{W_G}{L_G} R_{\square} + R_{ch} \right) + R_{G,kont} \approx 185 \Omega$ bestimmen [65, 66], indem über die Teilleistungen integriert wird. Addiert man zusätzliche Serienwiderstände und teilt den Wert durch die Anzahl der Gates, so ergibt sich der gesamte Gatewiderstand $R_{G,PreA,ges} \approx 18,5 \Omega$. Eine zweiseitige Gate-Kontaktierung kann aufgrund der zwei nutzbaren Metall-Ebenen nicht realisiert werden. Dies ist unproblematisch, da $R_{G,PreA,ges}$ aufgrund des großen Kapazitätswerts parallel zu den Eingangs-MOSFETs nur einen geringen Einfluss auf die Güte des Eingangsschwingkreises besitzt. $R_{G,PreA,ges}$ und $C_{G,PreA,ges}$ können daher vernachlässigt werden.

Der Arbeitspunkt am Eingang des Vorverstärkers wird über MOSFETs eingestellt, da im SoG an entsprechender Stelle keine Widerstände zur Verfügung stehen. Dabei treten asymmetrische Verzerrungen auf, wobei das simulierte Signal-zu-Verzerrungs-Verhältnis (SDR) bis zu einer differentiellen Eingangsamplitude von $\hat{U}_d = 100$ mV über 50 dB beträgt. Aufgrund der typischerweise kleinen Eingangsamplituden des Vorverstärkers sind diese Verzerrungen für die vorgesehene Anwendung vernachlässigbar.

Der Arbeitspunkt am Ausgang des Vorverstärkers wird über eine CMFB eingestellt. Da an der entsprechenden Position im SoG keine Widerstände und Kapazitäten verfügbar

sind, wird sie vollständig aus Transistoren aufgebaut. Sie besteht aus zwei Differenzverstärkern, welche einen Addierer bilden. Gemäß Gl. (4.3) wird der CM-Fehler e_{CM} über die Addition der zwei Differenzen berechnet und durch die Rückkopplung ausgeglichen. Um die Regelschleife stabil zu halten ist ein dominanter Pol erforderlich, welcher durch den Ausgangswiderstand des Verstärkers und eine entsprechend große Kompensationskapazität C_{comp} gebildet wird. Hierdurch bleibt der Phasenrand der geöffneten Schleife groß genug, um ein schnelles Abklingen von angeregten Schwingungen zu ermöglichen.

$$e_{\text{CM}} = (u_o - U_{\text{ref,CM,PreAmp}}) + (\bar{u}_o - U_{\text{ref,CM,PreAmp}}) = u_o + \bar{u}_o - 2U_{\text{ref,CM,PreAmp}} \quad (4.3)$$

4.2.2.2 Kennzahlen

Um eine hohe Verstärkung zu erzielen, wird der Vorverstärker kaskadiert. Die Spannungsverstärkung mit beiden Stufen ist in (4.4) angegeben:

$$A_U \approx 136 \approx 42,7 \text{ dB} \quad (4.4)$$

Der Verstärker besitzt im Frequenzbereich von 1 kHz bis 100 MHz ein simulativ ermitteltes, eingangsbezogenes Rauschen mit RMS-Spannungswert von $\approx 47 \mu\text{V}$. Wird weiterhin der Schwingkreis bei Anpassung betrachtet, entspricht dies einer anregenden RMS-Spannung von gut $4 \mu\text{V}$, sodass dies einer Eingangsleistung von ca. $1,8 \text{ pW}$ oder -87 dBm entspricht. Bei 300 K und $f_{3\text{dB,i}} \approx 3 \text{ MHz}$ ergibt sich für $U_{\text{DD}} = 4 \text{ V}$ und $U_{\text{DD}} = 5 \text{ V}$ die Rauschzahl F_n aus (4.5):

$$F_n = \frac{\text{SNR}_i}{\text{SNR}_o} = 1 + \frac{N_{i,\text{add}}}{N_i} \approx 1 + \frac{1,8 \text{ pW}}{k_B 300\text{K} 2,5\text{MHz}} \approx 1 + \frac{1,8 \text{ pW}}{10,4 \text{ fW}} \approx 22,4 \text{ dB} \quad (4.5)$$

4.2.3 Aktives Filter

Die aktive Filterung ist in der Praxis im 27 MHz Band nicht unbedingt erforderlich, verbessert aber die Selektivität und auch das SNR und damit die Resistenz gegenüber Störungen in benachbarten Frequenzbändern. Es wird daher ein integriertes, einstellbares Filter in $G_m C$ -Technik mit einer angestrebten Güte von ca. 220 entwickelt, wobei insbesondere die Linearität der verwendeten Transkonduktanzverstärker (OTA) eine wesentliche Eigenschaft darstellt, da sich das Filter ansonsten abhängig vom Eingangspegel verstimmt. Weiterhin ist eine Einstellbarkeit entscheidend um eine Nachführung in Echtzeit zu ermöglichen, welche bei Biegungen und zugehörigen Änderungen der Transistoreigenschaften sowie bei Änderungen der Temperatur erforderlich ist. Da das Filter aufgrund des großen Entwicklungsaufwands nur auf Schaltungsplanebene realisiert werden kann und einen erheblichen Umfang besitzt, wird auf die Darstellung in dieser Arbeit verzichtet und auf die Beschreibung in [67] verwiesen.

4.3 Rückgewinnung Referenztakt

Die Rückgewinnung des Referenztakts befindet sich im Anschluss an den HF-Eingang. Der Aufbau beinhaltet einen limitierenden Verstärker (LiA) und Frequenzteiler.

4.3.1 Limitierender Verstärker

Der begrenzende oder limitierende Verstärker (LiA) dient zur Gewinnung eines rechteckförmigen Taktsignals mit steilen Flanken und geringem Jitter aus dem vorverstärkten, sinusförmigen und amplitudenmodulierten Eingangssignal.

Hierfür ist zunächst eine große Verstärkung sowie ein im Vergleich zum Eingangssignal geringes Rauschen erforderlich, weshalb die Eingangsbandbreite nicht zu groß sein sollte. Bei zunehmender Begrenzung des Signals stellt aufgrund der hinzukommenden Harmonischen eine ausreichend hohe Bandbreite des Verstärkers eine wichtige Eigenschaft dar. Die Flankensteilheit ist insbesondere in der Umgebung des Umschaltpunkts des folgenden Verstärkers entscheidend, da hiervon der Einfluss des Rauschens abhängt.

Im Folgenden soll der minimale Jitter in Abhängigkeit des eingangsbezogenen SNR bestimmt werden. Geht man von einem sinusförmigen Eingangssignal aus, so bewirkt eine überlagerte Rauschspannung eine Verschiebung der Flanke und damit Jitter. Geht man zusätzlich davon aus, dass die Rauschspannung in der Regel deutlich kleiner als die Signalspannung ist, so lässt sich die Steigung durch eine Konstante annähern. Es wird daher vom Verhältnis zwischen SNR_i und J_{rms} aus (4.6) ausgegangen:

$$u_i = \hat{U}_i \sin(\omega t) + u_{i,n} \stackrel{u_{i,n} \ll \hat{U}_i}{\Rightarrow} u_{i,n} \approx \Delta t \left. \frac{du_i}{dt} \right|_{t=0} = \Delta t \omega \hat{U}_i \Rightarrow \Delta t \approx \frac{u_{i,n}}{\omega \hat{U}_i} \Rightarrow J_{\text{rms}} \approx \frac{\sigma_{i,n}}{\omega \hat{U}_i} = \frac{1}{\sqrt{2\text{SNR}_i} \omega} \quad (4.6)$$

Geht man von einem ASK-modulierten Signal aus, so lässt sich der maximale Jitter in Abhängigkeit der maximalen Amplitude \hat{U}_{max} mit (2.3) nach (4.7) bestimmen.

$$J_{\text{rms,max}} \stackrel{(4.6)}{=} \frac{\sigma_{i,n}}{\omega \hat{U}_{\text{min}}} \stackrel{(2.4)}{=} \frac{\sigma_{i,n}}{\omega \hat{U}_{\text{max}}} K_{\text{U,AM}} \stackrel{(2.4)}{=} \frac{\sigma_{i,n}}{\omega \hat{U}_{\text{max}}} \frac{1 + m_A}{1 - m_A} \quad (4.7)$$

(4.6) wird später für die Bestimmung der Empfindlichkeit des Empfängers benötigt.

Abb. 4.5 (a) zeigt den Aufbau einer Differenzverstärkerstufe mit kreuzgekoppelter aktiver Last, welche bei einer hohen differentiellen Verstärkung durch die Mitkopplung der MOSFETs P_1 und P_2 , aufgrund der Kombination mit den Transistoren P_3 und P_4 eine geringe CM-Verstärkung besitzt, wodurch der Einsatz einer CM-Regelung vermieden, und damit die Realisierung wesentlich vereinfacht und verkleinert werden kann. Um die CM-Verstärkung weiter zu verringern, wird zusätzlich eine Kaskodenstromquelle (N_1 und N_2) eingesetzt. Für eine genügend hohe Verstärkung werden mehrere dieser Stufen hintereinander geschaltet. In den hinteren Stufen tritt eine zunehmende Signalbegrenzung ein, wodurch sich Signale und Verstärker wie in der Stromschalterlogik (CML) verhalten. Da auf den Ausgang des LiAs CMOS-Schaltungen folgen, wird für eine korrekte Umsetzung der Schaltschwelle und damit des Tastgrads (TG) der in Abb. 4.5 (b) gezeigte CML- zu CMOS-Pegelwandler eingesetzt. Da die internen Ausgangsspannungen u_{int} und \bar{u}_{int} von den MOSFETs P_5 und P_6 in Ströme umgewandelt werden und der Strom durch N_5 in den Strom durch N_6 gespiegelt wird, bildet die Schaltung einen von Prozessschwankungen relativ unabhängigen Pegelwandler. Abb. 4.5 (c) stellt eine abschließende CMOS-Inverterstufe dar.

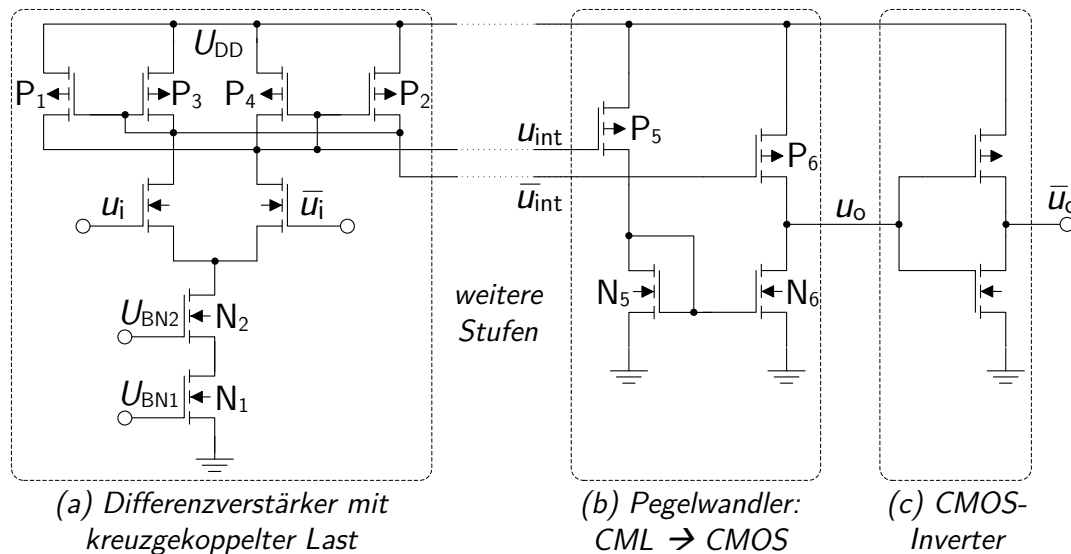


Abb. 4.5: Schematischer Aufbau von limitierendem Verstärker (LiA) bestehend aus (a): Differenzverstärker, (b): Pegelwandler und (c): CMOS-Inverter.

4.3.2 Frequenzteiler

Der Referenzfrequenztakt mit der Taktrate f_{ref} bildet den Ausgang des LiAs und wird im TX benötigt. Um die Leistungsaufnahme des Systems zu reduzieren, arbeiten die digitalen Schaltungskomponenten des Sensor- und Steuerungs-ICs mit der geringer liegenden Systemtaktrate $f_{clk,sys}$, zu deren Erzeugung Frequenzteiler erforderlich sind.

Um eine korrekte Abtastung der Datensignale im Anschluss an die Datenrückgewinnung sicherstellen zu können, muss die f_{ref} -Taktflanke, zu welcher der Systemtakt Flanken besitzt, einstellbar sein. Dies geschieht durch entsprechende Auswahl eines der im Frequenzteiler ohnehin verfügbaren, unterschiedlichen Zustände über eine Multiplexerschaltung. Damit der Frequenzteiler immer im selben Zustand startet, sind weiterhin asynchrone Rücksetzeingänge vorgesehen.

4.4 Datenrückgewinnung

Die Rückgewinnung der Daten ist der zweite Empfangspfad und für die Steuerung der Foliensysteme erforderlich. Er besteht im Wesentlichen aus dem Verstärkungsregelkreis, sowie einer Komponente zur Abtastung und Dekodierung.

4.4.1 Verstärkungsregelkreis

Der Pegel des Eingangssignals am Empfänger schwankt abhängig vom Abstand zur BS sowie der Antennenausrichtung und zusätzlichen Störfaktoren. Zur Rückgewinnung der Daten aus dem ASK-modulierten Empfangssignal erfolgt eine Regelung des Empfangspegels auf einen konstanten Wert durch den Verstärkungsregelkreis (*Automatic Gain Control*, AGC). Hierfür sind steuerbare Verstärker mit einstellbarer Verstärkung (VGA), eine Pegelerkennung, sowie ein entsprechender Regler notwendig. Für den Empfang der Daten ist weiterhin eine Demodulation erforderlich.

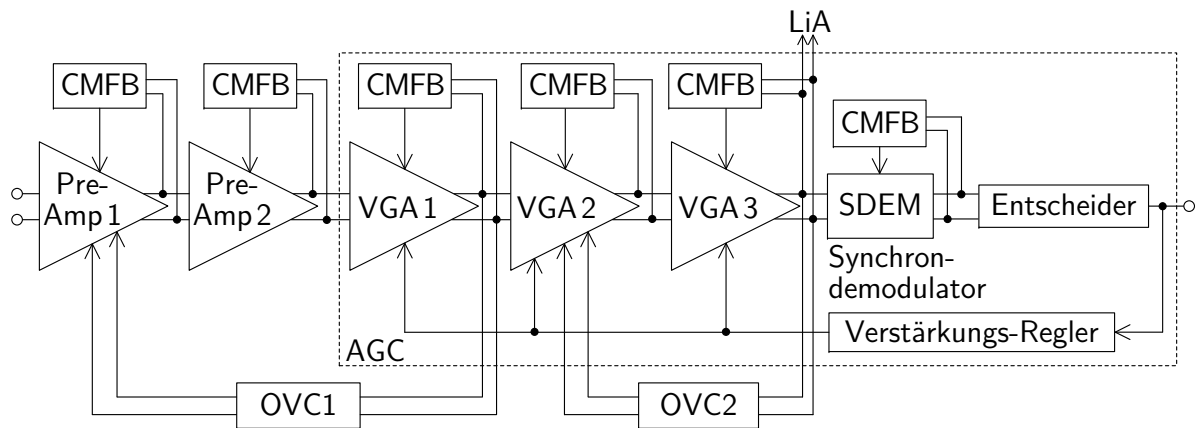


Abb. 4.6: Struktur des eingesetzten Empfängers.

Abb. 4.6 zeigt einen Überblick über die AGC inklusive der Gleichtaktregler (CMFB) und Offsetspannungskompensation (OVC). Die CMFB sind für die ansteuerungs- und prozessschwankungsunabhängige Einstellung der Arbeitspunkte erforderlich und die OVC werden für die Reduzierung der erheblichen Offsets der differentiellen Transistoren insbesondere beim Empfang kleiner Signale benötigt und begrenzen das Band nach unten hin. Die Vorverstärker (PreAmp) sind in der OVC-Schleife enthalten und daher ebenfalls dargestellt.

4.4.1.1 Steuerbarer Verstärker

Beim steuerbaren Verstärker (VGA) kann die Verstärkung über eine Stellgröße eingestellt werden. Die maximale Verstärkung sowie der Dynamikbereich sollen groß genug, aber die Empfindlichkeit nicht zu hoch sein. Die Bandbreite soll so gewählt werden, dass die gewünschte Frequenz verstärkt werden kann, aber keine unnötig große Stromaufnahme stattfindet. Um die Grenzfrequenz über variierenden Eingangspegeln konstant zu halten, wird eine exponentielle Zunahme der Verstärkung mit der Steuerspannung angestrebt [68]. Außerdem wird ein möglichst monotoner Verlauf gefordert, um die Ansteuerung in der AGC zu vereinfachen.

Als Ausgangspunkt für den VGA wird ein Differenzverstärker gewählt. Zur Einstellbarkeit der Verstärkung können unterschiedliche Mechanismen, wie beispielsweise die Veränderung des Fußpunktstroms, die Verwendung von Kaskodetransistoren oder von einstellbaren Degenerationswiderständen, eingesetzt werden. Als Kompromiss der Anforderungen wird ein Konzept mit einstellbaren Degenerationswiderständen gewählt, welche durch MOSFETs realisiert werden. Abb. 4.7 zeigt den schematischen Aufbau des VGAs (a) und dessen Gleichspannungs-(DC)-Verstärkung über der Steuerspannung (b). Außerhalb des gezeigten Bereichs der Steuerspannung $u_{\text{ctrl,VGA}}$ verläuft die Verstärkungskurve ebenfalls monoton. Genauere Informationen zum Aufbau und dem zugehörigen Entwurfsprozess sind in [69] zu finden. Um den gewünschten Dynamikbereich von 60 dB zu erzielen, werden drei hintereinander geschaltete VGAs eingesetzt.

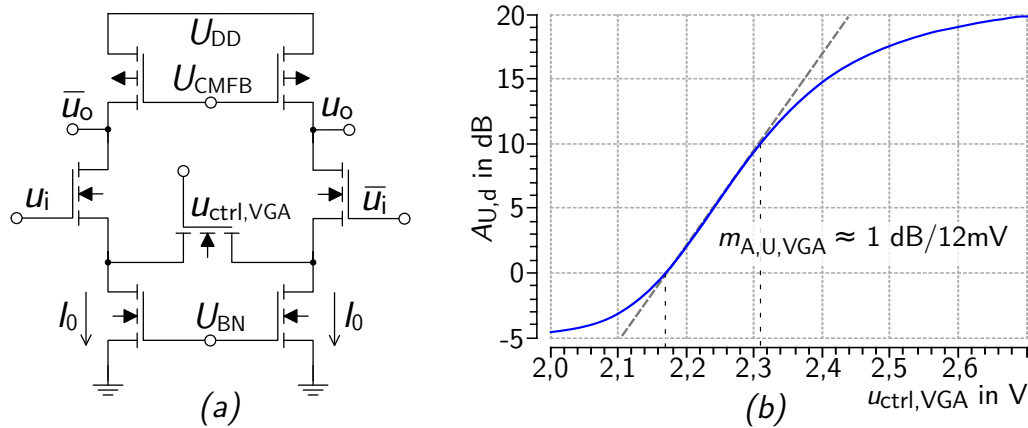


Abb. 4.7: (a): Schematischer Aufbau VGA. (b): Simulierte, differenzielle Spannungsverstärkung $A_{U,d}$ über Steuerspannung $u_{ctrl,VGA}$.

4.4.1.2 Demodulator

Durch den Demodulator wird das analoge BB-Signal aus dem HF-Signal zurückgewonnen. Dies entspricht dem ersten Schritt der Datenrückgewinnung. Später erfolgen Entscheidung und Abtastung zur Wiederherstellung der digitalen Daten.

Die Demodulation von amplitudenmodulierten Signalen kann auf unterschiedliche Weisen erfolgen. Im einfachsten Fall wird ein TP-Filter mit einer Diode am Eingang verwendet. Diese Struktur besitzt jedoch einen geringen Eingangswiderstand, sodass eingangsseitig große Treiber mit viel Leistungsbedarf benötigt werden. Ebenfalls tritt ein stark voneinander abweichender Auf- und Entladevorgang auf, welcher das Signal verzerrt. Weiterhin stehen in der verwendeten Technologie keine modellierten Dioden zur Verfügung, sodass diese Form der Demodulation nicht umgesetzt wird.

Eine weitere Möglichkeit zur Demodulation bei AM kann über modifizierte Differenzverstärker erfolgen, welche einen wesentlich höheren Eingangswiderstand besitzen und daher ohne große Treiberschaltungen auskommen [70]. Jedoch haben Schaltungen wie diese, ähnlich zu TP-Filtern, ebenfalls asymmetrische Auf- und Entladeeigenschaften der Kapazität. Da das Entladeverhalten prozessschwankungsabhängig ist, wird die Einstellung eines konstanten CM-Pegels am Ausgang ebenfalls erschwert.

Im realisierten Empfänger wird daher ein Synchrondemodulator (SDEM) in Form eines Analogmultiplizierers (Gilbert-Zelle) mit einem TP-Filter am Ausgang eingesetzt. Der schematische Aufbau ist in Abb. 4.8 (a) gezeigt. Der SDEM kombiniert die Vorteile eines großen Eingangswiderstands, eines symmetrischen Auf- und Entladeverhaltens und eines über eine CMFB einstellbaren CM-Pegels am Ausgang. Ein SDEM besitzt einen Dateneingang und einen Takteingang, welcher typischerweise mit einem Lokaloszillator (LO) verbunden ist. Im System dieser Arbeit ist kein unabhängiger LO verfügbar, jedoch könnte die zurückgewonnene RFQ als LO-Signal verwendet werden. Da die Daten aber ohnehin 2-ASK moduliert sind, kann auch das Datensignal an den Takteingang angeschlossen werden. Hierdurch wird das Signal in erster Näherung quadriert, was nach (4.8) zu einem vergrößerten Datensignal führt und damit die Datenrückgewinnung

vereinfacht. Bei der Beschaltung werden die in Abb. 4.8 (a) gezeigten Eingänge $u_{i,A}$ und $u_{i,B}$ daher verbunden. Die resultierende DC-Transfercharakteristik ist in Abb. 4.8 (c) gezeigt. Dabei ist zu sehen, dass $u_{o,d}$ zunächst sogar ungefähr mit $u_{i,d}^4$ zunimmt. Die Ursache dafür ist, dass die Transistoren der Eingangssignale $u_{i,A}$ und $\bar{u}_{i,A}$ aufgrund einer fehlenden Pegelschiebung teilweise im linearen Bereich arbeiten und deren Drain-Source-Spannung U_{DS} entsprechend zunimmt. Dies vereinfacht die Schaltung und vergrößert den Anteil des Datensignals am Ausgang weiter. Ab einer gewissen Ausgangsspannung tritt außerdem eine Sättigung ein, sodass der Effekt der Potenzierung verloren geht. Um den Bereich der Ausgangsspannung entsprechend an die Eingangsspannung anzupassen wird der MOSFET N_1 zur Degeneration der Verstärkung eingesetzt.

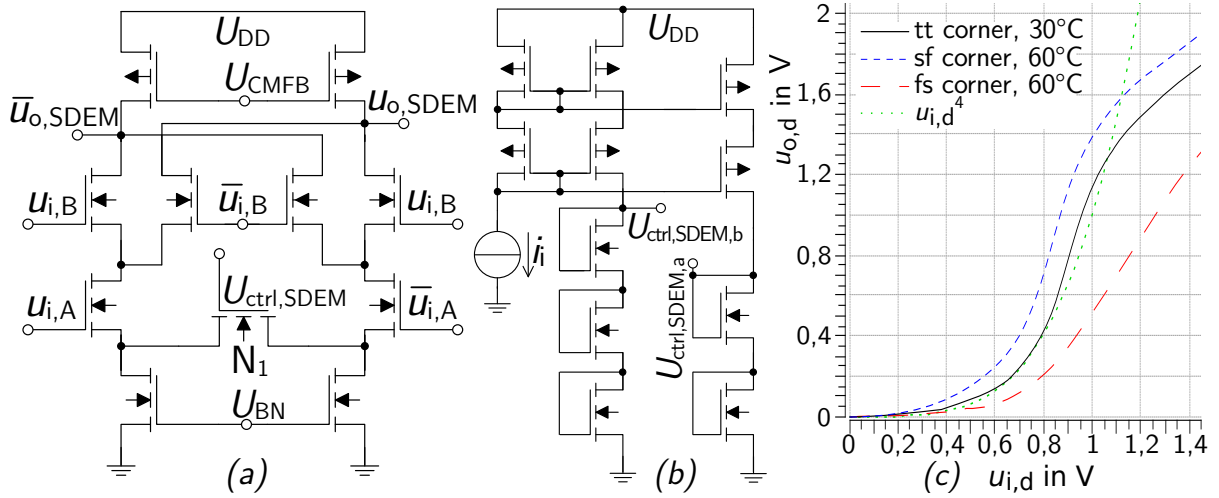


Abb. 4.8: (a): Aufbau Synchrondemodulator (SDEM). (b): Erzeugung $U_{ctrl,SDEM}$ (c): DC-Transfercharakteristik.

Da die Verstärkung, wie in Abb. 4.8 (c) zu sehen, z. T. erheblich durch Prozessschwankungen beeinflusst wird, soll sie einstellbar gestaltet werden. Dies geschieht über die Spannung $U_{ctrl,SDEM}$, welche wie in Abb. 4.8 (b) zu sehen über die Knoten $U_{ctrl,SDEM,a}$ oder $U_{ctrl,SDEM,b}$ gebildet werden kann. Zudem ist der Strom i_i über einen relativ großen Bereich digital einstellbar.

Verhalten bei rauschbehaftetem Eingangssignal

Wird ein Eingangssignal mit im Band über der Frequenz gleichverteiltem (weißem) Rauschen mit gaußförmiger Amplitudenverteilung angenommen (AWGN), so gilt $u_{i,A,d}(t) = u_{i,B,d}(t) = u_{i,s,d}(t) + u_{i,n,d}(t)$. Mit $u_{i,s,d}(t) = \hat{U}_{LO} \cos(\omega_{LO}t) [1 + m_A \cos(\omega_{BB}t)]$ ergibt sich bei Annahme einer Multiplikation und nach TP-Filterung am Ausgang $u_{o,SDEM,TP,d}(t)$ aus (4.8), wobei \hat{U}_{LO} die Trägeramplitude und ω_{LO} die Trägerkreisfrequenz darstellt. Eine kontinuierliche 0-1-Folge als Datensignal wird durch ω_{BB} und m_A symbolisiert.

$$u_{o,SDEM,TP,d}(t) \approx A_{SDEM} \left[\hat{U}_{LO}^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{m_A^2}{4} + m_A \cos(\omega_{BB}t) + \frac{m_A^2}{4} \cos(2\omega_{BB}t) \right) + \underbrace{\text{TP} \left\{ \hat{U}_{LO} u_{i,n,d}(t) \left[m_A \left(\cos[(\omega_{LO} - \omega_{BB})t] + \cos[(\omega_{LO} + \omega_{BB})t] \right) + 2\cos(\omega_{LO}t) \right] + u_{i,n,d}^2(t) \right\}}_{u_{o,SDEM,TP,n,d}(t)/A_{SDEM}} \right]$$

$$m_A \lesssim 0,5 \quad \underbrace{A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{\text{LO}}^2 \left[\frac{1}{2} + m_A \cos(\omega_{\text{BB}} t) \right]}_{u_{\text{o,SDEM,TP,s,d}}(t)} + u_{\text{o,SDEM,TP,n,d}}(t) \quad (4.8)$$

Das TP-Filter weist eine 3 dB Grenzfrequenz von $f_{3\text{dB,SDEM}} \approx 125$ kHz auf. Dies entspricht etwas mehr als dem Doppelten der Signalfrequenz f_{BB} , wodurch die überlagerten, empfangenen Daten im zeitlichen Verlauf ein weit geöffnetes Auge ergeben. Das Signal vor der Filterung ist in (B.1) in Anhang B.1.1.1 angegeben. A_{SDEM} entspricht dem Verstärkungsfaktor des SDEM und besitzt die Einheit V^{-1} . Der simulativ ermittelte Wert beträgt für den Zielspannungsbereich $A_{\text{SDEM}} \approx 0,4 \text{ V}^{-1}$.

Wenn davon ausgegangen wird, dass Rauschen hauptsächlich innerhalb der Bandbreite des HF-Eingangs $f_{3\text{dB,i}}$ um f_{ref} auftritt und frequenzunabhängig ist, kann die Filterung nach Abschnitt B.1.2 näherungsweise durch eine mit dem Faktor $K_{\text{n,SDEM}} = \frac{2f_{3\text{dB,SDEM}}}{f_{3\text{dB,i}}} \approx \frac{1}{8,5} \approx 0,12$ multiplizierte Rauschleistung am Ausgang angenähert werden.

Untersuchungen bei der Mischung mit einem idealen harmonischem Signal, d. h. ohne Quadrierung, ergeben, dass nach der TP-Filterung abgesehen vom Rauschen in erster Näherung dieselben Frequenzen auftreten. Dabei kommt das BB-Signal nur mit der halben Amplitude, aber dafür ohne Verzerrungen vor. Dies wird in Anhang B.1.1.2 gezeigt. Das Rauschübertragungsverhalten bleibt nach Anhang B.1.2.1 näherungsweise unverändert, solange m_A relativ klein bleibt.

Das SNR am Ausgang des SDEMs bestimmt sich nach Abschnitt 2.5.1.1 näherungsweise zu (4.9), wobei \hat{U}_{n0} die Amplitude einer harmonischen Schwingung mit äquivalenter Rauschleistung darstellt. Die Anteile, welche nur bei Quadrierung auftreten sind markiert:

$$\text{SNR}_{\text{o,SDEM}} = \frac{m_A^2 \hat{U}_{\text{LO}}^2 / \hat{U}_{\text{n0}}^2}{K_{\text{n,SDEM}} \left[\underbrace{2 + m_A^2}_{\text{Bei Quadrierung}} + \hat{U}_{\text{n0}}^2 / \hat{U}_{\text{LO}}^2 / 2 \right]} \quad (4.9)$$

Das SNR am Eingang des SDEMs bestimmt sich nach Abschnitt 2.5.1.1 näherungsweise zu:

$$\text{SNR}_{\text{i,SDEM}} = \frac{m_A^2 \hat{U}_{\text{LO}}^2 / 4}{\hat{U}_{\text{n0}}^2 / 2} \quad (4.10)$$

Das SNR verändert sich daher durch den SDEM mit dem Faktor $K_{\text{SNR,SDEM}}$, wobei der letzte Schritt nur unter den Bedingungen $m_A^2 \ll 1$ und $\hat{U}_{\text{n0}}^2 / \hat{U}_{\text{LO}}^2 \ll 1$ gültig ist:

$$K_{\text{SNR,SDEM}} = \frac{\text{SNR}_{\text{o,SDEM}}}{\text{SNR}_{\text{i,SDEM}}} = \frac{4 / \hat{U}_{\text{n0}}^2 \cdot \hat{U}_{\text{n0}}^2 / 2}{K_{\text{n,SDEM}} \left[\underbrace{2 + m_A^2}_{\text{Quad.}} + \frac{\hat{U}_{\text{n0}}^2}{2 \hat{U}_{\text{LO}}^2} \right]} = \frac{4 / K_{\text{n,SDEM}}}{\underbrace{4 + 2m_A^2}_{\text{Quad.}} + \frac{\hat{U}_{\text{n0}}^2}{\hat{U}_{\text{LO}}^2}} \approx \frac{1}{K_{\text{n,SDEM}}} \quad (4.11)$$

Das SNR wird durch die relativ geringe BW des TP-Filters im Anschluss an den SDEM vergrößert. Der Wert hängt vom Gesamtrauschen und der spektralen Verteilung am

Eingang ab. Kommt neben dem empfangenen Rauschen innerhalb $f_{3\text{dB},i}$ um f_{ref} weiteres, breiter verteiltes Rauschen hinzu, so verringert sich $K_{n,\text{SDEM}}$ und $K_{\text{SNR},\text{SDEM}}$ steigt.

$K_{\text{SNR},\text{SDEM}}$ verringert sich durch die Quadrierung im Vergleich zur Mischung mit einem idealen harmonischen Signal deutlich. Ähnliches geschieht allerdings bei einem rauschbehafteten LO. Diese Anwendung muss mit einem kleineren $K_{\text{SNR},\text{SDEM}}$ auskommen, da ein LO mit geringem Rauschen nicht zur Verfügung steht.

Wird $u_{i,d}$ mit den Exponenten 3 oder 4 potenziert, so erhält man einen weiter vergrößerten Signalanteil, allerdings nimmt auch $K_{\text{SNR},\text{SDEM}}$ weiter ab. Da die zugehörigen $u_{o,\text{SDEM},d}(t)$ und auch $u_{o,\text{SDEM},\text{TP},d}(t)$ sehr komplex sind, werden sie in dieser Arbeit nicht angegeben und es wird die quadratische Näherung verwendet.

4.4.1.3 Entscheider

Um das binäre, aber noch Manchester-(MC)-kodierte digitale Datensignal $u_{\text{dat},\text{MC}}$ aus dem BB-Signal zurück zu gewinnen, wird ein Komparator als Entscheider eingesetzt. Abb. 4.9 (a) zeigt den schematischen Aufbau des Komparators, der das TP-gefilterte, differenzielle Ausgangssignal des Demodulators $u_{o,\text{SDEM},\text{TP}}, \bar{u}_{o,\text{SDEM},\text{TP}}$ mit dem differenziellen Referenzsignal $U_{\text{ref},\text{dec}}, \bar{U}_{\text{ref},\text{dec}}$ vergleicht. Hierzu wird, ähnlich zur CMFB des PreAmps in Abb. 4.4 (c), ein differenzieller Addierer verwendet, welcher jedoch durch Invertierung eines Signals als Differenzierer verschaltet ist:

$$\begin{aligned} & (u_{o,\text{SDEM},\text{TP}} - \bar{u}_{o,\text{SDEM},\text{TP}}) + (\bar{U}_{\text{ref},\text{dec}} - U_{\text{ref},\text{dec}}) \\ = & (u_{o,\text{SDEM},\text{TP}} - \bar{u}_{o,\text{SDEM},\text{TP}}) - (U_{\text{ref},\text{dec}} - \bar{U}_{\text{ref},\text{dec}}) \\ = & (u_{o,\text{SDEM},\text{TP}} - U_{\text{ref},\text{dec}}) - (\bar{u}_{o,\text{SDEM},\text{TP}} - \bar{U}_{\text{ref},\text{dec}}) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Vorteil dieses differenziellen Entscheiders ist, dass CM-Störungen nur eine geringe Auswirkung auf das Ausgangssignal besitzen.

Die kreuzgekoppelte Last besitzt aufgrund der Mitkopplung über P_2 und P_3 eine hohe Verstärkung. Über die jeweils parallel und Dioden-ähnlich verschalteten MOSFETs P_1 und P_4 wird eine Hysterese im Wesentlichen verhindert und der CM-Pegel stabilisiert. Da abgesehen vom Verstärkungsregler anschließend CMOS-Schaltungen folgen, wird ähnlich zu Abb. 4.5 (b) ein CML- zu CMOS-Pegelwandler eingesetzt.

Durch den Komparator entsteht ein wertediskretes, aber noch zeitlich kontinuierliches Signal. Wenn die Verstärkung korrekt eingestellt ist, treten aufgrund der gleichanteilsfreien Leitungskodierung der logische 0 und logische 1 Wert unabhängig von der Datenfolge mit derselben Häufigkeit auf. Hier setzt die Aufgabe des Verstärkungsreglers an.

4.4.1.4 Verstärkungsregler

Der Verstärkungsregler soll die Verstärkung der VGAs derart einstellen, dass der Tastgrad (TG) der Manchester-kodierten Ausgangsspannung $u_{\text{dat},\text{MC}}$ 50% beträgt. Dabei sollen Schwankungen des Signalpegels, nicht jedoch das ASK-modulierte Signal selbst, ausgeglichen werden. Hierfür ist eine relativ große Zeitkonstante $\tau_{\text{ctrl},\text{VGA}}$ im Millisekundenbereich

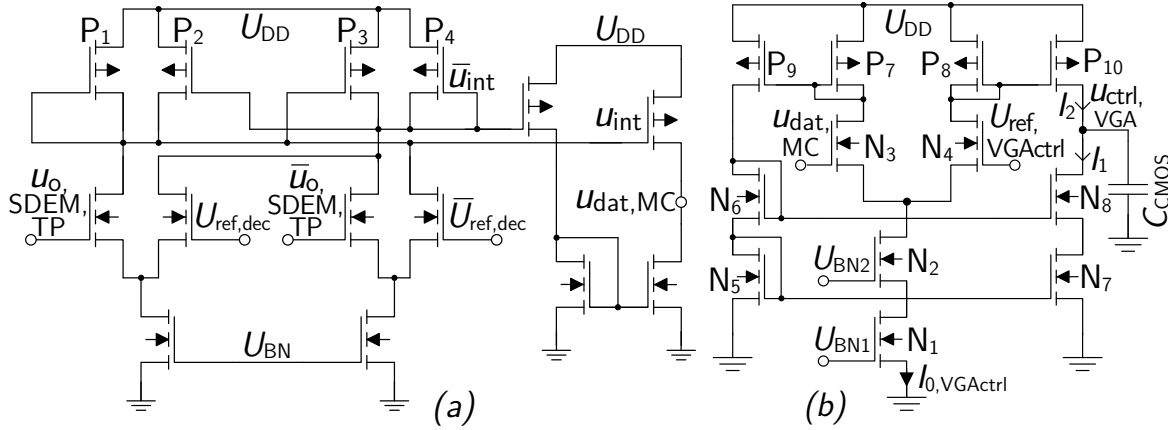


Abb. 4.9: Schematischer Aufbau (a): differenzieller Entscheider und (b): Verstärkungsregler.

notwendig. Zur Realisierung von $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$ wird der in Abb. 4.9 (b) gezeigte Transkonduktanzverstärker (OTA) mit einer kapazitiven Last gewählt. Für $u_{\text{dat,MC}} > U_{\text{ref,VGActrl}}$ wird C_{CMOS} entladen, sodass $u_{\text{ctrl,VGA}}$ sowie die Verstärkung der VGAs sinken, und anders herum. $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$ kann entweder durch eine kleines $I_{0,\text{VGActrl}}$ oder ein großes C_{CMOS} erzielt werden. Um bei der begrenzten Anzahl an Kondensatoren im SoG einen großen Kapazitätswert C_{CMOS} realisieren zu können, werden in großer Zahl vorhandene digital-MOSFETs verwendet. Für einen großen Kapazitätswert werden die MOSFETs im Arbeitspunkt in starker Inversion betrieben.

Aufgrund der erheblichen Offsets der verwendeten Technologie im Bereich von mehreren 10 mV trotz optimierten Maskenentwurfs, wird der Entscheider in die Regelschaltung eingefügt. Hierdurch können die Offsets des differenziellen Komparators ausgeregelt werden, jedoch bringt der lineare Bereich des Reglers durch das wertediskrete Eingangssignal keinen Nutzen. Aus diesem Grund wird auf eine Linearisierung des Verstärkungsregler-OTAs verzichtet. Da $u_{\text{dat,MC}}$ wegen der CMOS-Pegel zwischen U_{SS} und U_{DD} schaltet, wird die Referenzspannung $U_{\text{ref,VGActrl}}$ auf $U_{\text{DD}}/2$ gelegt.

Der so gebildete, integrierende Zweipunktregler soll im eingeschwungenen Zustand die Steuerspannung $u_{\text{ctrl,VGA}} = U_{\text{ctrl,VGA,soll}}$ für die Verstärkung $A_{\text{U,VGAges,soll}}$ und einen TG $D_{\text{TG}} = 50\%$ an $u_{\text{dat,MC}}$ besitzen. Ausgelöst durch eine Änderung der Signalamplitude aufgrund der Modulation soll $u_{\text{dat,MC}}$ umschalten. Dies ist in Abb. 4.10 (a) anhand der differenziellen Hüllkurven $\tilde{u}_{\text{o,SDEM,TP}}(t)$ und $\bar{\tilde{u}}_{\text{o,SDEM,TP}}(t)$ bei einem Manchester-kodierten Eingangssignal mit $m_{\text{A}} = 1/3$ und $K_{\text{U,AM}} \approx 2$ nach (4.8) gezeigt, wobei $\tilde{u}_{\text{o,SDEM,TP}}(t) = u_{\text{o,SDEM,TP}}(t - \frac{\pi}{2})$.

Ursachen für Übertragungsfehler

Die differenziellen Hüllkurven $\tilde{u}_{\text{o,SDEM,TP}}(t)$ und $\bar{\tilde{u}}_{\text{o,SDEM,TP}}(t)$ stellen die informations-tragende Größe dar, da die Entscheidung durch einen Vergleich dieser mit $U_{\text{ref,dec}}$ und $\bar{U}_{\text{ref,dec}}$ getroffen wird. Abb. 4.10 (a) zeigt diese Signale.

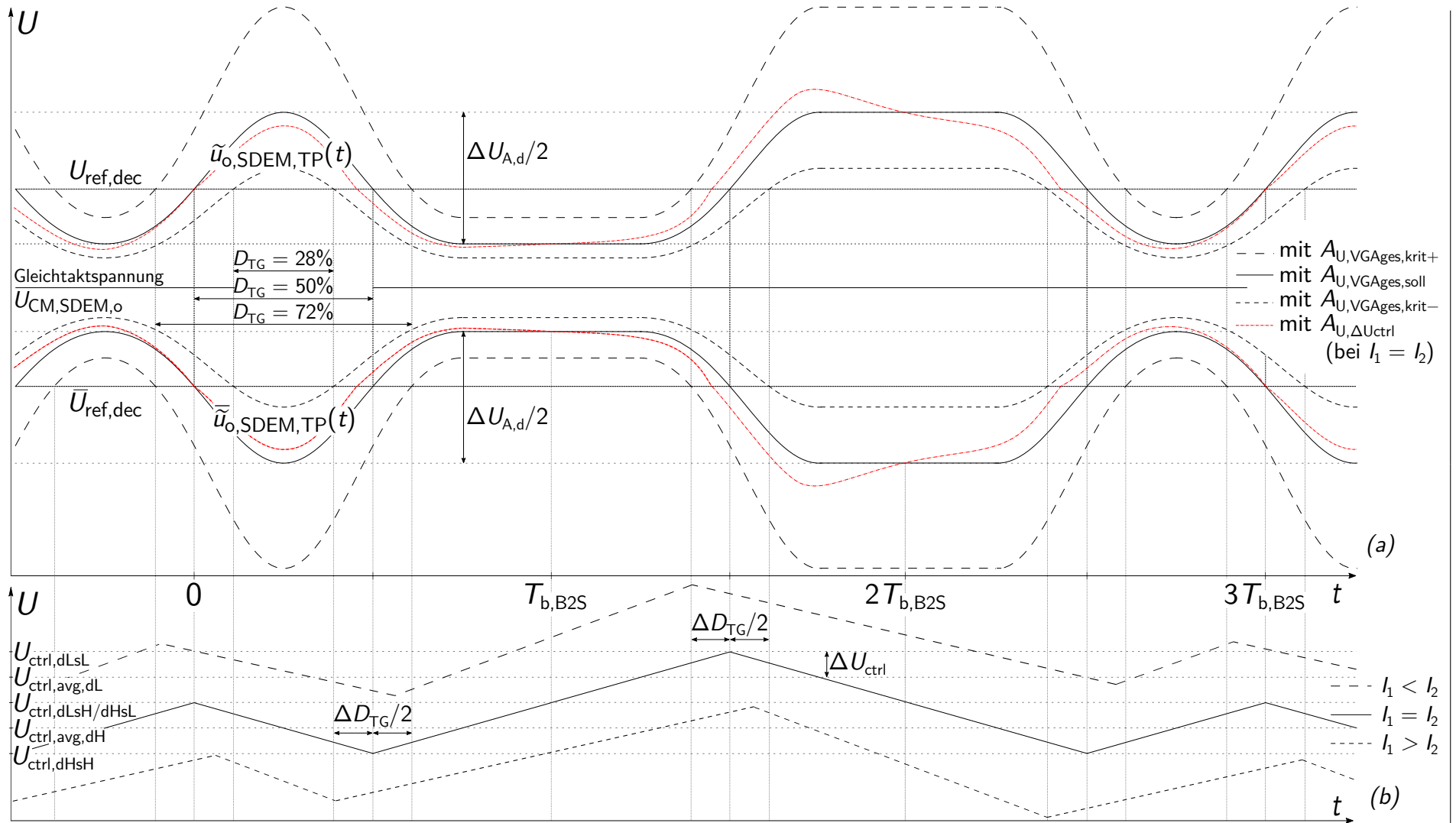


Abb. 4.10: (a): $\tilde{u}_{o,SDEM,TP}(t)$ und $\tilde{\bar{u}}_{o,SDEM,TP}(t)$ für unterschiedliche, konstante Verstärkungen $A_{U,VGAges}$ (ideal: $\tau_{ctrl,VGA} \rightarrow \infty$) sowie skizzierter, realer Verlauf bei $I_1 = I_2$. (b): Skizzierter Verlauf von $u_{ctrl,VGA}$ für Fehlerströme in OTA (I_1, I_2 : Abb. 4.9 (b)).

Übertragungsfehler gehen zunächst auf Abweichungen im TG von $u_{\text{dat,MC}}$ zurück. Bei einer Dekodierung nach Abschnitt 4.4.2 kann ein Umschalten vom 0-Datum zum 1-Datum nur durch mindestens zwei aufeinander folgende 1-Symbole ausgelöst werden, sowie das Umschalten vom 1-Datum zum 0-Datum nur durch mindestens zwei aufeinander folgende 0-Symbole. Ein fehlerhaft hoher TG kann also nur während eines 0 Datums einen Fehler bewirken sowie ein fehlerhaft geringer TG nur während eines 1-Datums. Dafür halten Fehler anschließend jeweils bis zum nächsten korrekt erkannten Bitwechsel an. Nicht erkannte Bitwechsel behalten ihre Wirkung ebenfalls bis zum nächsten Wechsel. Diese Effekte heben sich statistisch betrachtet auf, sodass die Bitfehlerrate und die Symbolfehlerrate identische Werte aufweisen.

Die dekodierende Schaltung, welche in Abschnitt 4.4.2 beschrieben ist, kann ein Manchester-kodiertes Eingangssignal mit einem TG zwischen ca. 28 % und 72 % korrekt wiedererkennen. Es besteht eine TG-Reserve von $\Delta D_{\text{TG}} \approx \pm 22\%$. Der TG bezieht sich dabei immer auf eine Bitdauer $T_{\text{b,S2B}}$, da sich bei einer konstanten Datenfolge innerhalb von $T_{\text{b,S2B}}$ eine kontinuierliche 0-1-Symbolfolge ergibt.

Fehler im TG können einerseits durch ein von $U_{\text{ctrl,VGA,soll}}$ abweichendes $u_{\text{ctrl,VGA}}$ und andererseits durch das überlagerte Rauschen hervorgerufen werden.

Ein abweichendes $u_{\text{ctrl,VGA}}$ tritt einerseits aufgrund der Zweipunktregler-Struktur zwangsläufig auf und kann durch Vergrößerung von $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$ reduziert werden. Ein entsprechender Verlauf ist in Abb. 4.10 (b) gezeigt. $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$ muss grob beschrieben groß genug sein, damit das Umschalten durch die Modulation bedingt und nicht aufgrund von $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$ erfolgt und dabei auch der geforderte TG eingehalten wird.

Das sich ändernde $A_{\text{U,VGAges}}$ führt zu einer Verzerrung von $\tilde{u}_{\text{o,SDEM,TP}}(t)$, welche teilweise von der TP-Filterung ausgefiltert wird. Der TG wird bei idealem Verstärkungsregler im Mittel weiterhin auf 50 % geregelt. Aufgrund der Datenwechsel treten jedoch TG-Abweichungen auf.

Bei längeren Zeitdauern mit konstanter Amplitude wird die Schaltschwelle stets erreicht, sodass eine Instabilität auftritt, wobei die Schaltfrequenz durch eine Hysterese des Entscheiders begrenzt wird. Dieser Fall tritt jedoch im vorgesehenen Betrieb bei geeignetem $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$ aufgrund der Manchester-Kodierung nicht auf, sodass eine Stabilität bei konstantem Eingangssignal nicht erforderlich ist.

Andererseits treten Fehler in $u_{\text{ctrl,VGA}}$ auch aufgrund von Ungenauigkeiten im OTA, insbesondere in den Stromspiegeln auf. Da das Stellglied des Reglers auf den Strömen basiert, bewirkt z. B. ein $I_1/I_2 > 1$ aus Abb. 4.9 (b) zunächst eine Verringerung von $u_{\text{ctrl,VGA}}$. Dabei sinkt ebenfalls der TG und damit die Entladezeit über I_1 und die Ladezeit über I_2 steigt, wodurch sich ein eingeschwungener Zustand bei geringerem $u_{\text{ctrl,VGA}}$ und geringerem TG einstellt. Der veränderte TG ist in Abb. 4.10 (b) skizziert, wobei das abweichende $u_{\text{ctrl,VGA}}$ aufgrund der Übersichtlichkeit nur angedeutet ist, da die Abweichung bei gezeigter TG-Abweichung und $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$ deutlich größer ausfällt.

Im eingeschwungenen Zustand hebt sich die Summe der innerhalb einer Periodendauer auf C_{CMOS} aufgetragenen Ladungen auf. Hieraus kann nach (4.13) und (4.14) für eine konstante oder alternierende Datenfolge aus dem Stromverhältnis $I_1/I_2 > 1$ die TG-Abweichung bestimmt werden. Der Fehler für $I_2/I_1 > 1$ ist gleichwertig. Der Fehler $D_{\text{TG,I,dffip}}$, welcher bei einem ständigen Bitwechsel eintritt, liegt dabei doppelt so hoch wie der Fehler bei konstanter Datenfolge $D_{\text{TG,I,dconst}}$. Beträgt die Wahrscheinlichkeit für einen Bitwechsel 50%, so stellt sich der Mittelwert ein. Für $I_1/I_2 > 1$ gilt:

$$I_1 T_{\text{b,S2B}} \left(\frac{1}{2} - \Delta D_{\text{TG,I,dconst}} \right) \stackrel{!}{=} I_2 T_{\text{b,S2B}} \left(\frac{1}{2} + \Delta D_{\text{TG,I,dconst}} \right) \Rightarrow \Delta D_{\text{TG,I,dconst}} = \frac{I_1/I_2 - 1}{2(I_1/I_2 + 1)} \quad (4.13)$$

$$I_1 T_{\text{b,S2B}} (1 - \Delta D_{\text{TG,I,dffip}}) \stackrel{!}{=} I_2 T_{\text{b,S2B}} (1 + \Delta D_{\text{TG,I,dffip}}) \Rightarrow \Delta D_{\text{TG,I,dffip}} = \frac{I_1/I_2 - 1}{(I_1/I_2 + 1)} \quad (4.14)$$

$$\text{Für } I_2/I_1 > 1 \text{ gilt: } \Delta D_{\text{TG,I,dconst}} = \frac{I_2/I_1 - 1}{2(I_1/I_2 + 1)} \quad \text{und} \quad \Delta D_{\text{TG,I,dffip}} = \frac{I_2/I_1 - 1}{(I_2/I_1 + 1)} \quad (4.15)$$

Schließlich definiert der Erwartungswert der Rauschspannung die Wahrscheinlichkeit für einen fehlerhaften TG.

Dimensionierung

Zuerst soll die statische, relative Verstärkungsabweichung vom Sollwert $K_{\text{AU,VGAges}\pm} = K_{\text{AU}\pm} = \frac{A_{\text{U,VGAges}\pm}}{A_{\text{U,VGAges,soll}}}$ für eine zum Fehler führende TG-Abweichung ermittelt werden, welche zum in Abb. 4.10 (a) gestrichelt gezeigten Verlauf von $\tilde{u}_{\text{o,SDEM,TP}}(t)$ führt. Anschließend soll die Auswirkung von Abweichungen zwischen I_1 und I_2 einbezogen werden. Nachfolgenden wird die TG-Abweichung durch dynamische Abweichungen, welche beispielsweise aufgrund der Zweipunktregelung auftreten, untersucht, da hierdurch Bedingungen für $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$ gesetzt werden. Weiterhin soll bestimmt werden, welches SNR für die gewünschte, maximale Fehlerrate erforderlich ist. Schließlich werden $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$ und die Werte der Ladungspumpe bestimmt.

Statische Abweichungen

Zunächst wird die Beziehung zwischen abweichender Verstärkung durch $K_{\text{AU,VGAges}\pm} = K_{\text{AU}\pm}$ und resultierendem TG-Fehler ΔD_{TG} hergeleitet.

Beim Verlauf von $\tilde{u}_{\text{o,SDEM,TP}}(t)$ aus Abb. 4.10 (a) wird dafür die steigende Überschreitung von $U_{\text{ref,dec}}$ bei $t=0$ zu Beginn eines Datenbits betrachtet. Die durchgezogenen Linien stellen die Hüllkurven für den Sollwert der Verstärkung aller VGAs $A_{\text{U,VGAges,soll}}$ mit einem TG von 50 % dar. Wird die Verstärkung verringert, so sinkt der TG bis zur Fehlerschwelle der Dekodierung ab. Eine Vergrößerung des TGs um ΔD_{TG} aufgrund einer konstanten, höheren Verstärkung wird durch eine symmetrische Verschiebung der steigenden und fallenden Überschreitung von $U_{\text{ref,dec}}$ gebildet, wobei die Überschreitung um $\Delta D_{\text{TG}}/2$ früher (steigend) bzw. später (fallend) stattfindet. Aufgrund der Symmetrie genügt für eine konstante Verstärkung die Betrachtung der steigenden Flanke in (4.16) und die Beziehung bleibt auch für $\Delta D_{\text{TG}} < 0$ gültig. Für eine konservative Betrachtung wird die quadratische Übertragung mit $u_{\text{o,SDEM,TP}}(t)$ aus (4.8) bei $m_A < 0,5$ mit vernachlässigten Verzerrungen angenommen.

$$\begin{aligned}
& K_{\text{AU}+}^2 \cdot \tilde{u}_{\text{o,SDEM,TP}} \left(t = -\frac{\Delta D_{\text{TG}}}{2} T_{\text{b,S2B}} \right) \\
\stackrel{(4.8)}{\approx} & K_{\text{AU}+}^2 \left(\frac{A_{\text{SDEM}}}{2} \hat{U}_{\text{LO}}^2 \left[\frac{1}{2} - m_{\text{A}} \sin(\Delta D_{\text{TG}} \pi) \right] \right) \stackrel{!}{=} \frac{A_{\text{SDEM}}}{4} \hat{U}_{\text{LO}}^2 \\
\Rightarrow & K_{\text{AU}+} \approx \sqrt{\frac{1}{1 - 2m_{\text{A}} \sin(\Delta D_{\text{TG}} \pi)}} \quad (4.16)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Rightarrow & K_{\text{AU,krit}\pm}(\Delta D_{\text{TG}} = \pm 22\%) \approx \sqrt{\frac{1}{1 \mp 1,275 m_{\text{A}}}} \\
m_{\text{A}} \stackrel{\approx}{=} 1/3 & \begin{cases} 1,32 \approx 2,4 \text{ dB} \\ 0,84 \approx -1,54 \text{ dB} \end{cases} & m_{\text{A}} \stackrel{\approx}{=} 1/6 & \begin{cases} 1,13 \approx 1,04 \text{ dB} \\ 0,91 \approx -0,84 \text{ dB} \end{cases} \quad (4.17)
\end{aligned}$$

(4.17) definiert $K_{\text{AU,VGAges,krit}\pm} = K_{\text{AU,krit}\pm}$ für einen kritischen TG im statischen Fall bei $I_1 = I_2$ und bei Betrachtung ohne Rauschen. Es ist zu erkennen, dass der Abstand zu $K_{\text{AU,krit}-}$ geringer ist. Dies ist einleuchtend, da mit abnehmender Verstärkung auch die Differenz $\Delta U_{\text{A,d}}$ zwischen maximalem und minimalem Wert von $\tilde{u}_{\text{o,SDEM,TP}}(t)$ abnimmt. Dennoch werden beide Grenzen beachtet, da sich auch die Rauschspannungsverstärkung entsprechend ändert.

Wird nun $I_1 \neq I_2$ betrachtet, so ergibt sich für eine maximale Abweichung der Ströme von 10% eine maximale statische Abweichung von:

$$\Delta D_{\text{TG,I,max}} = \Delta D_{\text{TG,I,dflip}} \stackrel{4.14}{=} \frac{I_1/I_2 - 1}{(I_1/I_2 + 1)} < \frac{0,1}{2,1} \approx 4,76\% \quad (4.18)$$

Damit reduzieren sich (4.17) um den Faktor aus (4.19).

$$\Rightarrow K_{\text{AU,krit}\pm}(\Delta D_{\text{TG,I,max}} = \pm 4,76\%) \approx \sqrt{\frac{1}{1 \mp 0,3 m_{\text{A}}}} \stackrel{m_{\text{A}} \approx 1/3}{\approx} \begin{cases} 1,05 \approx 0,45 \text{ dB} \\ 0,95 \approx -0,41 \text{ dB} \end{cases} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned}
& \Rightarrow K_{\text{AU,krit}\pm,\text{res}} = K_{\text{AU,krit}\pm}(\pm 22\%) / K_{\text{AU,krit}\pm}(\pm 4,76\%) \\
& \approx \sqrt{\frac{1 \mp 0,3 m_{\text{A}}}{1 \mp 1,275 m_{\text{A}}}} \stackrel{m_{\text{A}} \approx 1/3}{\approx} \begin{cases} 1,25 \approx 1,95 \text{ dB} \\ 0,88 \approx -1,13 \text{ dB} \end{cases} \quad m_{\text{A}} \stackrel{\approx}{=} 1/6 \quad \begin{cases} 1,1 \approx 0,82 \text{ dB} \\ 0,93 \approx -0,63 \text{ dB} \end{cases} \quad (4.20)
\end{aligned}$$

Dynamische Abweichungen (Zweipunktregler)

Um die TG-Abweichung durch eine schwankende Steuerspannung zu ermitteln, wird (4.16) umgekehrt. In (4.21) ist die Verfrühung der Überschreitungen aufgrund der Verstärkungsänderung angegeben, welche gültig ist, solange die Überschreitung im Bereich der entsprechenden Flanke stattfindet und nicht schon zuvor. Die Differenz der Symbolflanken bildet jeweils die Tastgradabweichung, welche allerdings teilweise ausgegletzt wird.

$$\frac{\Delta D_{\text{s}\uparrow}}{2} = \frac{\arcsin\left(\frac{1 - 10^{-K_{\text{AU}+, \text{dB}/10}}}{2m_{\text{A}}}\right)}{2\pi}; \quad -\frac{\Delta D_{\text{s}\downarrow}}{2} = \frac{\arcsin\left(\frac{10^{-K_{\text{AU}-, \text{dB}/10}} - 1}{2m_{\text{A}}}\right)}{2\pi} \quad (4.21)$$

Zunächst wird wieder $I_1 = I_2$ betrachtet. Datenabhängig treten unterschiedliche Fälle auf: Einerseits kann von einem H-Datum auf ein L-Datum umgeschaltet werden und

umgekehrt, andererseits können konstante Daten auftreten. Der TG wird bei konstanter Folge langfristig auf 50% eingeregelt. Dies kann abhängig von der Datenfolge für $u_{\text{ctrl,VGA}} = U_{\text{ctrl,avg,dL}}$ oder $U_{\text{ctrl,avg,dH}}$ oder dazwischen der Fall sein. Im günstigsten Fall tritt der Fall bei häufigen Datenwechseln in der Mitte für $u_{\text{ctrl,VGA}} = U_{\text{ctrl,dLsH/dHsL}}$ auf. Im ungünstigsten Fall tritt der TG von 50% für $U_{\text{ctrl,avg,dL}}$ oder $U_{\text{ctrl,avg,dH}}$ auf und es wird von einem L-Datum auf ein H-Datum umgeschaltet bzw. umgekehrt. Dabei findet die erste Überschreitung von $U_{\text{ref,dec}}$ bei $U_{\text{ctrl,avg}} \pm \Delta U_{\text{ctrl}}$, und die Zweite bei $U_{\text{ctrl,avg}} \mp 3\Delta U_{\text{ctrl}}$ statt, bzw. umgekehrt. Im Falle eines konstanten Datensignals treten die zwei Überschreitungen bei $U_{\text{ctrl,avg}} \pm \Delta U_{\text{ctrl}}$ und $U_{\text{ctrl,avg}} \mp \Delta U_{\text{ctrl}}$ oder bei $U_{\text{ctrl,avg}} \pm 3\Delta U_{\text{ctrl}}$ und $U_{\text{ctrl,avg}} \pm \Delta U_{\text{ctrl}}$ auf. Da die Verstärkung exponentiell zu- bzw. abnimmt, werden als entsprechende Faktoren $K_{\Delta\text{AU}\pm}$ in dB eingesetzt.

Die in den unterschiedlichen Fällen auftretenden TG-Fehler sind im Anhang in (B.12) bis (B.19) mit zusätzlicher, statischer Verstärkungsabweichung $K_{\text{AU,c}}$ und Rauschreserve $K_{\text{AU,n}}$ gezeigt. ΔU_{ctrl} darf maximal so groß werden, dass $K_{\Delta\text{AU}\pm,\text{max}}$ erreicht wird, da bei weiterer Vergrößerung Fehler auftreten. Für $K_{\text{AU,c}} = K_{\text{AU,n}} = 0$ dB sind (B.12) bis (B.19) für $m_A = \frac{1}{3}$ in Abb. B.1 (a) bis (d) und für $m_A = \frac{1}{6}$ in Abb. B.2 (a) bis (d) dargestellt. Zugehörige Werte für $K_{\Delta\text{AU}\pm,\text{max}}$ sind in (4.22) angegeben. Dabei gehen sowohl positive, als auch negative Verstärkungsabweichungen ein.

$$\text{Für } \Delta D_{\text{TG},\Delta\text{U},\text{max}} \implies K_{\Delta\text{AU}\pm,\text{max}} \begin{matrix} m_A=1/3 \\ \approx \\ \end{matrix} \begin{cases} 0,75 \text{ dB (B.12,B.13)} \\ 1,59 \text{ dB (B.14,B.15)} \\ 1,2 \text{ dB (B.16,B.17)} \\ 2,22 \text{ dB (B.18,B.19)} \end{cases} \begin{matrix} m_A=1/6 \\ \approx \\ \end{matrix} \begin{cases} 0,42 \text{ dB} \\ 0,59 \text{ dB} \\ 0,5 \text{ dB} \\ 1,25 \text{ dB} \end{cases} \quad (4.22)$$

Zusätzliche, statische Abweichungen werden als konstante Verstärkungsabweichung $K_{\text{AU,c}}$ in den Argumenten von (B.12) bis (B.19) berücksichtigt. Die Verstärkungsabweichung wird dabei stets in die ungünstige Richtung betrachtet. Für das Rauschen wird angenommen, dass im ungünstigsten Fall die Konstante in beide Richtungen die Reserve verringert. $K_{\Delta\text{AU}\pm,\text{max}}$ definiert dabei die Mindestgröße von $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$, $K_{\text{AU,c}}$ die Reserve bezüglich OTA-Fehlern und $K_{\text{AU,n}}$ diejenige bezüglich Rauschen. $\Delta D_{\text{TG},\Delta\text{U},\text{max}}$ in Abhängigkeit von $K_{\Delta\text{AU},\text{max}}$ ist in Abb. B.1 (e) bis (h) für $m_A = \frac{1}{3}$, $K_{\text{AU,c}} = 0,45$ dB und $K_{\text{AU,n}} = 1$ dB, sowie in Abb. B.2 (e) bis (h) für $m_A = \frac{1}{6}$, $K_{\text{AU,c}} = 0,2$ dB und $K_{\text{AU,n}} = 0,5$ dB dargestellt. Zugehörige Werte für $K_{\Delta\text{AU}\pm,\text{c,n},\text{max}}$ sind in (4.23) angegeben.

$$\text{Für } \Delta D_{\text{TG},\Delta\text{U},\text{max}} \implies K_{\Delta\text{AU}\pm,\text{c,n},\text{max}} \begin{matrix} m_A=1/3 \\ \approx \\ \end{matrix} \begin{cases} 0,25 \text{ dB (B.12,B.13)} \\ 1,1 \text{ dB (B.14,B.15)} \\ 0,47 \text{ dB (B.16,B.17)} \\ 0,76 \text{ dB (B.18,B.19)} \end{cases} \begin{matrix} m_A=1/6 \\ \approx \\ \end{matrix} \begin{cases} 0,18 \text{ dB} \\ 0,35 \text{ dB} \\ 0,17 \text{ dB} \\ 0,55 \text{ dB} \end{cases} \quad (4.23)$$

Erforderliches SNR

Das Rauschen wird in (B.12) bis (B.19) aufgrund der Bandbegrenzung näherungsweise als Konstante betrachtet. Für die zur Verfügung stehende Reserve $K_{\text{AU,n}}$ wird ein Wert von

1 dB ($m_A = 1/3$) bzw. 0,5 dB ($m_A = 1/6$) angenommen. Überschreitet das Rauschen einen Wert, welcher dieser Verstärkungsänderung gleich kommt, so kann im ungünstigsten Fall ein Fehler auftreten.

Da angenommen wird, dass der Effektivwert des Trägersignals $\hat{U}_{LO}/\sqrt{2}$ deutlich größer als $\sigma_{i,n,d}$ ist, kann nach (4.8) und (4.11) in erster Näherung trotz der Quadrierung von einem normalverteilten Rauschen in $\tilde{u}_{o,n,SDEM,TP,d}(t)$ ausgegangen werden, wobei $\sigma_{o,n,SDEM,d}$ dessen Erwartungswert darstellt.

Die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,s}$ hängt von der Fehlerschwelle und $\sigma_{o,n,SDEM,d}$ ab. Im ungünstigsten Fall wird von der Fehlerschwelle $|K_{AU,nz}^{\pm 2} - 1| \Delta U_{A,d}$ ausgegangen, wobei $K_{AU,nz} = K_{AU,n}$ entspricht, allerdings nicht in dB angegeben ist. Unter der Annahme von weißem Rauschen, welches bezüglich der Amplitude normalverteilt ist, wird die Fehlerwahrscheinlichkeit vergleichbar zu [71, 72] entsprechend (4.24) abgeschätzt.

$$P_{e,s} = Q\left(\frac{\text{Fehlerschwelle}}{\sigma_{o,n,SDEM,d}}\right) = Q\left(\frac{|K_{AU,nz}^{\pm 2} - 1| \Delta U_{A,d}}{\sigma_{o,n,SDEM,d}}\right) = Q\left(\frac{|10^{\pm K_{AU,n}/10} - 1| \Delta U_{A,d}}{\sigma_{o,n,SDEM,d}}\right) \quad (4.24)$$

mit $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du$

Wird die Wahrscheinlichkeit für beide Fälle als gleichwertig angenommen, so ergibt sich das $P_{e,s,ges}$ aus (4.25) bzw. (4.26):

$$P_{e,s,ges} \stackrel{m_A=1/3}{\approx} \frac{1}{2} \left[Q\left(0,206 \frac{\Delta U_{A,d}}{\sigma_{o,n,SDEM,d}}\right) + Q\left(0,259 \frac{\Delta U_{A,d}}{\sigma_{o,n,SDEM,d}}\right) \right] \quad (4.25)$$

$$\stackrel{m_A=1/6}{\approx} \frac{1}{2} \left[Q\left(0,109 \frac{\Delta U_{A,d}}{\sigma_{o,n,SDEM,d}}\right) + Q\left(0,122 \frac{\Delta U_{A,d}}{\sigma_{o,n,SDEM,d}}\right) \right] \quad (4.26)$$

Abb. B.3 und B.4 zeigen den Verlauf von (4.25) und Abb. B.5 und B.6 denjenigen von (4.26). Für eine ausreichend zuverlässige Übertragung soll trotz CRC angestrebt werden, dass im Mittel höchstens alle 10 Senderahmen ein fehlerhaftes Bit auftritt. Dafür wird eine Bitfehlerrate (BER) und -Wahrscheinlichkeit von ungefähr $P_{e,b} < 2 \cdot 10^{-3}$ angestrebt. Die Anforderung an $P_{e,s}$ ist aufgrund des eingesetzten Dekodierers identisch.

Bei $m_A = 1/3$ wird nach Abb. B.4 $\frac{\Delta U_{A,d}}{\sigma_{o,n,SDEM,d}} \approx 13,2 \approx 22,4$ dB benötigt, woraus die Anforderungen an das $\text{SNR}_{o,SDEM}$ in (4.27) ermittelt wird. Für $\text{SNR}_{i,SDEM}$, welches hier das Verhältnis aus Signalleistung ohne Träger zum Effektivwert des Rauschens darstellt, folgt (4.28). Hieraus wird in (4.29) das Verhältnis von differentieller Trägeramplitude $\hat{U}_{LO,d}$ zu $\sigma_{i,n,d}$ ermittelt. Da die maximal auftretende differentielle Amplitude $\hat{U}_{i,d,max}$ einfacher zu messen ist und daher später verwendet wird, wird das Verhältnis von $\hat{U}_{i,d,max}$ zu $\sigma_{i,n,d}$ in (4.30) bestimmt.

$$\sqrt{\text{SNR}_{o,SDEM}} = \frac{\Delta U_{A,d}}{\sqrt{2}\sigma_{o,n,SDEM,d}} \approx 9,3 \implies \text{SNR}_{o,SDEM,min} \approx 86,7 \approx 19,4 \text{ dB} \quad (4.27)$$

$$\implies \text{SNR}_{i,SDEM,min} \stackrel{(4.11)}{=} \frac{\text{SNR}_{o,SDEM,min}}{K_{\text{SNR},SDEM}} = K_{n,SDEM} \text{SNR}_{o,SDEM,min} \stackrel{\text{B.1,2}}{\approx} 10 \hat{=} 10 \text{ dB} \quad (4.28)$$

$$\frac{\hat{U}_{\text{LO,d}}}{\sqrt{2}\sigma_{\text{i,n,d}}}\Big|_{\min} \stackrel{(2.5)}{=} \sqrt{\frac{\text{SNR}_{\text{i,SDEM,min}}}{\eta_{\text{AM}}}} \stackrel{(2.5)}{\approx} \sqrt{\frac{2\text{SNR}_{\text{i,SDEM,min}}}{m_{\text{A}}^2}} \stackrel{m_{\text{A}}=1/3}{\approx} 13,6 \approx 22,6 \text{ dB} \quad (4.29)$$

$$\frac{\hat{U}_{\text{i,d,max}}}{\sigma_{\text{i,n,d}}} = \frac{2\hat{U}_{\text{i,se,max}}}{\sigma_{\text{i,n,d}}} \stackrel{(2.3)}{\approx} \frac{\hat{U}_{\text{LO,d}}(1+m_{\text{A}})}{\sigma_{\text{i,n,d}}} \stackrel{m_{\text{A}}=1/3}{\approx} 25,6 \approx 28,1 \text{ dB} \quad (4.30)$$

Für $m_{\text{A}}=1/6$ folgt aus Abb. B.6 und äquivalenter Berechnung:

$$\frac{\Delta U_{\text{A,d}}}{\sigma_{\text{o,n,SDEM,d}}} \approx 25,5 \implies \frac{\hat{U}_{\text{i,d,max}}}{\sigma_{\text{i,n,d}}} \stackrel{m_{\text{A}}=1/6}{\approx} 86,6 \approx 38,7 \text{ dB} \quad (4.31)$$

Bestimmung der Zeitkonstante $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$

Über die maximale Steigung $m_{\text{A,U,VGA}}$ der VGA-Verstärkungskennlinie aus Abb. 4.7 kann der maximale Wert von $\Delta U_{\text{ctrl,VGA}}$ bestimmt werden. Hierfür wird $K_{\text{AU,c}} = 0,45 \text{ dB}$ und $K_{\text{AU,n}} = 1 \text{ dB}$ bei $m_{\text{A}}=1/3$ angenommen, woraus nach (4.23) $K_{\Delta\text{AU}\pm,\text{c,n,max}} \approx 0,25$ folgt.

$$u_{\text{ctrl,VGA}} \stackrel{!}{\leq} \Delta U_{\text{ctrl,max}} = \frac{K_{\Delta\text{AU}\pm,\text{c,n,max}}}{3 \cdot m_{\text{A,VGA}}} \approx \frac{0,25 \text{ dB}}{1 \text{ dB}/4 \text{ mV}} \approx 1 \text{ mV} \quad (4.32)$$

$\Delta U_{\text{ctrl,max}}$ darf näherungsweise innerhalb von $T_{\text{b,B2S}}/4$ nicht überschritten werden. Daraus lässt sich die maximale Spannungsänderungsrate $m_{\text{U,t,max}}$ bestimmen, welche ebenfalls das Strom-zu-Kapazitätsverhältnis der Ladungspumpe definiert:

$$|m_{\text{U,t}}| = \frac{dU}{dt} < |m_{\text{U,t,max}}| = \frac{4\Delta U_{\text{ctrl,max}}}{T_{\text{b,B2S}}} \approx \frac{4 \text{ mV}}{18,9 \mu\text{s}} \approx 211,5 \frac{\text{V}}{\text{s}} \stackrel{!}{>} \frac{I_{0,\text{VGActrl}}}{C_{\text{CMOS}}} \quad (4.33)$$

Aufgrund der Transistor-Leckströme soll der Ladungspumpenstrom $I_{0,\text{VGActrl}}$ nicht weniger als einige 10 nA betragen. $I_{0,\text{VGActrl}}$ wird daher für eine einfache Erzeugung zu $I_{\text{ref}}/128 = 5\mu\text{A}/128 \approx 39 \text{ nA}$ gewählt. So ist eine Kapazität von mindestens 185 pF erforderlich. Um trotz simulativ ermittelten Schwankungen von knapp 10 % im entsprechenden Bereich zu bleiben, werden CMOS-Transistoren mit einer Gesamtkapazität von ca. 200 pF gewählt. Zur Einstellung von $m_{\text{U,t}}$ nach der Chip-Fertigung ist $I_{0,\text{VGActrl}}$ digital einstellbar. Wird $K_{\text{AU,c}} = 0,2 \text{ dB}$ und $K_{\text{AU,n}} = 0,5 \text{ dB}$ bei $m_{\text{A}} = 1/6$ angenommen, so sollte $I_{0,\text{VGActrl}}$ etwas reduziert werden.

Die Einschaltverzögerung der AGC wird durch $\tau_{\text{ctrl,VGA}}$ begrenzt. Um eine ausreichend geringe Verzögerung zu erzielen, wird $u_{\text{ctrl,VGA}}$ auf $U_{\text{DD}}/2$ gezogen, solange der Empfänger ausgeschaltet ist. Hierdurch beträgt die Spannungsdifferenz weniger als 0,5 V, sodass die Verzögerung unter Kenntnis der Werte aus Abb. 4.7 maximal 2–3 ms andauert. Für viele Empfangspegel läuft er schneller ab.

4.4.2 Dekodierung und Abtastung

Zunächst muss für die Datenrückgewinnung eine Manchester-Dekodierung erfolgen. Weiterhin erfolgt für eine zum Systemtakt $f_{\text{clk,sys}}$ synchrone Datenschnittstelle eine Abtastung. Abb. 4.11 zeigt die entsprechende Struktur.

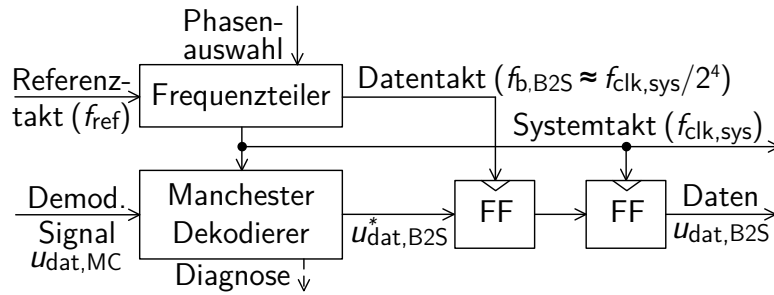


Abb. 4.11: Struktur des Manchester-Dekodierers mit Frequenzteiler und Abtastung.

Der in Abb. 4.12 gezeigte Manchester-Dekodierer stellt den Kern der Struktur dar. Der Aufbau ist ähnlich zu [73]. Die Gesamtverzögerung zwischen $u_{\text{clk,MC}}$ und $u_{\text{clk,MC,del}}$ soll dabei $\Delta t_{\text{MC}} = 3T_{\text{b,B2S}}/4$ betragen. Als Verzögerung wird eine mit $f_{\text{clk,sys}}$ getaktete D-FF-Kette eingesetzt. Geht man von einem zufälligen Änderungszeitpunkt der demodulierten Daten aus, so bringt das erste FF eine mittlere Verzögerung von $T_{\text{clk,sys}}/2 = 1/(2f_{\text{clk,sys}})$. Soll die Verzögerung auf $3T_{\text{b,B2S}}/4 = 12T_{\text{clk,sys}}$ eingestellt werden, so sind 12 weitere FFs notwendig, wobei 11 mit derselben Taktflanke und eins mit der anderen Taktflanke getaktet werden. Abb. 4.13 zeigt den zeitlichen Verlauf eines solchen Dekodierers. Durch die digitale Verzögerung werden kurze Störimpulse unterdrückt.

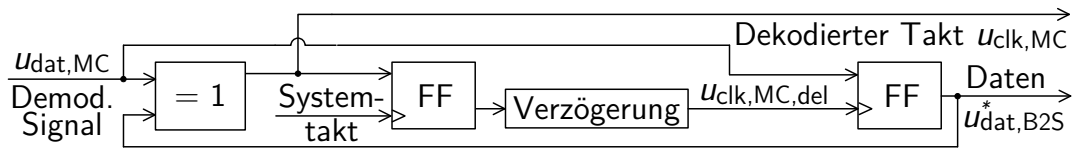


Abb. 4.12: Schematischer Aufbau des Manchester-Dekodierers.

Bei verzögerungsfreien Komponenten und idealer Verzögerung kann eine TG-Schwankung von bis zu $\pm 25\%$ toleriert werden. In der realen Schaltung liegt die simulierte Schwelle aufgrund von Gatterverzögerungszeiten und einer schwankenden Verzögerung bei ca. $\pm 22\%$, sodass ein TG von 28 bis 72% zum korrekten Ausgangssignal führt. Diese Werte werden in Abschnitt 4.4.1.4 für die Parameterbestimmung der Regelschleife verwendet.

Abb. 4.13 zeigt den simulierten Verlauf mit nominalem und kritischen TGen für eine mittlere Phasenlage des Systemtaktes zu den Eingangsdatenänderungen. Zuerst bewirkt die Flanke von $u_{\text{dat,MC}}$ über das XOR-Gatter eine Zustandsänderung von $u_{\text{clk,MC}}$ (①). Die erzeugte, steigende Taktflanke wird verzögert (②) und löst dann das Abtasten von $u_{\text{dat,MC}}$ aus (③). Der abgetastete Wert wird dabei an $u_{\text{dat,B2S}}^*$ als Datensignal am Ausgang übernommen. Die Änderung von $u_{\text{dat,B2S}}^*$ bewirkt nun eine fallende Taktflanke an $u_{\text{dat,MC}}$ (④), damit die nächste Änderung von $u_{\text{dat,MC}}$ wiederum über die Verzögerung die nächste Abtastung auslösen kann. Die fallende Flanke kann datenabhängig alternativ von einer weiteren Änderung des Eingangssignals $u_{\text{dat,MC}}$ ausgelöst werden (⑤).

4.5 Einstellbare Schaltungskomponenten

Um Prozessschwankungen und abweichende parasitäre Kapazitäten auszugleichen sowie die Funktionsüberprüfung und Fehleranalyse zu vereinfachen, werden viele Parameter

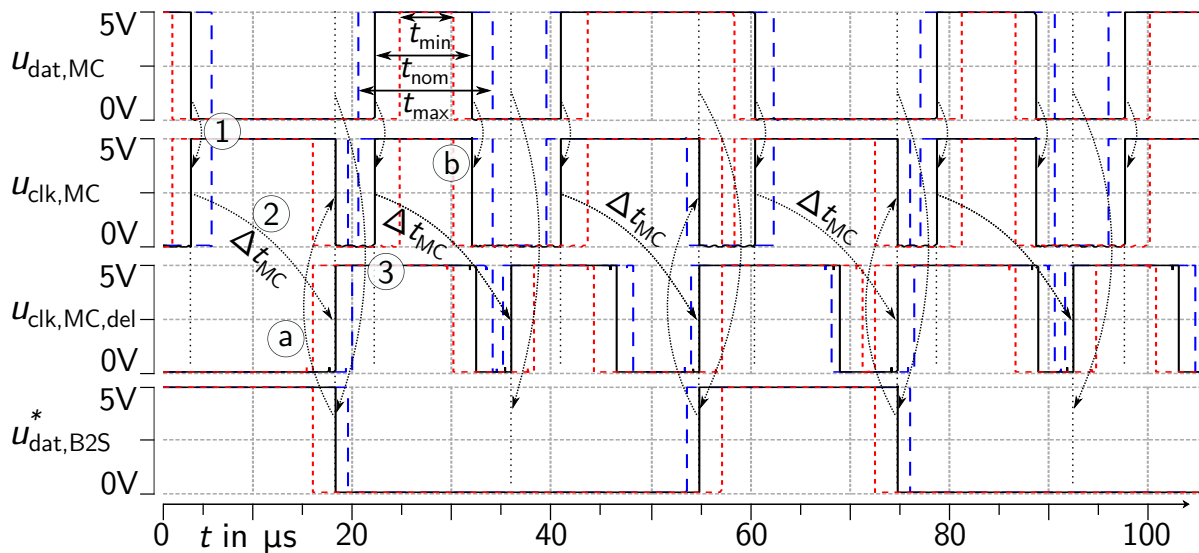


Abb. 4.13: Simulierter Nominalfall (schwarz, durchgezogen), und Grenzfälle mit zu hohem TG (blau, lang gestrichelt) und zu geringem TG (rot, kurz gestrichelt).

einstellbar gehalten. Dazu zählen insbesondere der Referenzstrom I_{ref} der Gesamtschaltung und die Fußpunktströme einzelner Verstärker und Komponenten, aber ebenfalls Referenzspannungen für Regelungen. Über solche, meist digital einstellbaren, Ströme lassen sich Komponenten auch vollständig deaktivieren, was unter anderem für die Aktivierungssignale aus Abb. 3.7 verwendet wird.

Obwohl alle benötigten Referenzspannungen intern erzeugt werden, und teilweise ebenfalls digital modifizierbar sind, können einige zusätzlich von außen eingestellt werden, um bei der Funktionsüberprüfung und Fehleranalyse einen größeren Spielraum zu ermöglichen. Weiterhin kann z. B. die Verstärkungsregelschleife des Empfängers geöffnet werden oder das Datensignal vor der Dekodierung angelegt werden, um eine einfachere Fehlerdetektion sowie Charakterisierung zu ermöglichen. Um die Daten im Anschluss an den Manchester-Dekodierer korrekt abzutasten, kann der zugehörige Frequenzteiler in 45°-Schritten eingestellt werden.

Für die Diagnose können interne Signale abgegriffen werden. Solange dies nicht erforderlich ist, werden diese Ausgänge jedoch deaktiviert um das System nicht unnötig zu beeinflussen. Insbesondere gilt dies für Takttreiber an IC-Ausgängen, welche die Betriebsspannung und damit die anderen Komponenten z. T. erheblich stören können.

Konfigurationsregister

Für die Einstellung der modifizierbaren Schaltungskomponenten wird ein Register mit 108 bit verwendet, welches zur Laufzeit über die B2S-Schnittstelle beschrieben werden kann. Im Gegensatz zu den meisten anderen Komponenten werden an das Register keine besonderen Anforderungen gestellt, sodass es mittels VHDL beschrieben, synthetisiert und automatisch platziert sowie verdrahtet wird. Zusätzlich zum Register sind einige Dekodierer im Registerblock enthalten. Die Schnittstelle zum Beschreiben und Auslesen

wird als SPI (*Serial Peripheral Interface*) realisiert. Das generierte Register sowie die zugehörige Logik nehmen im SoG ca. $1,25 \text{ mm}^2$ Chipfläche in Anspruch.

Die 23 einstellbaren Ströme sowie die steuerbaren Referenzspannungen und umschaltbaren Pfade erzeugen einen großen Parameterraum, durch welchen z. B. Auswirkungen globaler Prozessschwankungen verringert werden können. Die optimale Einstellung stellt jedoch eine gewisse Herausforderung dar.

4.6 Maskenentwurf und Chipfoto

Für den Empfänger mit den zugehörigen Komponenten wird zusammen mit dem Sender ein Maskenentwurf erstellt. Abb. 4.14 zeigt das Ergebnis mit grober Beschriftung. In Abb. E.1 ist der gesamte IC zu sehen. Zugehörige IC-Fotos sind direkt im Anschluss in Abschnitt E.2 zu finden.

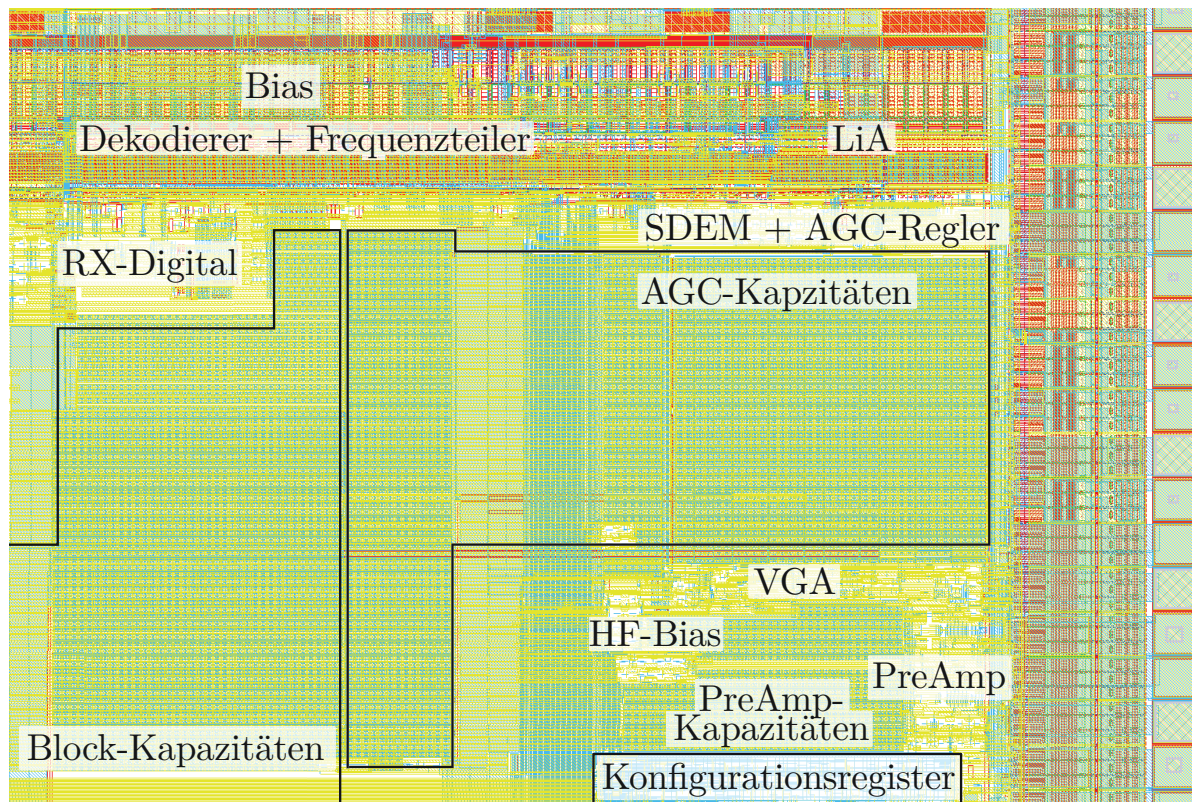


Abb. 4.14: Maskenentwurf Empfänger. Gesamter IC in Abb. E.1.

4.7 Simulationsergebnisse

Um den Empfänger zunächst unabhängig von der Empfangsspule und Anpassung am Eingang zu untersuchen, werden Simulationen der in Abb. 4.1 gezeigten Empfängerstruktur ohne Eingangsschwingkreis durchgeführt. Dies ist zulässig, da die Rückkopplung über die erste Stufe in erster Näherung vernachlässigbar ist.

Bei den Simulationen wird eine Netzliste verwendet, welche aus dem Maskenentwurf extrahierte Kapazitäten beinhaltet. Da extrahierte Widerstände keinen sichtbaren Unterschied bewirken, wird auf deren Extraktion verzichtet. Die Simulationen werden mit dem Cadence® Spectre® *Accelerated Parallel Simulator* (APS) durchgeführt.

Als Eingangssignal dient das differenzielle, Manchester-kodierte, 2-ASK-modulierte Signal mit Modulationsindex $m_A \approx 1/3$, $m_A \approx 1/6$ und $m_A \approx 1/9$, Trägerfrequenz $f_{\text{ref}} = f_{\text{LO}} \approx^{(3.1)} 27 \text{ MHz}$, Bitrate $f_{\text{b,B2S}} \approx^{(3.4)} 53 \text{ kbit/s}$, gefiltert mit einem aktiven RC -TP-Filter 10. Ordnung mit $f_{3\text{dB}} \approx 95 \text{ kHz}$, welches als ideale Spannungsquelle angelegt wird. Der Gleichtaktpegel entspricht $U_{\text{DD}}/2$. Es wird eine Zufallsdatenfolge verwendet, welche für eine bessere Vergleichbarkeit der Ergebnisse in allen Simulationen identisch ist.

4.7.1 Datenempfänger

Um die Anzahl der zu simulierenden Punkte und damit die Simulationsdauer und den Speicherbedarf stark zu reduzieren und damit erst möglich zu machen, wird der LiA bei den Datenempfänger-Simulationen deaktiviert und lediglich für getrennte Untersuchungen des Referenztakts mit geringerer Simulationsdauer aktiviert. Ebenfalls wird abhängig vom Eingangspegel ein geeigneter Startwert für $u_{\text{ctrl,VGA}}$ vorgegeben. Weiterhin wird ein etwas größeres $I_{0,\text{VGActrl}}$, als in (4.33) angenommen eingesetzt.

Die gezeigten Ausgangssignale sind entsprechend Abb. 4.6 und den OVC-Kreisen die Ausgangsspannungen des 1. und 3. VGAs u_{VGA1} , \bar{u}_{VGA1} , u_{VGA3} , \bar{u}_{VGA3} bzw. ihre Einhüllenden, die demodulierten Signale $u_{\text{o,SDEM,TP}}$, $\bar{u}_{\text{o,SDEM,TP}}$, das entschiedene Signal $u_{\text{dat,MC}}$ und die Steuerspannung $u_{\text{ctrl,VGA}}$.

4.7.1.1 Prozessschwankungen

Aufgrund der geringen Auslenkung des Eingangssignals, können lokale Prozessschwankungen einen großen Einfluss auf die Empfindlichkeit besitzen. Für deren Betrachtung werden daher 50 Monte-Carlo Simulationen mit lokalen und globalen Prozessschwankungen ohne Rauschen mit einer maximalen, einseitigen Eingangsamplitude von $\hat{U}_{\text{i,d,max}} = 2\hat{U}_{\text{i,se,max}} = 0,2 \text{ mV}$ durchgeführt. $\hat{U}_{\text{i,d,max}}$ liegt dabei nach Abschnitt 4.2.2.2 und (4.30) ungefähr im Bereich der Rausch-Begrenzung.

Für $U_{\text{DD}} = 4 \text{ V}$ und $m_A = 1/6$ sind Ergebnisse in Abb. 4.15 gezeigt, wobei die für alle Signale gültige Zeitachse unten zu finden ist und aufgrund der Übersichtlichkeit bei den meisten Signalen nur die Fälle mit den größten und kleinsten Pegeln, sowie den größten Abweichungen zwischen den in selber Farbe gezeichneten, differenziellen Signalen, dargestellt sind. Bei den Signalen mit Trägerfrequenz sind nur die Einhüllenden zu erkennen, wobei die differenziellen Signale durchgezogen und gepunktet gezeichnet sind. Entsprechende Ergebnisse für $U_{\text{DD}} = 4 \text{ V}$ und $m_A = 1/3$, $U_{\text{DD}} = 5 \text{ V}$ und $m_A = 1/3$ sowie $U_{\text{DD}} = 5 \text{ V}$ und $m_A = 1/9$ sind in Abb. B.7, Abb. B.8 sowie Abb. B.9 gezeigt. Die Simulationen mit $m_A = 1/3$ beinhalten abweichende Registerwerte.

Die Auswirkungen von globalen Prozessschwankungen in Zusammenhang mit der Temperatur sind in Abb. B.10 und Abb. B.11 für $U_{\text{DD}} = 4 \text{ V}$ und $U_{\text{DD}} = 5 \text{ V}$ und ebenfalls mit leicht geänderten Parametern jeweils für $m_A = 1/3$ zu finden. Es ist zu erkennen, dass die Ergebnisse vollständig von den Monte-Carlo-Simulationen eingeschlossen werden, sodass sie nicht weiter beachtet werden.

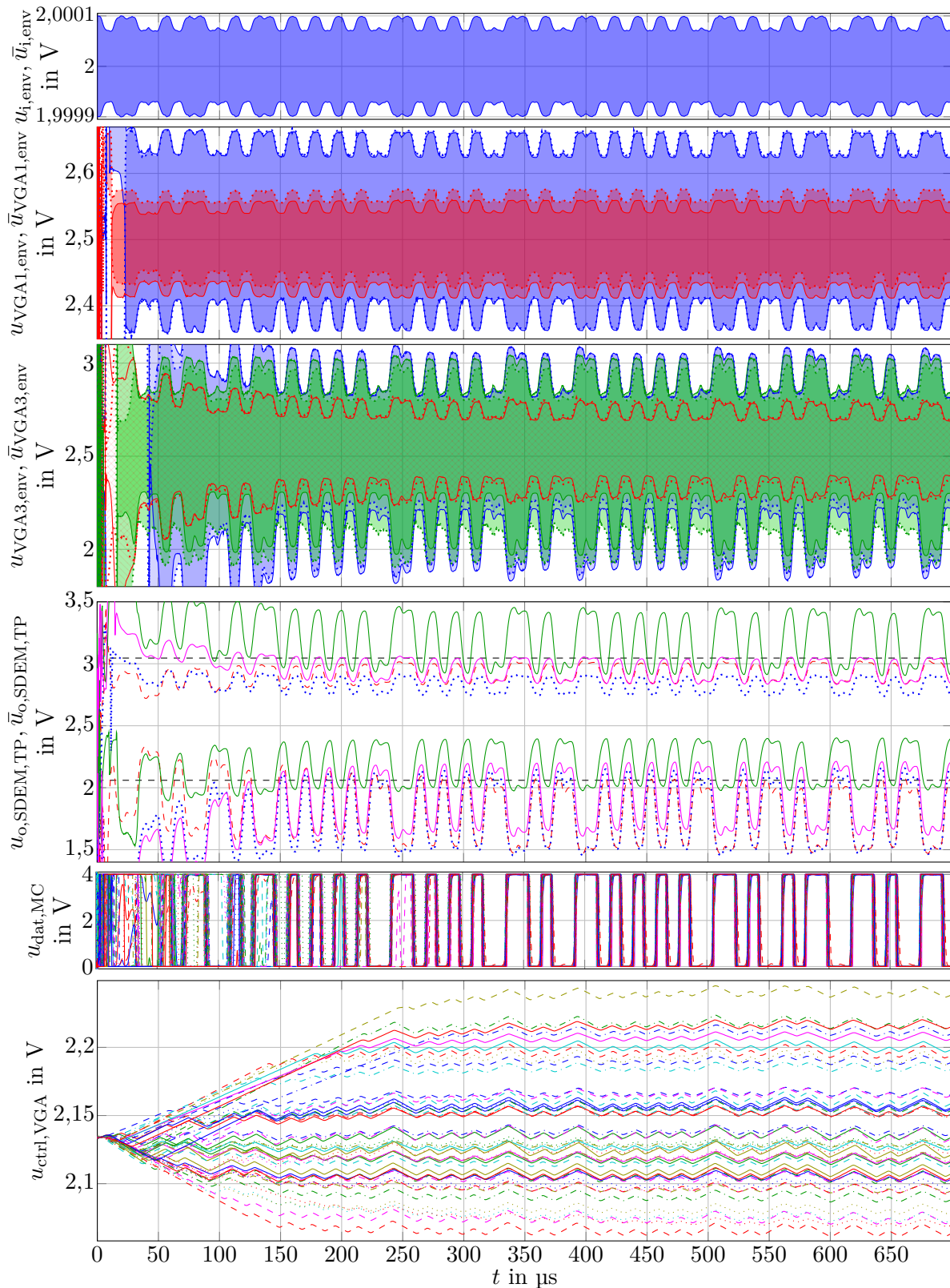


Abb. 4.15: Ergebnisse Datenempfänger Monte-Carlo-Simulationen mit 50 Durchläufen, $m_A=1/6$ und $U_{DD}=4\text{ V}$ (weitere Ergebnisse in Anhang B.3.1):

1. Zeile: Einhüllende der Eingangssignale $u_{i,\text{env}}$ und $\bar{u}_{i,\text{env}}$.
2. Zeile: Einhüllende nach 1. VGA $u_{\text{VGA1},\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA1},\text{env}}$.
3. Zeile: Einhüllende nach 3. VGA $u_{\text{VGA3},\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA3},\text{env}}$.
4. Zeile: Demodulierte Signale $u_{o,\text{SDEM},\text{TP}}$ und $\bar{u}_{o,\text{SDEM},\text{TP}}$ mit Referenz.
5. Zeile: Entschiedenenes Signal $u_{\text{dat},\text{MC}}$ (TG in Abb. B.15 (a)).
6. Zeile: Steuerspannung $u_{\text{ctrl},\text{VGA}}$.

Die Einhüllenden der differentiellen Eingangssignale $u_{i,\text{env}}$ und $\bar{u}_{i,\text{env}}$ sind jeweils in Zeile 1 zu sehen. Zeile 2 zeigt die Einhüllenden für Extremfälle der differentiellen Ausgangssignale $u_{\text{VGA1},\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA1},\text{env}}$ nach dem 1. VGA mit dem größten und kleinsten Pegel (blau, rot), sowie dem größten Mismatch (grün oder ebenfalls rot). Zeile 3 zeigt $u_{\text{VGA3},\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA3},\text{env}}$ am SDEM-Eingang, wieder für den größten und kleinsten Pegel (blau, rot), sowie für den größten Mismatch (grün). Trotz erheblichem Mismatch und hoher Verstärkung wird die Auswirkung auf die Ausgangssignale durch die aktive Offsetkompensation auf ein akzeptables Maß verringert. Dass m_A nach dem 3. VGA ansteigt, liegt am nichtlinearen Verhalten des Degenerations-MOSFETs in Zusammenhang mit einem schwankenden Source-Potenzial (N_1 in Abb. 4.8 (a)) und bringt hier Vorteile für den 2-ASK-Datenempfang mit sich. In Zeile 4 sind die differentiellen Referenzspannungen, sowie der TP-gefilterte SDEM-Ausgang $u_{o,\text{SDEM,TP}}$ und $\bar{u}_{o,\text{SDEM,TP}}$ für einige unterschiedliche Fälle gezeigt. Die SDEM-Einstellungen sind dabei identisch, sodass eine weitere Anpassung in den einzelnen Fällen möglich ist. In Zeile 5 ist $u_{\text{dat,MC}}$ nach dem Entscheider für alle Durchläufe gezeigt. Die Entscheidungen werden trotz variierendem Gleichtaktpegel in $u_{o,\text{SDEM,TP}}$ korrekt getroffen. Da der TG im Detail nicht zu erkennen ist, ist er in Abb. B.15 (a) und (b) für die kritischen Fälle mit geringem m_A gezeigt. Außerdem sind die Mittelwerte, Standardabweichungen sowie Maxima und Minima der TGe in Tab. B.1 zusammengefasst. Es ist zu erkennen, dass die korrekte Dekodierung zunächst bei allen Durchläufen möglich ist. Bei zusätzlichem Rauschen können z. T. jedoch relativ schnell Fehler auftreten. Die rauschbezogene Empfindlichkeit ist abhängig vom Durchlauf, wobei zumindest der 1σ -Bereich um den Mittelwert eine akzeptable Funktion repräsentiert. Im Mittel ist der Bereich deutlich größer. Um die Ausbeute weiter zu erhöhen, kann eine Korrektur des mittleren Tastgrads durch modifizierte Parameter erfolgen, was simulativ aufgrund der großen Simulationsdauer nicht durchgeführt wird. In der letzten Zeile ist $u_{\text{ctrl,VGA}}$ ebenfalls jeweils für alle Durchläufe zu sehen.

Es lässt sich zusammenfassen, dass die aktive Offsetkorrektur ihren Zweck erfüllt, ausreichend Verstärkungsreserve vorhanden ist und der Verstärkungsregelkreis den Pegel ausreichend genau regelt, sodass die Daten korrekt erkannt werden können.

Da Biegungen und die zugehörigen Effekte mechanischer Spannungen sehr viel langsamer als die zu empfangenden Signale auftreten, können sie als quasi-statisch betrachtet werden. Entsprechend Abschnitt 3.2.2 müssen Auswirkungen von mechanischen Spannungen bis zu mehreren hundert MPa außerdem nicht gesondert berücksichtigt werden, da sie kleiner als die Prozessschwankungen sind.

Da die Schaltungsparameter in allen gezeigten Simulationen identisch sind, kann festgehalten werden, dass eine Funktion unter Biegungen nach simulativer Abschätzung gewährleistet ist.

4.7.1.2 Rauschen

Neben dem Offset spielt das Rauschen eine wichtige Rolle für den Empfang von Signalen mit geringer Auslenkung. Der Verstärkungsregelkreis wird daher mit transientem Rauschen im Frequenzbereich von 1 kHz bis 100 MHz simuliert. Aufgrund der großen Rauschzahl werden das Rauschen des Eingangssignals und des Schwingkreises vernachlässigt. Aufgrund der Simulationsdauer können nur ca. 100 Bitdauern simuliert werden, sodass die Symbolfehlerrate nicht genauer als $P_{e,s} < 5 \cdot 10^{-3}$ bestimmt werden kann.

Für $P_{e,s} < 5 \cdot 10^{-3}$ wird ähnlich zu (4.30), jedoch mit einem verringerten OTA-Fehler aus der Simulation, mit numerischer Bestimmung bei $m_A = 1/3$ ein Wert von $\frac{\Delta U_{A,d}}{\sigma_{o,n,SDEM,d}} \approx 11,5$ benötigt. Für $m_A = 1/6$ ergibt sich ein Wert von $\frac{\Delta U_{A,d}}{\sigma_{o,n,SDEM,d}} \approx 22,5$. Entsprechend (4.27) bis (4.30) ergibt sich dafür ein minimales $\hat{U}_{i,d,max}$ von ca. $22,5 \sigma_{o,n,SDEM,d}$ bzw. $76,5 \sigma_{o,n,SDEM,d}$, was mit einem eingangsbezogenen $\sigma_{i,n,d} \approx 46 \mu\text{V}$ zu einem erforderlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ von ca. 1 mV bzw. 3,5 mV führen würde. Aus Simulationen wird jedoch abgeschätzt, dass eine Fehlerrate von $P_{e,s} < 5 \cdot 10^{-3}$ trotz höheren $I_{0,VGActrl}$ erst erreicht wird, wenn $\hat{U}_{i,d,max}$ ca. 0,25 mV ($m_A = 1/3$) bzw. 0,3 mV ($m_A = 1/6$) beträgt. Die Anforderungen aus (4.30) bzw. (4.31) scheinen also ca. um den Faktor $4 \approx 12 \text{ dB}$ bzw. $11,5 \approx 21,3 \text{ dB}$ abgeschwächt zu sein. Die Abweichung wird damit begründet, dass in (4.25) bei einigen Annahmen und Parametern Abschätzungen für ungünstige Fälle zugrunde liegen. Der Verlauf der Signale für $\hat{U}_{i,d,max} \approx 0,25 \text{ mV}$ mit $m_A = 1/3$, $U_{DD} = 4 \text{ V}$ und Rauschen ist in Abb. B.12 zu sehen. In Abb. B.13 sind die entsprechenden Ergebnisse für $m_A = 1/6$, $U_{DD} = 4 \text{ V}$ und $\hat{U}_{i,d,max} \approx 0,3 \text{ mV}$ gezeigt. Simulationen mit $U_{DD} = 5 \text{ V}$ liefern vergleichbare Ergebnisse. Zusätzlich sind in Abb. B.14 die Ergebnisse für $m_A = 1/9$, $U_{DD} = 5 \text{ V}$ und $\hat{U}_{i,d,max} \approx 0,7 \text{ mV}$ dargestellt, welches hierbei ungefähr den Grenzwert darstellt. Um die Auswirkungen auf den TG zu ermitteln, ist dieser in Abb. B.15 (c) dargestellt. Für $U_{DD} = 4 \text{ V}$ und $m_A = 1/9$ treten bei der Erkennung deutlich mehr Fehler auf, da hier Stromfehler des OTAs dominant werden, weshalb keine zugehörigen Ergebnisse gezeigt sind. Fehlerursachen durch das Rauschen sind einerseits, dass der TG die Toleranz überschreitet, und andererseits dass zusätzliche Flanken auftreten, welche eine fehlerfreie Dekodierung verhindern.

Da der Dekodierer getaktet arbeitet, ist zu erwarten, dass die Fehlerrate hinter dem Dekodierer bei geeigneter Abtastung weiter absinkt und somit der Grenzwert $P_{e,b} \approx 2 \cdot 10^{-2}$ erst bei geringeren $\hat{U}_{i,d,max}$ erreicht wird. Dies ist bei den zugehörigen Messergebnissen in Abschnitt 4.8.1 zu sehen.

Es ist außerdem zu erkennen, dass $P_{e,s}$ mit weiter abnehmendem SNR sehr plötzlich zunimmt. Dies wird damit begründet, dass unterhalb eines gewissen SNR der Rauschterm mit quadrierter Gauß-Verteilung bzw. χ^2 -Spannungsverteilung am SDEM-Ausgang dominant wird.

4.7.2 Referenzempfänger

Die Erzeugung des Referenztakts geschieht über den LiA, welcher am Ausgang das rechteckförmige Taktsignal ausgibt. Näherungsweise kann davon ausgegangen werden, dass das

mittels eines Quarzoszillators in der BS erzeugte Referenzsignal vor der Übertragung ein ideales Referenzsignal darstellt. Da der LiA auf die HF-Verstärker des Datenempfängers folgt, wird deren Funktion vorausgesetzt.

Jitter der empfangenen Referenzfrequenz

Um die Qualität des Referenztakts zu ermitteln, wird der Jitter simuliert. Der Jitter besitzt deterministische und zufällige Komponenten, wobei letztere nach (4.6) bzw. (4.7) vom SNR abhängen. Der deterministische Jitter entsteht durch die Modulation, ist von m_A abhängig und bei kombinierter Daten- und Referenzübertragung unvermeidbar.

Die Simulationen erfolgen mit konservativer Genauigkeit. Um die Simulationsdauer zu verkürzen und die Anzahl der Datenpunkte zu beschränken, wird von einem bereits eingeschwungenen Datenempfänger ausgegangen. Rauschen wird im Band von 10 kHz bis 10 MHz betrachtet, da dies aufgrund der Einschaltdauer und PLL-Bandbreite der relevanten Bandbreite des Senders entspricht.

Abb. 4.16 (a) zeigt den simulierten RMS-Jitter J_{rms} des LiA-Ausgangssignals über $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ bei $U_{\text{DD}} = 4\text{ V}$ mit $m_A = 1/6$ sowie $m_A = 1/3$. Um eine Unterteilung in zufälliges und deterministisches Rauschen zu ermöglichen, werden Simulationen mit und ohne Rauschen durchgeführt sowie der Verlauf nach (4.7) hinzugefügt. Da der Startwert von $u_{\text{ctrl,VGA}}$ für eine realisierbare Simulationsdauer zu jedem $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ manuell ermittelt wird, werden keine entsprechenden Simulationen für $U_{\text{DD}} = 5\text{ V}$ durchgeführt, die Werte sind jedoch ähnlich zu erwarten. Obwohl J_{rms} bei deterministischem Rauschen nur begrenzt aussagekräftig ist, da der Zyklus-zu-Zyklus-Jitter J_{cc} bei selbem J_{rms} -Wert deutlich unterhalb dem J_{cc} -Wert von zufälligem Rauschen liegen kann, wird er als eine Art der Quantifizierung verwendet.

Da es möglich ist, die AGC durch Ausschalten des SDEM-Stroms zu deaktivieren, wodurch die VGAs nach kurzer Zeit auf die volle Verstärkung eingestellt werden, werden aufgrund der Simulationsdauer in dieser Konstellation mehr Simulationen durchgeführt. Hierdurch wird allerdings der Einfluss der AGC ausgeblendet. Abb. 4.16 (b) zeigt die entsprechenden Ergebnisse.

Abb. 4.16 (b) zeigt, dass die simulierten Verläufe für geringe $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ nahe an (4.6) liegen. Da meist $\hat{U}_{i,d} > \hat{U}_{i,d,\text{min}}$ gilt, liegen sie teilweise auch darunter. Die Werte werden bis $\hat{U}_{i,d,\text{max}} \approx 4\text{ mV}$ hauptsächlich durch Rauschen verursacht. Für höhere $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ nimmt der Jitter aufgrund von deterministischen Anteilen wieder zu, welche durch Sättigungs- bzw. Hysterese-Effekte auftreten. Diese dominieren ab $\hat{U}_{i,d,\text{max}} \approx 8\text{ mV}$. Die Auswirkungen des deterministischen Jitters auf das Ausgangssignal des Senders sind allerdings nicht direkt mit denjenigen des zufälligen Jitters vergleichbar. Mit abnehmendem m_A nimmt der Jitter ab, was besonders deutlich bei den deterministischen Anteilen beobachtet werden kann. Die Ergebnisse sind in erster Näherung unabhängig von U_{DD} .

Mit aktiver AGC ist in Abb. 4.16 (a) zu erkennen, dass der Jitter höher liegt, was durch die

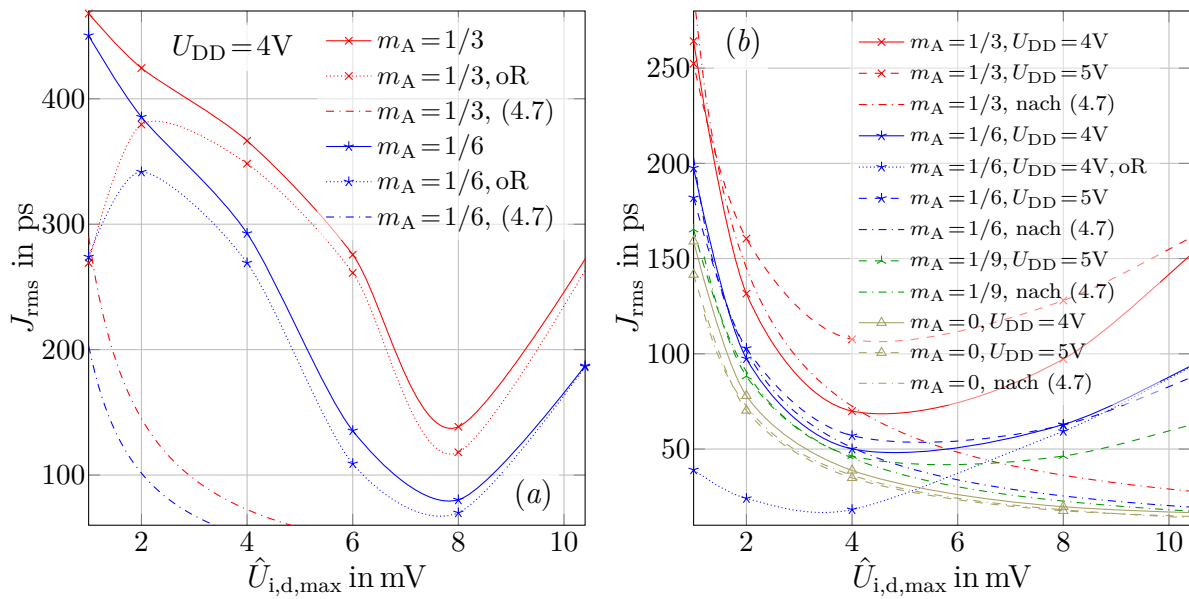


Abb. 4.16: Simulierter RMS-Jitter J_{rms} über $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ mit Rauschen und teilweise ohne Rauschen („oR“) sowie Verlauf des berechneten maximalen Jitters nach (4.7) bei (a): aktivierter AGC und (b): deaktivierter AGC (nur Referenzempfang). (b) ist mit größerem Bereich in Abb. B.16 zu finden.

zusätzliche deterministische Anteile der Regelung hervorgerufen wird, welche aufgrund von Hysterese-Effekten zusätzlich verstärkt werden. Wegen der aufwendigen Bestimmung der zugehörigen $u_{\text{ctrl,VGA}}$ sind weniger Punkte dargestellt.

Entsprechende Messergebnisse sind in Abschnitt 4.8.2 zu finden.

In Abschnitt 5.2.8.3 wird der Einfluss des Referenzjitters auf das PLL-Amplitudenspektrums an der PA-Schnittstelle simulativ untersucht. Dies geschieht zunächst mit AWGN und später mit vom RX empfangener Referenz bei variierenden $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ und m_A .

Bezüglich AWGN im Band von 10 kHz und 10 MHz ist zu erkennen, dass die Bandspezifikationen bis ca. $J_{\text{rms}} \approx 200$ ps eingehalten werden können. Mit diesem Wert kann das minimale $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ über Abb. 4.16 zu ca. 0,5 bis 1,5 mV bzw. 4 bis 5,5 mV abgeschätzt werden. Die in Abschnitt 5.2.8.3 beschriebenen Simulationen mit empfangener Referenz legen jedoch einen Mindestwert für $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ von 3 bis 9 mV bzw. 10 bis 14 mV nahe. Der Unterschied wird mit zusätzlichen Störungen begründet, welche bei aktiviertem RX und TX z. B. über die Versorgungsspannungen koppeln und in den Simulationen aufgrund von Zuleitungswiderständen und -induktivitäten sichtbar werden.

4.7.3 Strom- und Leistungsaufnahme

Tabelle 4.1 zeigt die simulierte Strom- und Leistungsaufnahme des Empfängers. Die höhere Stromaufnahme bei höherer Spannung liegt an einer gewissen Versorgungsspannungsabhängigkeit der Referenzstromerzeugung. Der Referenzstrom ist jedoch über das Steuerregister einstellbar.

Tab. 4.1: Simulierte Strom- und Leistungsaufnahme Empfänger mit Komponenten.

U_{DD}		PreAmp ¹	VGA ²	SDEM	Dekodierer ³	LiA	Treiber	Bias ⁴	Σ
5 V	I_{avg}/mA	3,45	3,05	0,6	0,13	1,51	0,25	1,75	10,75
	P_{avg}/mW	17,2	15,3	3	0,64	7,55	1,3	8,75	53,7
4 V	I_{avg}/mA	2,23	2,22	0,42	0,1	0,9	0,2	1,15	7,26
	P_{avg}/mW	9,04	8,88	3,47	0,39	3,62	0,8	5,2	29

¹ mit CMFB ² mit CMFB u. OVC ³ mit FT ⁴ mit Erzeugung I_{ref}

4.7.4 Empfindlichkeiten

Die Empfindlichkeit stellt den minimalen Eingangspegel dar, bei welchem noch eine akzeptable Funktionalität des Empfängers vorhanden ist [1], wobei „akzeptabel“ für den vorliegenden Fall in Tab. 4.2 definiert wird.

Tab. 4.2: Definition akzeptabler Funktionalität.

Datenempfänger (Abschnitt 4.4.1.4)	Referenzempfänger (Abschnitte 5.2.8.3 und 5.5.1.2)	
Weniger als 1 Fehler in 10 Senderahmen (Zusätzlich CRC): $P_{e,s} \leq P_{e,s,max} = 1,89 \cdot 10^{-3} \approx 2 \cdot 10^{-3}$	Einhaltung Spezifikationen S2B-Sendeband (PLL-Ausgangsspektrum mit 2-ASK-Mod.)	
		J_{rms}
	Simulation	< 200 ps
	Messung	< 500 ps ¹

¹ aufgrund von zusätzlichem deterministischem Jitter in Messung nicht direkt vergleichbar

Die Empfindlichkeiten für Referenz- und Datenempfänger $P_{sen,ref}$ und $P_{sen,dat}$ sind unterschiedlich und können unter Kenntnis von m_A und $R_{s,ges}$ entsprechend (4.34) aus dem minimalen $\hat{U}_{i,d,max}$ berechnet werden. P_{sen} entspricht dabei, abgesehen vom Gleichanteil, der gesamten Leistung des Eingangssignals.

$$P_i = P_{i,ref} + P_{i,dat} = \frac{\hat{U}_{LO}^2 \left(1 + 2\left(\frac{m_A}{2}\right)^2\right)}{2R_{s,ges}} = \frac{\hat{U}_{i,d,max}^2 \left(1 + \frac{m_A^2}{2}\right)}{2R_{s,ges} (1 + m_A)^2} \Rightarrow P_{sen} = P_i \Big|_{\min(\hat{U}_{i,d,max})} \quad (4.34)$$

Da $P_{sen,dat}$ mit steigendem m_A ab-, aber $P_{sen,ref}$ zunimmt, können durch Anpassung von m_A die Werte angeglichen werden. Relevant für die jeweilige Empfangsqualität sind insbesondere $P_{i,ref}$ und $P_{i,dat}$, welche daher in (4.35) und (4.36) erneut angegeben sind.

$$P_{i,ref,min} \stackrel{(4.34)}{=} \frac{\hat{U}_{i,d,max}^2 \Big|_{\min}}{2R_{s,ges} (1 + m_A)^2} \stackrel{(2.4)}{=} \frac{\hat{U}_{i,d,min}^2 \Big|_{\min}}{2R_{s,ges} (1 - m_A)^2} \quad (4.35)$$

$$P_{i,dat,min} \stackrel{(4.34)}{=} \frac{\hat{U}_{i,d,max}^2 \Big|_{\min} m_A^2}{4R_{s,ges} (1 + m_A)^2} \stackrel{(2.4)}{=} \frac{\hat{U}_{i,d,max}^2 \Big|_{\min}}{4R_{s,ges}} \eta_{AM} \quad (4.36)$$

Die aus Simulationen ermittelten Werte sind in Tab. 4.3 und 4.4 angegeben. Wird der Eingangsschwingkreis aus (4.2) betrachtet, so reduzieren sich die Werte auf:

$$P_{sen,ant} \approx P_{sen}/10,8^2 \quad \text{bzw.} \quad P_{sen,ant,dB} \approx P_{sen,dB} - 20,7 \text{ dB} \quad (4.37)$$

Tab. 4.3: Simulierte $\hat{U}_{i,d,max}|_{min,dat}$ für $P_{e,s} \leq 5 \cdot 10^{-3}$ und daraus abgeschätzte Werte für $P_{e,s} \leq 2 \cdot 10^{-3}$ mit entsprechenden Empfindlichkeiten des Datenempfängers.

Wert	Bedingung	$m_A = 1/3$	$m_A = 1/6$	$m_A = 1/9^1$
$\hat{U}_{i,d,max} _{min,dat}$	$P_{e,s} \leq 5 \cdot 10^{-3}$	$\approx 0,25$ mV	$\approx 0,3$ mV	$\approx 0,7$ mV
$\hat{U}_{i,d,max} _{min,dat}$	$P_{e,s} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	$\approx 0,28$ mV	$\approx 0,33$ mV	$\approx 0,78$ mV
$P_{i,dat,min}$	$P_{e,s} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	≈ -69 dBm	≈ -73 dBm	≈ -68 dBm
$P_{sen,dat}$	$P_{e,s} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	≈ -56 dBm	≈ -54 dBm	≈ -46 dBm

¹ nur bei $U_{DD} = 5$ V

Tab. 4.4: Aus Simulationen abgeschätzte $\hat{U}_{i,d,max}|_{min,clk}$ und daraus bestimmte Empfindlichkeiten des Referenzempfängers für akzeptables PLL-Ausgangsspektrum.

Wert	AGC	$m_A = 1/3$	$m_A = 1/6$	$m_A = 1/9$	$m_A = 0$
$\hat{U}_{i,d,max} _{min,clk}$	aus ein	7 bis 9 mV ≈ 14 mV	5 bis 7 mV ≈ 10 mV	4 bis 5 mV	≈ 3 mV
$P_{i,ref,min} \stackrel{m_A \leq 1/3}{\approx} P_{sen,ref}$ in dBm	aus ein	-28,6 bis -26,2 $\approx -22,5$	-30,4 bis -27,4 $\approx -24,3$	-30,9 bis -29,9	-34,5

4.8 Messergebnisse

Für die Messungen werden zunächst in Gehäuse gebundene ICs verwendet, welche auf einer Messleiterplatte mit entsprechendem Sockel fixiert sind. Auf der Messplatine befinden sich neben den Schnittstellen im Foliensystem zur Sendeantenne und zu anderen ICs die SPI-Schnittstelle, Anschlüsse für Test-Ein- und -Ausgänge, sowie die Signalerzeugung für den HF-Eingang. Das 27 MHz Eingangssignal wird von einem Arbiträrsignalgenerator (AWG) erzeugt und über Dämpfungsglieder und einen Einseiten-Differenziell-Wandler (BALUN) mit zusätzlicher DC-Spannungseinkopplung am IC-Eingang angelegt. Am IC-Eingang befindet sich zur Emulation der Spule ebenfalls ein bei 27 MHz äquivalenter Parallelschwingkreis mit verringerter Güte von ca. 2. Die Ausgangssignale werden zunächst mit einem Oszilloskop ausgelesen. Abb. 4.17 zeigt den schematischen Aufbau. $u_{i,d}$ wird über das Verhältnis aus AWG-Ausgangsspannung zu $u_{i,d}$ bei größeren, messbaren $u_{i,d}$ ermittelt, wobei darauf geachtet wird, dass der Einfluss des nichtlinearen Eingangswiderstands am Verstärkereingang vernachlässigbar bleibt.

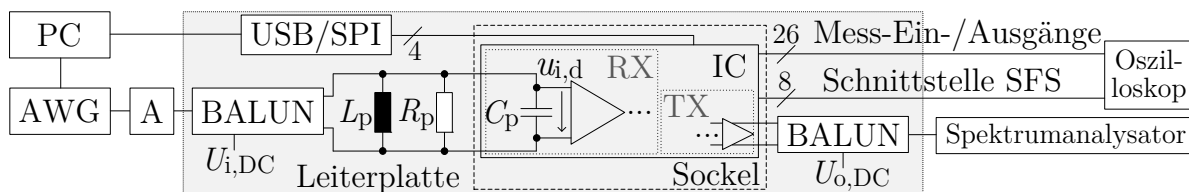


Abb. 4.17: Messaufbau für Empfänger über Leiterplatte mit Sockel.

Zum besseren Vergleich mit den Simulationsergebnissen werden Daten- und Referenzempfänger zuerst getrennt vermessen. Anschließend finden kombinierte Messungen statt, welche nur eingeschränkt simulativ untersucht werden können. Die Registerwerte sind bis auf wenige Ausnahmen identisch zu denjenigen der Simulationen.

Messungen mit ICs auf dem Foliensystem sind in Abschnitt 6.2 beschrieben.

4.8.1 Datenempfänger

Der Datenempfänger wird einerseits alleine und andererseits mit aktiviertem Referenzempfänger gemessen.

In Abb. 4.18 sind für $\hat{U}_{i,d,max} \approx 3,5 \text{ mV}$ bei $m_A = 1/6$ und $U_{DD} = 5 \text{ V}$ die Eingangsdaten, $\hat{u}_{i,d,env}$, das demodulierte und entschiedene $u_{dat,MC}$ mit zugehörigen TGen, sowie das dekodierte Datensignal $u_{dat,B2S}$ gezeigt. Da der TG in $u_{dat,MC}$ nur schwer zu erkennen ist, sind die zugehörigen Verläufe zusätzlich gezeigt, wobei zur Veranschaulichung der Einstellmöglichkeiten ein Signal mit unkorrigiertem und korrigiertem TG gezeigt ist.

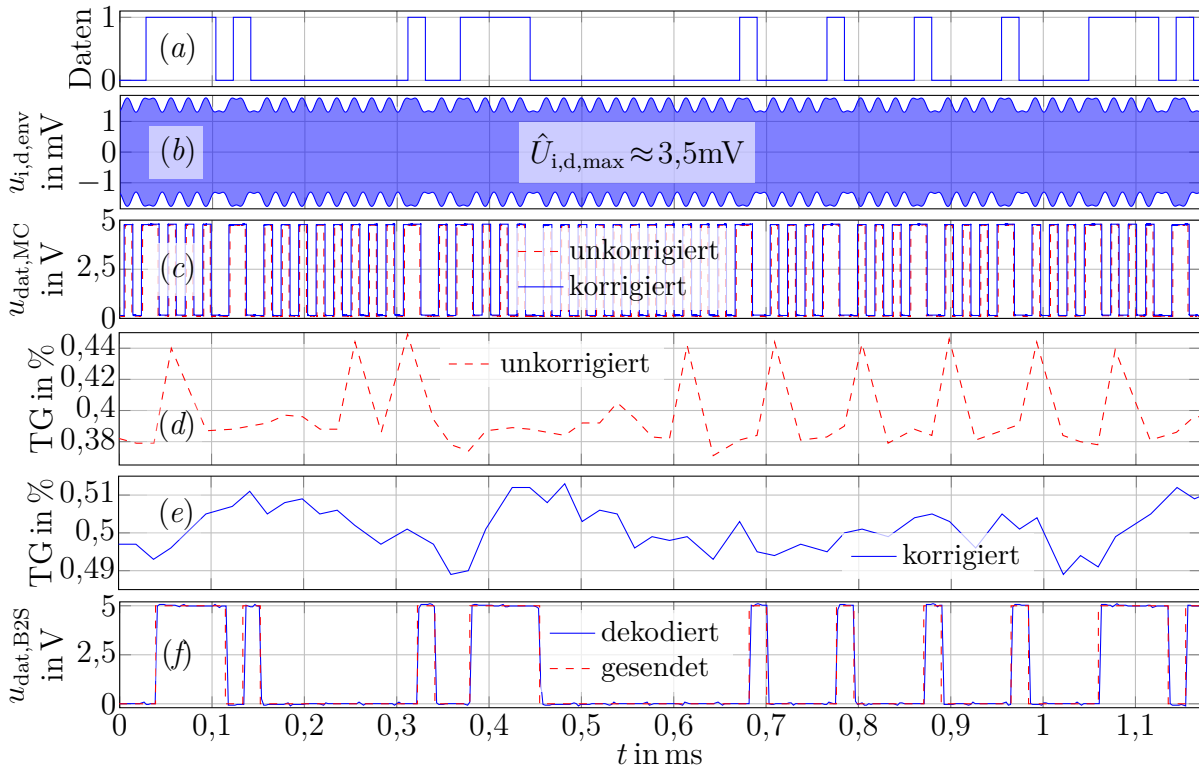


Abb. 4.18: (a): Eingangsdaten. (b): Eingangssignal. (c): Demoduliertes Signal. (d): TG unkorrigiert. (e): TG korrigiert. (f): Dekodierte Daten. Alles bei $U_{DD} = 5 \text{ V}$, $m_A = 1/6$ und $\hat{U}_{i,d,max} = 3,5 \text{ mV}$.

Zur Bestimmung der Empfindlichkeiten werden Messungen über eine Dauer von 10 ms durchgeführt, wobei maximal 1 Fehler auftreten darf. Für eine statistische Aussagekraft werden mindestens 10 derartige Untersuchungen durchgeführt und die Ergebnisse gemittelt. Die TGe der zugehörigen Ergebnisse mit deaktiviertem Referenzempfänger sind in Abb. B.17 gezeigt. Tab. 4.5 fasst die Ergebnisse zusammen und beinhaltet weiterhin Ergebnisse bei Betrachtung des mittels externem Takt dekodierten Signals. Die Betrachtung von $P_{e,b}$ erfolgt dabei mit dem Oszilloskop mittels Persistenz von 50 ms. Neben den minimalen Werten für $\hat{U}_{i,d,max}$ sind auch die nach (4.34) und (4.36) berechneten Werte für die Empfindlichkeit angegeben. Die Diskussion findet in Abschnitt 4.8.4 statt, da sie in Kombination mit den Ergebnissen des Referenzempfängers und der zugehörigen Stromaufnahme geführt wird.

Um den Dynamikbereich zu bestimmen, werden weiterhin Messungen bei maximalen

Pegeln durchgeführt, wobei der Referenzempfänger aktiviert bleibt. Da Rauschen hier keinen wesentlichen Einfluss besitzt, genügen einzelne Messungen. Die zugehörigen Ergebnisse sind zusammen mit dem resultierenden Dynamikbereich ebenfalls in Tab. 4.5 gezeigt. Die AGC besitzt dabei einen noch wesentlich größeren Dynamikbereich, welcher jedoch rauschbedingt nicht voll ausgeschöpft werden kann, was an Messungen von $u_{\text{ctrl,VGA}}$ und entsprechenden Simulationen zu erkennen ist. Die höhere maximale Grenze bei $U_{\text{DD}} = 4\text{ V}$ kann durch eine geringerer Verstärkung begründet werden.

Tab. 4.5: Gemessene, minimale und maximale $\hat{U}_{\text{i,d,max}}$ für $P_{\text{e,s}} \leq 2 \cdot 10^{-3}$ bzw. $P_{\text{e,b}} \leq 2 \cdot 10^{-3}$ mit Empfindlichkeit und Dynamik.

Wert	Bedingung	$U_{\text{DD}} = 4\text{ V}$			$U_{\text{DD}} = 5\text{ V}$	
		$m_{\text{A}} = 1/3$	$m_{\text{A}} = 1/6$	$m_{\text{A}} = 1/3$	$m_{\text{A}} = 1/6$	$m_{\text{A}} = 1/9$
$\hat{U}_{\text{i,d,max}} _{\text{min,dat}}$	$P_{\text{e,s}} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	$\approx 0,8\text{ mV}$	$\approx 0,9\text{ mV}$	$\approx 0,7\text{ mV}$	$\approx 0,7\text{ mV}$	$\approx 0,8\text{ mV}$
$P_{\text{i,dat,min}}$	$P_{\text{e,s}} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	$\approx -60\text{ dBm}$	$\approx -64\text{ dBm}$	$\approx -61\text{ dBm}$	$\approx -66\text{ dBm}$	$\approx -68\text{ dBm}$
$P_{\text{sen,dat}}$	$P_{\text{e,s}} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	$\approx -47\text{ dBm}$	$\approx -45\text{ dBm}$	$\approx -48\text{ dBm}$	$\approx -47\text{ dBm}$	$\approx -45\text{ dBm}$
$\hat{U}_{\text{i,d,max}} _{\text{min,dat}}^1$	$P_{\text{e,b}} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	$\approx 0,7\text{ mV}$	$\approx 0,8\text{ mV}$	$\approx 0,25\text{ mV}$	$\approx 0,3\text{ mV}$	$\approx 0,3\text{ mV}$
$P_{\text{i,dat,min}}$	$P_{\text{e,b}} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	$\approx -61\text{ dBm}$	$\approx -65\text{ dBm}$	$\approx -70\text{ dBm}$	$\approx -73\text{ dBm}$	$\approx -76\text{ dBm}$
$P_{\text{sen,dat}}$	$P_{\text{e,b}} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	$\approx -48\text{ dBm}$	$\approx -46\text{ dBm}$	$\approx -57\text{ dBm}$	$\approx -55\text{ dBm}$	$\approx -54\text{ dBm}$
$\hat{U}_{\text{i,d,max}} _{\text{max,dat}}^2$	$P_{\text{e,b}} \ll 2 \cdot 10^{-3}$	$\approx 300\text{ mV}$	$\approx 150\text{ mV}$	$\approx 150\text{ mV}$	$\approx 120\text{ mV}$	$\approx 110\text{ mV}$
Dynamik	$P_{\text{e,s}} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	$\approx 51\text{ dB}$	$\approx 44\text{ dB}$	$\approx 46\text{ dB}$	$\approx 44\text{ dB}$	$\approx 42\text{ dB}$
Dynamik	$P_{\text{e,b}} \leq 2 \cdot 10^{-3}$	$\approx 52,5\text{ dB}$	$\approx 45,5\text{ dB}$	$\approx 55,5\text{ dB}$	$\approx 52\text{ dB}$	$\approx 51\text{ dB}$

¹ externer Takt für Dekodierung

² mit aktivem Referenzempfänger

Abb. 4.19 zeigt $u_{\text{ctrl,VGA}}$ über der Zeit während eines Einschaltvorgangs mit maximalem $I_{0,\text{VGActrl}}$. Für die Messung wird $u_{\text{ctrl,VGA}}$ auf einen Ausgang gelegt und die Messung erfolgt über einen Tastkopf und AC-Kopplung mit einem Echtzeitoszilloskop mit begrenzter Auflösung, wobei der DC-Anteil später hinzu addiert wird. Der Empfänger wird periodisch eingeschaltet und das Oszilloskop auf dasselbe Signal getriggert. Das Einschalten findet hier bei ca. $100\text{ }\mu\text{s}$ statt. Aufgrund der begrenzten Auflösung ist der Verlauf ähnlich zu Abb. 4.15 nur grob zu erkennen.

Die Messungen werden ebenfalls mit geringeren $|m_{\text{U,t,max}}|$ durchgeführt, sind aber aufgrund der relativ geringen Auflösung des Oszilloskops nicht dargestellt. $|m_{\text{U,t,max}}|$ lässt sich bei maximalem $I_{0,\text{VGActrl}}$ zu ca. 450 V/s bestimmen und kann durch mehrere Stufen auf ca. 40 V/s verringert werden, wobei die Werte im Vergleich zu den Simulation um ca. $15\text{--}20\%$ tiefer liegen, was durch höhere parasitäre Kapazitäten oder geringere Ströme begründet werden kann. Der in (4.33) geforderte Wert kann dennoch erreicht und auch unterschritten werden. Die maximale Einschaltverzögerung kann in einem Bereich von ca. $1\text{ bis }10\text{ ms}$ eingestellt werden, wobei der Wert stets auch stark von $\hat{U}_{\text{i,d,max}}$ abhängt.

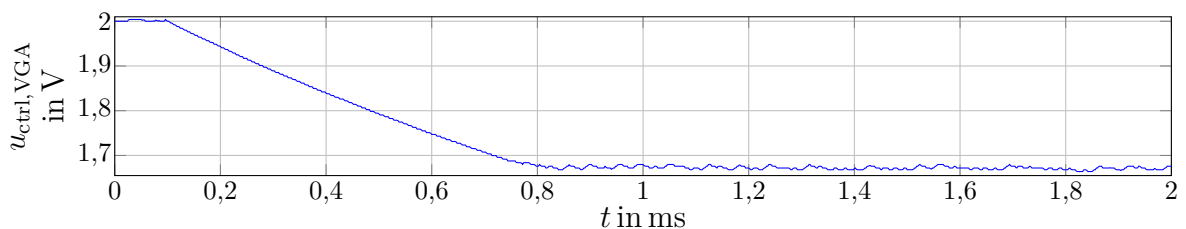


Abb. 4.19: $u_{\text{ctrl,VGA}}$ während Einschaltvorgang bei $U_{\text{DD}} = 4\text{ V}$ und $m_{\text{A}} = 1/6$.

4.8.2 Referenzempfänger

Bei der Messung wird das Referenzsignal, ähnlich wie in der Simulation, bei aktivierter und deaktivierter AGC und unterschiedlichen Parametern gemessen. Dabei werden Spektren aufgezeichnet und der RMS-Jitter J_{rms} bestimmt. Weiterhin wird der minimale Eingangsspegel für ein akzeptables PA-Ausgangsspektrum abgeschätzt.

Referenz-Spektren sind in Abb. B.18 und Abb. B.19 zu finden, wobei die erste Harmonische im Bereich von gut $2f_{\text{s,S2B}}$ gezeigt sind. Das Phasenrauschen erscheint ausreichend gering, wobei Störungen im Abstand von $f_{\text{s,S2B}}$ sowie dazwischen liegende, durch die Daten hervorgerufene Hügel zu sehen sind, welche mit m_A zunehmen. Mit zunehmendem $\hat{U}_{\text{i,d,max}}$ sinkt der Rauschboden, jedoch nehmen die Störungen zu, sodass für $\hat{U}_{\text{i,d,max}}$ ein Optimum existiert. Bei aktivierter AGC treten größere Störungen auf, welche durch die PLL verstärkt werden können, sodass die Anforderungen anhand des PLL-Spektrums beurteilt werden müssen. Entsprechende Untersuchungen sind in den Abschnitten 5.2.8.3 und 5.5.1.2 zu finden.

Der RMS-Jitter J_{rms} wird mit einem Abtastoszilloskop gemessen, welches einerseits den gedämpften Referenztakt und andererseits ein zusätzlich im AWG erzeugtes Triggersignal zur Bestimmung nutzt. Voraussetzung für die Messung ist dabei, dass der Takt über einen relativ großen Zeitraum keine Phasensprünge besitzt, wodurch die untere Grenze für $\hat{U}_{\text{i,d,max}}$ definiert wird. Für die Jittermessungen wird weiterhin nicht das Referenzsignal, sondern das Systemtaktsignal mit $f_{\text{clk,sys}} = f_{\text{clk,sys}}/32$ gemessen, damit die Ausgangstreiber für das Referenzsignal deaktiviert bleiben können und die erzeugten Störungen auf der Versorgungsspannung um ein Vielfaches verringert werden. Der Einfluss des Frequenzteilers ist dabei vernachlässigbar. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.20 gezeigt und werden in Abschnitt 4.8.4 diskutiert.

Tab. 4.6: Gemessene, minimale $\hat{U}_{\text{i,d,max}}$ für akzeptable PLL-Spektren und entsprechende Empfindlichkeiten.

Wert	AGC	$m_A = 1/3$	$m_A = 1/6$	$m_A = 1/9$	$m_A = 0$
$\hat{U}_{\text{i,d,max}} _{\text{min,clk}}$	aus	$\approx 1,4 \text{ mV}$	$\approx 1 \text{ mV}$	$\approx 0,55 \text{ mV}$	$\approx 0,45 \text{ mV}$
	ein	$\approx 6 \text{ mV}$	$\approx 4 \text{ mV}$		
$P_{\text{i,ref,min}} \stackrel{m_A \leq 1/3}{\approx} P_{\text{sen,ref}}$	aus	$-42,5 \text{ dBm}$	-44 dBm	-49 dBm	-50 dBm
	ein	$\approx -30 \text{ dBm}$	$\approx -32 \text{ dBm}$		

Anhand von den in Abschnitt 5.5.1.2 beschriebenen und in Abschnitt C.4.1.2 und C.4.1.3 gezeigten Messungen kann abgeschätzt werden, dass für ein akzeptables PA-Ausgangsspektrum für $\hat{U}_{\text{i,d,max}}$ die minimalen Werte aus Tab. 4.6 gelten. Dabei können die Bandvorgaben zwar bei $\text{RBW} = 10 \text{ kHz}$ nur annähernd eingehalten werden, doch wird davon ausgegangen, dass dies bei geringfügig verbesserten Versorgungsspannungen möglich ist.

4.8.3 Strom- und Leistungsaufnahme

Tabelle 4.7 zeigt die gemessene Strom- und Leistungsaufnahme des Empfängers. Die Teilkomponenten werden über entsprechende Deaktivierungen anderer Komponenten

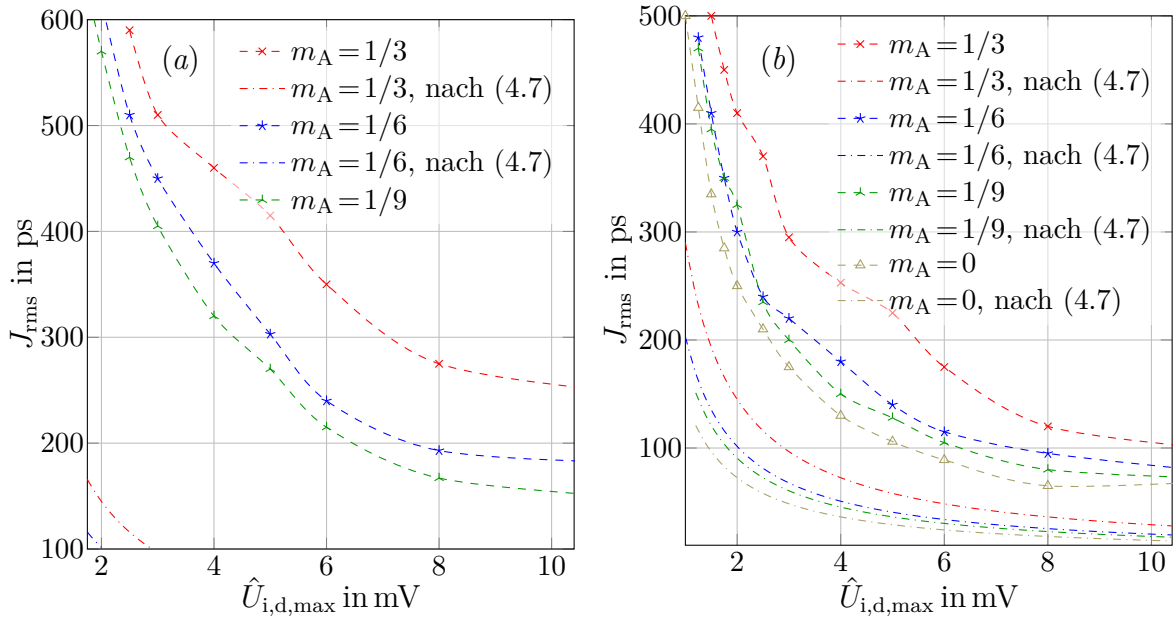


Abb. 4.20: Gemessener RMS-Jitter J_{rms} und berechneter Wert nach (4.7) über $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ für $U_{\text{DD}} = 5\text{ V}$. (a): AGC aktiv. (b): AGC deaktiviert (nur Referenzempfang). Mit größerem Bereich in Abb. B.20.

ermittelt. Zusätzliche Leistung wird für das Treiben der Ausgangssignale benötigt, insbesondere wenn der Referenzfrequenz-Takt ausgegeben wird.

Tab. 4.7: Gemessene Strom- und Leistungsaufnahme Empfänger und Komponenten.

U_{DD}		PreAmp ¹	VGA ²	SDEM	LiA	Pad-Treiber	Bias+Rest ^{3,4}	Σ
5 V	I_{avg}/mA	1,5	1,65	1,15	1,45	0,5	0,75	7
	P_{avg}/mW	7	8,75	5,75	7,25	2,5	3,75	35
4 V	I_{avg}/mA	1	1,1	0,9	1	0,4	0,6	5
	P_{avg}/mW	4	4,4	3,6	4	1,6	2,4	20

¹ mit CMFB

² mit CMFB u. OVC

³ mit Erzeugung I_{ref}

⁴ Z. B. Dekodierer, FT

Im Vergleich zu Tab. 4.1 ist zu erkennen, dass die Stromaufnahme trotz identischer Registerwerte geringer ausfällt, wobei insbesondere Bias-Ströme, Vorverstärker und VGAs betroffen sind. Dies wird vermutlich durch von der Simulation abweichende Prozessparameter und parasitäre Elemente, wie z. B. zusätzliche Widerstände, hervorgerufen, da sich diese insbesondere auf die Bias-Generierung und Stromverteilung auswirken. Da die entsprechenden Registerwerte bereits den maximalen Strom liefern und bei höheren Gesamtstromwerten andere Schaltungsteile nicht mehr optimal arbeiten, ist dies nicht weiter korrigierbar.

4.8.4 Empfindlichkeiten

In diesem Abschnitt werden die gemessenen Empfindlichkeiten aus Tab. 4.5 und 4.6 mit den simulierten aus Tab. 4.3 und 4.4 verglichen. Bezüglich der Datenempfindlichkeit fällt auf, dass die Messwerte höher liegen. Dies liegt an nach Abschnitt 4.8.3 geringeren Strömen in den Vorverstärkern und VGAs und möglicherweise auch einer größeren parasitären Kapazität und damit geringeren Bandbreite der OVC, da sich damit jeweils das

eingangsbezogenen Rauschen vergrößert. Außerdem gelangen über Einkopplungen auf die Versorgungsspannungen zusätzliche deterministische Störungen auf das Eingangssignal, welche ähnliche Auswirkungen besitzen.

Dieselben Ursachen bewirken ebenfalls eine deutliche Zunahme des gemessenen Jitters, welche aus Abb. 4.16 im Vergleich zur Simulation in Abb. 4.16 ersichtlich ist. Der Jitter erscheint auch dadurch vergrößert, dass die Messdauer des Abtastoszilloskops relativ hoch ist, wodurch mehr Anteile bei niedrigen Frequenzen auftreten. Die gemessene Empfindlichkeit des Referenzempfängers nimmt dennoch ab, da Störlinien in Abschnitt C.4.1.2 breiter verteilt sind und im Rauschen untergehen. Dies ist in den Simulationsergebnissen aus Abschnitt C.3.1 nicht ersichtlich.

Für eine gemeinsame Nutzung von Referenz- und Datenempfänger sollten die Empfindlichkeiten ähnlich und m_A folglich gering sein. Da m_A für eine zuverlässige Datenerkennung jedoch nicht beliebig verringert werden kann, stellen Werte zwischen $m_A = 1/6$ und $m_A = 1/9$ einen guten Kompromiss dar. Mit einer IC-Empfindlichkeit von ca. -30 dBm bei gleichzeitigem Referenz- und Datenempfang und einer BS-Sendeleistung von 10 dBm kann bei 27 MHz entsprechend der Freiraumdämpfung eine Entfernung von 10 m mit genügend Reserven überbrückt werden, sodass auch unter ungünstigeren Bedingungen eine Übertragung gewährleistet ist. Bei Referenz- oder Datenempfang wird die Empfindlichkeit um $20 - 25$ dB verschlechtert. Zusätzlich verkleinert der Eingangsschwingkreis die Empfindlichkeit um weitere 20 dB, sodass die im Freiraum überbrückbare Entfernung um den Faktor 10 höher liegt.

4.9 Zusammenfassung und Vergleich

Der für das Protokoll aus Abschnitt 3.3.5 geforderte RX wird auf physikalischer Ebene als IC entwickelt und dessen Aufbau und Funktionsweise sowie die zugehörigen Ergebnisse beschrieben. Er besteht aus einem kombinierten Referenz- und Datenempfänger bei 27 MHz und stellt aufgrund der Referenzübertragung zusammen mit der speziell dünnungsfähigen CMOS-Sea-of-Gates-Technologie und der Optimierung für das Protokoll mit extrem geringen Latenzen die Grundlage für ein vollständig mechanisch biegbares und autarkes SFS dar. Elektrisch ist die Schaltung für die Biegsbarkeit robust gegenüber Prozessschwankungen ausgelegt. Für einen vereinfachten Systemaufbau besitzt der RX neben Antenne und Blockkapazitäten keine externen Komponenten.

Die Empfindlichkeit mit Antenne beträgt bezüglich Referenz- oder Datenempfang bei 2-ASK ca. -70 dBm und bzgl. gleichzeitigem Referenz- und Datenempfang ca. -50 dBm. Somit kann die in den Anforderungen der Demonstratoren gewünschte Entfernung von 10 m auch unter realistischen Umgebungen realisiert werden. Zur Energieminimierung weist der Datenempfänger eine Einschaltverzögerung von gut 1 ms auf. Der Referenztaktempfänger kann innerhalb weniger μ s aktiviert werden. Dennoch ist die Energieaufnahme, insbesondere auch aufgrund der eingesetzte Technologie mit festgelegten Komponenten

und Positionen sowie der Gatelänge, nicht minimal. Die Störfestigkeit gegenüber Störungen in unmittelbarer Bandnähe ist mangels Umsetzung des scharfkantigen Filters ins Layout begrenzt, jedoch sind bei bisherigen Testaufbauten in praxisnaher Umgebung mit vielen unterschiedlichen elektrischen und drahtlosen Geräten keine daraus folgenden Einschränkungen bekannt.

In Tab. 4.8 sind einige Eigenschaften des Empfängers zusammen mit kommerziell erhältlichen Vergleichsempfängern aufgelistet, wobei die Vergleichsempfänger zunächst nicht biegebar sind und voraussichtlich nicht vergleichbar stark gedünnt werden können. Es ist zu erkennen, dass die Vergleichsempfänger [74] und [75] bei ähnlicher Stromaufnahme eine geringere Versorgungsspannung besitzen und daher in Technologien mit geringerer Strukturgröße realisiert sind, welche insbesondere bei digitalen Schaltungskomponenten eine Verringerung der IC-Fläche und Stromaufnahme bewirkt und damit die Funktionalität steigert. Hierdurch können größere Anteile der Funktion im digitalen Bereich durchgeführt werden, was z. B. beim Empfänger [74] zu einer digitalen AGC mit kürzeren Einschaltverzögerungen T_{on} führt. Trotz einer höheren Empfindlichkeit liegt die Leistungsaufnahme bei den Empfängern [74] und [75] hierdurch geringer, obwohl eine wesentlich größere Funktionalität vorhanden ist.

Den Versorgungsspannungen nach sind die Empfänger [76] und [77] wie in dieser Arbeit in Technologien mit Strukturgrößen im Bereich von ca. 500 nm realisiert, wodurch sie mit dem Ergebnis dieser Arbeit vergleichbar sind. Auch wenn die Empfindlichkeiten besser und Funktionalitäten größer sind, besitzen sie eine deutlich größere Leistungsaufnahme und auch längere Einschaltverzögerungen T_{on} .

Tab. 4.8: Kennzahlen Empfänger dieser Arbeit und kommerziell erhältliche IMS-Band-Empfänger

Quelle	Firma	Name	f in MHz	Modulation	Datenrate in kbit/s	P_{sen} in dBm	I_{supply} in mA	U_{supply} in V	T_{on} ¹ in ms
	Diese	Arbeit	27	ASK	≈ 53	$-70^2/-50^3$	5^4 bzw. 7^5	$\approx 3-5,5$	≈ 1
[74]	ON	AX5043 ⁶	27-1050	A-/F- PSK	0,1-125	≈ -110	$\approx 6,5^7$	1,8-3,6	0,2
[75]	Melexis	TH71221	27-930	ASK/FSK	40^8	$-96^8/-107^8$	$6,1^8/7,4^8$	2,2-5,5	1-1,5
[76]	TI	TRF7900	27	FSK	5	-102	50	4-5,5	20
[77]	STM	TDA7528	0,05-108	AM/FM			160	3,3; 5	

¹ aus Standby

³ Referenz und Daten

⁵ 5V

⁷ RXs-Modus

² Referenz oder Daten

⁴ 4V

⁶ Transceiver

⁸ ASK-Modus

Unter Berücksichtigung der Randbedingungen stellt der RX aus dieser Arbeit daher einen guten Kompromiss der Eigenschaften dar, welcher die geforderte Funktionalität einhält und eine relativ geringe Leistungsaufnahme und Einschaltverzögerung aufweist.

5 Entwurf und Charakterisierung 868 MHz Sender

Für das Sensorfoliensystem (SFS) ist ein an die Randbedingungen aus Abschnitt 3.2 und das verwendete Protokoll aus Abschnitt 3.3.5 angepasster drahtloser Sender (TX) für das 868 MHz Band erforderlich.

In erster Linie soll ein energieminimierter Sendevorgang realisiert werden, wofür eine in Bezug auf die Übertragungsdauer $T_{\text{Sdat}} \approx 75 \mu\text{s}$ kurze Einschaltverzögerung $T_{\text{del,TX}}$ benötigt wird. Um die Phasenrauschenanforderungen an die drahtlos empfangene Referenz zu minimieren, soll eine ASK-Modulation verwendet werden. Die maximale Ausgangsleistung soll bis zu 10 dBm betragen. Weiterhin soll der TX als IC zusammen mit dem RX aus Kapitel 4 in der in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen SoG-Technologie realisiert werden.

5.1 Struktur

Abb. 5.1 zeigt die Blöcke des TX. Kernkomponenten sind die Phasenregelschleife (PLL), welche auf den in Abschnitt 2.6.4 dargestellten Grundlagen basiert, und der PA.

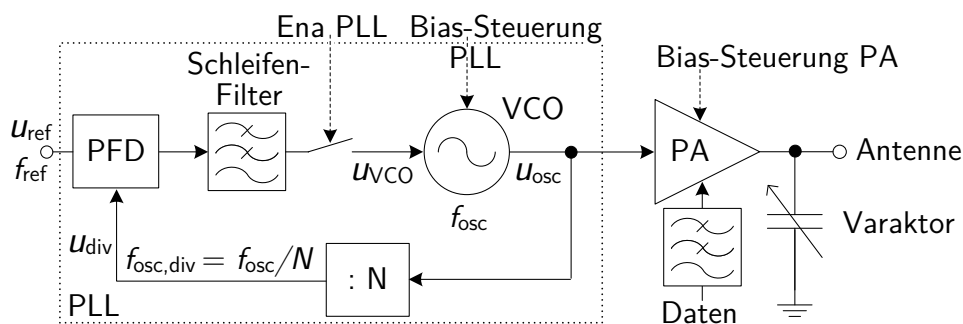


Abb. 5.1: Aufbau des Senders bestehend aus Phasenregelschleife und Verstärker mit Modulator.

5.2 Phasenregelschleife

5.2.1 Anforderungen und Architektur

Die PLL erzeugt mithilfe der in (3.1) festgelegten, drahtlos übermittelten Referenzfrequenz (RFQ) von $f_{\text{ref}} = 27,078125 \text{ MHz}$ die Trägerfrequenz von $f_{\text{osc}} = 866,5 \text{ MHz}$, sodass sich ein Teilerfaktor von $N = 32 = 2^5$ ergibt.

Entsprechend dem Protokoll ist nach Abb. 3.6 $T_{\text{del,PLL}} \ll T_{\text{Sdat}}$ erforderlich, wobei $T_{\text{del,PLL}} \approx T_{\text{b,B2S}}/4 \approx 4,7 \mu\text{s}$ gewünscht ist. Die Voraussetzungen dafür sind durch einen binären Teilerfaktor und eine relativ hohe RFQ erfüllt. Weiterhin soll die PLL ohne zusätzliche Schaltungsteile einrasten, sodass ein Ziehbereich $\omega_{\text{PI}} > \omega_{\text{osc}}$ erforderlich ist.

Das PLL-Ausgangssignal muss hinter dem PA die Spezifikationen des 868 MHz Bands einhalten, welche in Abschnitt 3.3.3 beschrieben sind. Weiterhin muss das Phasenrauschen einen Einsatz in diesem Band ermöglichen, wird aber zumindest bei geringen RX-Eingangspegeln vom Phasenrauschen der RFQ überlagert, sodass eine Optimierung nur begrenzt sinnvoll ist.

Die PLL soll schließlich vollständig als IC ohne externe Komponenten im Foliensystem

realisiert werden und es sollte nur ein Teil der im SoG verfügbaren Bauteile aus Abschnitt 3.2.2 verwendet werden. Dadurch ist z. B. die Größe der verwendbaren Kapazitäten stark begrenzt und der Einsatz einer externen Induktivität nicht möglich.

Tab. 5.1: Anforderungen PLL.

$f_{\text{osc}}/\text{MHz}$	$f_{\text{ref}}/\text{MHz}$	N	$T_{\text{del,PLL}}$	ω_{PI}	Leistung	Phasenrauschen	Störer
866,5	27,078125	2^5	$\approx T_{\text{b,B2S}}/4$	$>\omega_{\text{osc}}$	minimal	$\mathcal{L}_{\text{VCO}} < \mathcal{L}_{\text{PLL,RFQ}}$	Abschnitt 3.3.3

Aufgrund des geforderten ω_{PI} kommt ein Phasenfrequenzdetektor (PFD) mit Stromquellenausgang zum Einsatz. Weiterhin wird ein VCO eingesetzt. Der prinzipielle Aufbau einer solchen PLL mit Eigenschaften ist in Abschnitt 2.6.4 beschrieben.

5.2.2 Bandbreite

Eine sehr wichtige PLL-Eigenschaft ist die Bandbreite $\omega_{3\text{dB,PLL}}$, innerhalb derer nach Abschnitt 2.6.4.4 VCO-Störungen stark abgeschwächt, aber andere PLL-interne Störungen inklusive derer auf dem Referenzsignal nahezu ungedämpft auf das Ausgangssignal übergehen. Bei Verwendung eines PFDs sollte aufgrund dessen Taktung außerdem gelten:

$$\omega_{3\text{dB,PLL}} \leq \omega_{\text{ref}}/10 \approx 17 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (5.1)$$

Da die RFQ drahtlos übertragen wird, treten umgebungsabhängig Störungen und Rauschen auf, welche das Phasenrauschen der PLL und des HF-Oszillators überlagern. Das Rauschen sowie die Störungen des Eingangssignals und der PLL-Komponenten mit TP-Verhalten können so gegenüber dem Oszillatorphasenrauschen überwiegen, wodurch nach Abschnitt 2.6.4.4 eine geringe PLL-Bandbreite Vorteile bringt. Bezüglich Störfrequenzen, welche z. B. durch den getakteten PFD in Abständen der Referenzfrequenz auftreten, ist ein kleineres $\omega_{3\text{dB,PLL}}$ ebenfalls vorteilhaft.

Die Bandbreite muss allerdings groß genug gewählt werden, um das geforderte $T_{\text{del,PLL}}$ einzuhalten. Da die Einschaltverzögerung stark von ω_0 abhängt und die genaue Bandbreite nur mit Kenntnis weiterer Parameter bestimmt werden kann, soll zunächst die Mindestanforderung für ω_0 definiert werden.

$$\omega_{0,\text{min}} \stackrel{\text{Tab. 2.2}}{\approx} \sqrt{\frac{0,69 \omega_{\text{ref}}}{\pi T_{\text{PI},0}}} \stackrel{\text{Tab. 5.1}}{\approx} 2,8 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad \text{wobei } T_{\text{PI},0} < T_{\text{b,B2S}}/4 \approx 4,7 \mu\text{s} \quad (5.2)$$

Da die Zeit bis zum Einrasten der PLL höher liegen kann, wird als Ziel für ω_0 der folgende Wert gewählt:

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}} = \pi \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (5.3)$$

Die BW ist später einstellbar, jedoch soll die Dimensionierung für einen kurzen Einschaltvorgang bei hoher Bandbreite optimiert werden. Eine Reduzierung der BW kann nach dem Einschaltvorgang durch Verringerung der Ströme, gesteuert per SPI-Register, innerhalb von ca. $0,5 \mu\text{s}$ erfolgen.

5.2.3 Steuerbarer Oszillator

Da die übertragene Referenz Einschränkungen bezüglich des Phasenrauschens der PLL bewirkt, sind hohe Anforderungen an das Phasenrauschen des Oszillators hinfällig und der Schwerpunkt liegt auf der Realisierung eines spannungsgesteuerter Oszillators (VCO) mit geringer Leistungsaufnahme. Wie in Abschnitt 2.6.4.1 beschrieben werden VCOs meist mit LC- oder Ringresonatoren realisiert. In [78] werden Untersuchungen zu LC-Oszillatoren in der Zieltechnologie durchgeführt, welche ergeben, dass die Leistungsaufnahme der dort vorgestellten VCOs für die gezeigte Anwendung zu hoch ist. Als eine Ursache kann der geringe Gütefaktor der verwendeten, 4,5 nH großen Induktivität aufgezeigt werden, welcher im geringen Abstand der Metalle zum Substrat und in der hohen Leitfähigkeit des Substrats begründet liegt. Außerdem ist zu erkennen, dass die parasitären Kapazitäten in der Technologie größer ausfallen als in der Abschätzung betrachtet, was beim Entwurf dieser Arbeit durch einen größeren Spielraum und Anpassungsbereich der Komponenten berücksichtigt wird.

Nun soll die minimale Leistungsaufnahme eines LC-VCOs in der Zieltechnologie abgeschätzt werden. Nimmt man einen Gütefaktor $Q_p = 4$ an, so ergibt sich bei 869 MHz ein Serienwiderstand der Induktivität von $R_s = \omega L / Q_p \approx 6 \Omega$. Daraus kann der entsprechende Parallelwiderstand $R_p = R_s(1 + Q_p)^2 \approx 104 \Omega$ bestimmt werden. Aufgrund der Versorgungsspannung von 5 V wird ein Ausgangshub von $U_{pp,osc} \geq 2,5 \text{ V}$ angestrebt. Hieraus ergibt sich bei sonst idealen Komponenten und sinusförmigem Ausgangssignal eine theoretische, minimale Leistungsaufnahme von $P_{osc,LC,min} = U_{pp,osc}^2 / (2\sqrt{2}R_p) \approx 21 \text{ mW}$. Mit realen Komponenten inklusive der aktiven Schaltungsteile liegt die Leistungsaufnahme des LC-VCOs in der Zieltechnologie nach [53] noch einmal deutlich höher, sodass mit einer Leistungsaufnahme von $P_{osc,LC} > 30 \text{ mW}$ zu rechnen ist.

Weiterführende Untersuchungen von Ringoszillatoren in der Zieltechnologie ergeben, dass ein entsprechender VCO mit gleichem Ausgangshub mit geringerer Leistungsaufnahme realisiert werden kann. Da die parasitären Kapazitäten beim Entwurf zusätzlich nur ungenügend ermittelt werden können, bringt auch der größere Einstellbereich des Ring-VCOs Vorteile mit sich. Außerdem kann der größere Einstellbereich hilfreich sein, wenn sich Bauteilparameter aufgrund von Dünnung oder mechanischer Spannung ändern. Weiterhin besitzen Ringoszillatoren einen wesentlich geringeren Flächenbedarf. Aus diesen Gründen wird in der realisierten PLL ein Ringoszillator eingesetzt.

Abb. 5.2 (a) zeigt die Struktur des eingesetzten Ring-VCOs und Abb. 5.2 (b) den Aufbau einer Inverterstufe. Abb. 5.2 (c) zeigt die Kennlinie des VCOs mit abgeschätzten, parasitären Kapazitäten. Da bei mehr als 3 Inverterstufen mit relativ stromsparenden Invertern die Zielfrequenz von 866,5 MHz bei ungünstigen Prozessparametern nicht mehr erreicht werden kann, wird ein dreistufiger Aufbau gewählt. Die Inverterstufe wird als Differenzverstärker umgesetzt, da auf diese Weise geringere Verzögerungszeiten realisiert werden können und nicht der volle Versorgungsspannungshub erreicht werden muss. Da

im SoG nach Abb. D.1 (c) zwei MOSFET-Finger einen gemeinsamen Anschluss besitzen, werden die MOSFETs N_1 , N_2 , P_1 und P_2 je aus zwei Fingern gebildet, wobei der jeweils gemeinsame Anschluss die Drains bildet. Dadurch können die parasitären Kapazitäten am Ausgang relativ zur MOSFET-Weite minimiert werden.

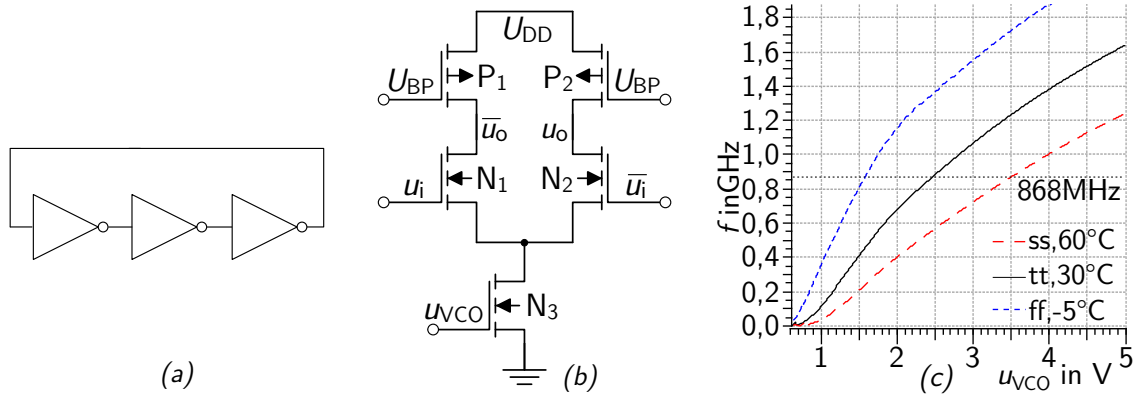


Abb. 5.2: (a): Aufbau des Ring-VCOs. (b): Einzelne, differenzielle Inverterstufe. (c): Frequenz über Steuerspannung u_{VCO} unter Nominalbedingungen und bei kritischen Prozess-Ecken. U_{BP} wird entsprechend Abb. 5.3 erzeugt.

Bei $U_{DD} = 5\text{ V}$ wird die Zielfrequenz unter nominellen Bedingungen bei $u_{VCO} \approx 2,5\text{ V}$ erreicht. Bei einem einseitigen Hub von ca. $2,6\text{ V}$ und einer Leistungsaufnahme von ca. $19,5\text{ mW}$ ergibt sich:

$$K_{VCO} \approx 380\text{ MHz/V} \approx 2,4 \cdot 10^9 \frac{\text{rad}}{\text{Vs}} \quad (5.4)$$

Durch eine Reduzierung der Betriebsspannung kann die Leistungsaufnahme im Vergleich zum quadrierten Ausgangshub bei ähnlichen Kennzahlen weiter reduziert werden. So kann bei $U_{DD} = 4\text{ V}$ und einem einseitigen Ausgangshub von ca. $2,4\text{ V}$ bei einer Leistungsaufnahme von knapp 14 mW ein $K_{VCO} \approx 415\text{ MHz/V}$ erreicht werden. Aus Sicht der Leistungseffizienz des VCOs ist eine verringerte Betriebsspannung daher angebracht.

Wie in Abb. 5.2 (c) zu erkennen ist, hängt K_{VCO} nicht nur von der Frequenz, sondern auch von Prozessschwankungen und der Temperatur ab. Damit im eingeschwungenen Zustand trotzdem annähernd das gewünschte K_{VCO} und ein für die Stromquellen des PFDs geeignetes u_{VCO} erreicht werden können, wird ein anpassbares Vorspannungsnetzwerk realisiert. Abb. 5.3 zeigt einen Teil dieses Netzwerks, mit welchem über Stromspiegel aus u_{VCO} die Vorspannung U_{BP} eingestellt werden kann. Entsprechend geschieht dies auch für U_{BN} . Hierüber wird auch der Gleichtaktpegel am Ausgang des VCOs eingestellt.

5.2.4 Phasenfrequenzdetektor

Als Phasendetektor wird der in Abschnitt 2.6.4.2 und im Zustandsdiagramm aus Abb. 2.5 beschriebene, getaktete Phasenfrequenzdetektor (PFD) mit Stromquellenausgängen eingesetzt, dessen niederfrequente Anteile idealerweise das in Abb. 2.6 sowie (2.9) und (2.10) gezeigte Verhalten besitzen.

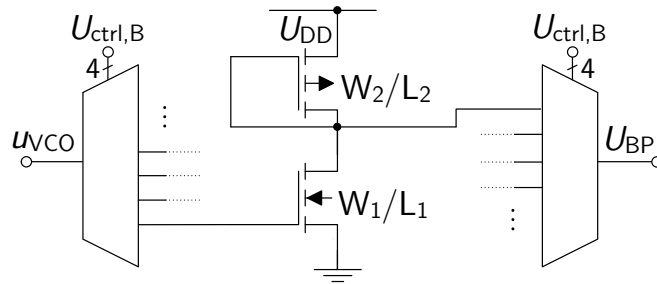


Abb. 5.3: Angedeuteter Aufbau des Vorspannungsnetzwerks mit 16 Pfaden.

Eine schaltungstechnische Umsetzung kann, wie in Abb. 5.4 (a) gezeigt, mit zwei rücksetzbaren D-Flipflops (FFs) erfolgen. Die Ausgänge $u_{f\uparrow}$ und $u_{f\downarrow}$, sowie die invertierten Ausgänge $\bar{u}_{f\uparrow}$ und $\bar{u}_{f\downarrow}$ dienen als Steuereingänge der Ladungspumpe. In Abb. 5.4 (b) ist die eingesetzte, differenzielle Ladungspumpe zusammen mit dem Filter 2. Ordnung aus Abb. 2.7 (d) gezeigt.

Entscheidend bei der realen PFD-Schaltung ist zunächst das sichere Einrasten der PLL trotz störenden Umschalteffekten und statisch abweichenden Strömen I_N und I_P , bzw. I_{N2} und I_{P2} . Dazu muss die durchs Umschalten hervorgerufene Ladungseinspeisung $Q_{sw,T}$ im Vergleich zur idealen Ladungseinspeisung $Q_{idl,T}$ des integrierten Stroms nach Abb. 2.6 bzw. (2.10) und (2.9) innerhalb einer Periode $T_{ref} = 1/f_{ref}$ zumindest für $D_{TG,avg} \geq 0,5$ gering sein. Ist die Abweichung $Q_{sw,T}/Q_{idl,T}$ weiterhin für kleinere $D_{TG,avg}$ gering, so können größere Anteile des PLL-internen Phasenrauschens ausgeregelt werden und ein kleinerer quasi-statischer Fehler wird erzielt.

Abweichungen zu $Q_{idl,T}$ treten einerseits durch unterschiedliche Verzögerungs- sowie Anstiegs- und Abfallzeiten von $\bar{u}_{f\uparrow}$ und $u_{f\downarrow}$ [28], sowie andererseits durch die Verteilung bzw. Herkunft der im Kanal befindlichen Ladung beim Aus- bzw. Einschalten der Ströme auf [79]. Der erste Effekt lässt sich durch identische Zeiten und ein um $t_{r/f,\bar{u}_{f\uparrow}/u_{f\downarrow}}$ verzögertes Signal u_{res} verringern. Der zweite Effekt kann verringert werden, indem die Ladungspumpe (CP) differenziell durch Haupt-CP und Dummy-CP mit unterschiedlichen Strömen aufgebaut wird. Durch Prozessschwankungen werden insbesondere abweichende, statische Ströme hervorgerufen.

Die Haupt-CP in Abb. 5.4 (b) besteht aus den zwei Kaskodestromquellen mit den MOSFETs N_3 , N_4 und P_3 , P_4 und den Schalttransistoren N_1 und N_2 , sowie P_1 und P_2 . Der Strom I_P wird dabei entweder in den Pfad des Ladestroms i_{Pc} oder des Dummy-Stroms i_{Pd} geschaltet. Entsprechendes gilt für I_N , i_{Nc} und i_{Nd} . Wobei die Dummy-Pfade mit entsprechenden MOSFETs versehen sind, welche einen Spannungsabfall ähnlich der geplanten Mittelwertspannung an u_{VCO} einstellen. Dies ist in Abb. 5.4 (b) aufgrund der Übersichtlichkeit nicht gezeigt. Die Kaskodestromspiegel erhöhen den Ausgangswiderstand der Stromquellen ab einem Abstand von ca. 1 V von den Betriebsspannungen nach [80] deutlich, sodass auch der differenzielle Fehler im Arbeitsbereich absinkt. Weiterhin verbessert die Kaskode die Abhängigkeit von lokalen Prozessschwankungen. Die Dummy-CP ist identisch aufgebaut.

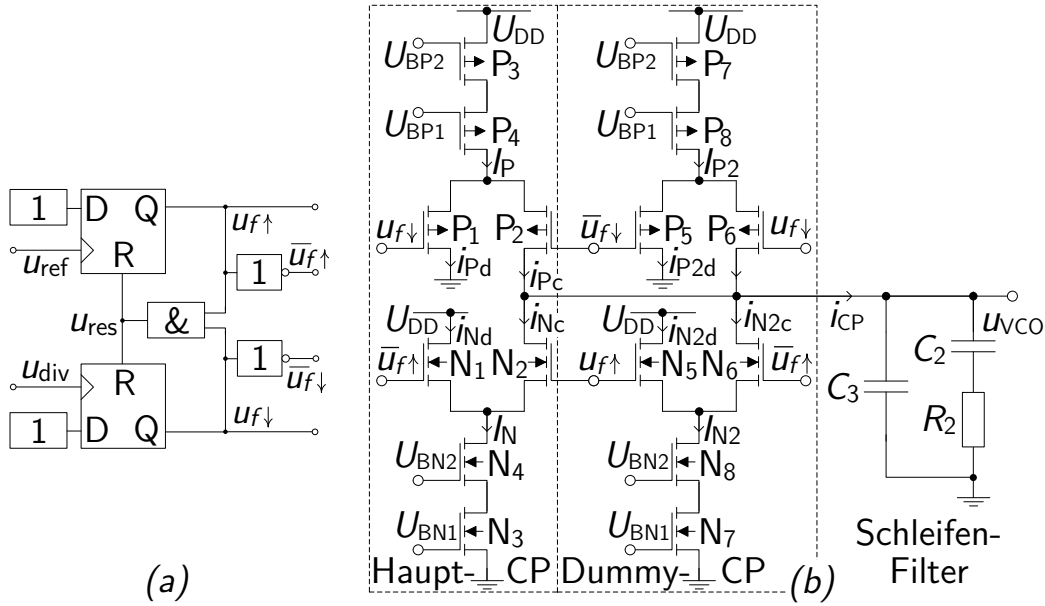


Abb. 5.4: Phasenfrequenzdetektor (PFD) bestehend aus (a): 2 rücksetzbaren D-FFs und (b): differenzieller Ladungspumpe mit Filter 2. Ordnung.

Um die Leistungsaufnahme zu minimieren, aber gleichzeitig verbleibende Störungen durch Umschalteffekte gering zu halten, werden die differenziellen Ströme in folgendem, grobem Bereich gewählt, wodurch nach (2.8) $K_P = I_{\text{PFD}}/2\pi$ eingestellt wird:

$$I_{\text{PFD}} = I_P - I_{P2} = I_N - I_{N2} \in [1 \mu\text{A}, 1 \text{mA}] \quad \text{mit} \quad I_{P2} = I_{N2} \leq I_P/2 = I_N/2 \quad (5.5)$$

5.2.5 Schleifenfilter

Die Filterparameter sind zusammen mit K_P eine wesentliche „Stellschraube“ zur Anpassung der PLL-Eigenschaften, da N und K_{VCO} nur wenig beeinflusst werden können. Wie in Abschnitt 2.6.4.3 gezeigt, kann das Filter auf unterschiedliche Weisen realisiert werden, wobei ein passives Filter 2. Ordnung nach Abb. 5.4 (b) in einer PLL mit PFD und Ladungspumpenausgang eine angebrachte Realisierungsform darstellt und daher eingesetzt wird.

Für die noch unbestimmten Filter-Parameter R_2 , C_2 , C_3 und I_{PFD} sollen nun von den geforderten PLL-Eigenschaften Bedingungen abgeleitet werden, wobei ein Freiheitsgrad vorhanden ist, sodass die Parameter in Abhängigkeit von I_{PFD} bestimmt werden können.

Die Anforderungen an die PLL-Bandbreite $\omega_{3\text{dB,PLL}}$ und ω_0 sind in Abschnitt 5.2.2 beschrieben. Der in (5.3) definierte Zielwert für ω_0 ergibt folgende, erste Bedingung für die Parameter, wobei N und K_{VCO} fest sind, sodass eine Bedingung für $K_P/(C_2 + C_3)$ gestellt wird:

$$\omega_0 = \omega_{0,(d)} = \sqrt{\frac{K_P K_{\text{VCO}}}{N(C_2 + C_3)}} \stackrel{!}{\approx} \pi \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \implies \frac{K_P}{C_2 + C_3} = \frac{N \omega_0^2}{K_{\text{VCO}}} \stackrel{(5.4)}{\approx} 132 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{s}} \quad (5.6)$$

$$\implies C_2 + C_3 = 7,56 \cdot 10^{-6} \frac{\text{s}}{\text{V}} K_P \quad (5.7)$$

φ_R wird nach Abschnitt 2.6.4.4 und [28] in (5.8) festgelegt:

$$40^\circ < \varphi_R \approx 49^\circ \quad (5.8)$$

Eine weitere Charakteristik ist das Verhältnis C_2/C_3 , welches die Lage der Polstelle $p_2 = n_1(C_2/C_3 + 1) = n_1 K_C$, bzw. das Verhältnis $p_2/n_1 = (C_2/C_3 + 1) = K_C$ bestimmt. Eine geeignete Vorgabe hierfür ist, die Lage der Transitfrequenz ω_T im Verhältnis zu den Knickfrequenzen ω_{n_1} und ω_{p_2} vorzugeben. Aus Sicht der Stabilität ist es naheliegend, ω_T als geometrisches Mittel von ω_{n_1} und ω_{p_2} zu definieren, da die Phasenreserve hier maximal ist. Dies ist näherungsweise in Abb. 2.9 und 5.6 zu erkennen. Für eine minimale Einschwingdauer ist es nach [28] jedoch vorteilhaft, in Abhängigkeit von φ_R davon abzuweichen. Für $\varphi_R \approx 49^\circ$ wird der folgende Wert von γ als Vorgabe gewählt:

$$\gamma = \frac{\omega_T^2}{\omega_{n_1} \omega_{p_2}} = \frac{\omega_T^2}{\omega_{n_1}^2 (1 + C_2/C_3)} = \frac{\omega_T^2}{\omega_{n_1}^2 K_C} \stackrel{\varphi_R \approx 49^\circ, [28]}{\approx} 0,94 \quad (5.9)$$

Mit der Kenntnis von γ kann nun nach (2.47) mit φ_R ζ bestimmt werden:

$$\zeta_{(d)} = \frac{\omega_{0,(d)}}{2\omega_{n_1}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt{(1+\gamma) \tan(\varphi_{R,(d)}) \pm \sqrt{(1+\gamma)^2 \tan^2(\varphi_{R,(d)}) + 4}} \approx 0,81 \quad (5.10)$$

$$\implies R_2 C_2 = \frac{1}{\omega_{n_1}} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \stackrel{(5.6), (5.8)}{=} 5,15 \cdot 10^{-7} \frac{\text{s}}{\text{rad}} \quad (5.11)$$

Weiterhin kann mit Kenntnis von ω_0 und ζ nach (2.23) ω_T bestimmt werden:

$$\omega_{T,(d)} = \frac{\omega_{0,(d)}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(2\zeta_{(d)}\right)^2 - \left(\frac{\gamma}{2\zeta_{(d)}}\right)^2 + \sqrt{\left[\left(\frac{\gamma}{2\zeta_{(d)}}\right)^2 - \left(2\zeta_{(d)}\right)^2\right]^2 + 4}} \approx 1,63 \omega_0 \quad (5.12)$$

Mithilfe von γ kann nun K_C bestimmt werden:

$$\stackrel{(5.9)}{\implies} K_C = \frac{C_2 + C_3}{C_3} = \frac{\omega_T^2}{\omega_{n_1}^2 \gamma} \stackrel{(5.12), (5.11)}{=} \frac{4\zeta_{(d)}^2 1,63^2}{\gamma} \stackrel{(5.10), (5.9)}{\approx} 7,38 \quad (5.13)$$

Damit können alle Filter-Parameter angegeben werden, wobei zunächst I_{PFD} als Freiheitsgrad vorhanden bleibt. Werden I_{PFD} und die Kapazitäten im selben Maße vergrößert und R_2 verringert, so bleiben die gezeigten PLL-Eigenschaften konstant. φ_R kann erhöht werden, indem I_{PFD} und die Kapazitäten bei konstantem R_2 in selbem Maße erhöht werden. Je größer die Kapazitätswerte und I_{PFD} sind, desto geringer wirken sich Umschalteffekte der Ladungspumpe und kapazitive Einkopplungen auf den VCO aus, wobei die Kapazitätswerte im SoG realisierbar sein müssen. Als Kompromiss wird gewählt:

$$I_{\text{PFD}} = 50 \mu\text{A} \quad (5.14)$$

Damit ergeben sich folgende Bauteilwerte:

$$C_3 \stackrel{(5.13)}{=} \frac{C_2 + C_3}{K_C} \approx 1,025 \cdot 10^{-6} \frac{\text{s}}{\sqrt{\text{V}}} K_P \approx 8,15 \text{ pF} \quad (5.15)$$

$$C_2 \stackrel{(5.13)}{=} C_3 (K_C - 1) \approx 6,535 \cdot 10^{-6} \frac{\text{s}}{\sqrt{\text{V}}} K_P \approx 52 \text{ pF} \quad (5.16)$$

$$R_2 \stackrel{(5.11)}{=} \frac{1}{C_2 \omega_{n_1}} \approx 78,751 \cdot 10^{-3} \frac{\text{V}}{\text{rad}} \frac{1}{K_P} \approx 9,9 \text{ k}\Omega \quad (5.17)$$

Für die Bandbreite $f_{3\text{dB,PLL}}$ ergibt sich abgeschätzt über die PLL 2. Ordnung mit (C.8)/(C.3) bzw. Abb. C.4 ein ungefährender Wert von:

$$\omega_{3\text{dB,PLL,(d)}} \approx \omega_{T(d)} \frac{\omega_{3\text{dB,PLL(c)}}^{(5.12), (2.37), (2.21)}}{\omega_{T(c)}} \approx 1,63 \omega_{0,(d)} 1,28 \approx 2,08 \omega_0 \approx 6,54 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (5.18)$$

$$\implies f_{3\text{dB,PLL}} = \frac{\omega_{3\text{dB,PLL,(d)}}}{2\pi} \approx 1,04 \text{ MHz} \quad (5.19)$$

Da insbesondere K_{VCO} abhängig von Prozessschwankungen ist, soll I_{PFD} einstellbar sein. Dies geschieht über digital schaltbare Stromspiegel ähnlich Abb. 5.3. Hierdurch kann nach (5.6) ebenfalls die Bandbreite angepasst werden.

5.2.6 Frequenzteiler

Der Frequenzteiler teilt die Frequenz des Ausgangssignals f_{osc} um den Faktor $2^5 = 32$ und besteht aus 5 binären Teilerstufen. Eine Stufe ist aus invertiert zurückgekoppelten FFs aufgebaut, wobei aufgrund der relativ hohen Eingangsfrequenz die ersten beiden Stufen in CML-Technik aufgebaut werden, um unter Beachtung von Prozessschwankungen zuverlässig zu funktionieren. Abb. 5.5 zeigt den schematischen Aufbau der in den FFs verwendeten Latches.

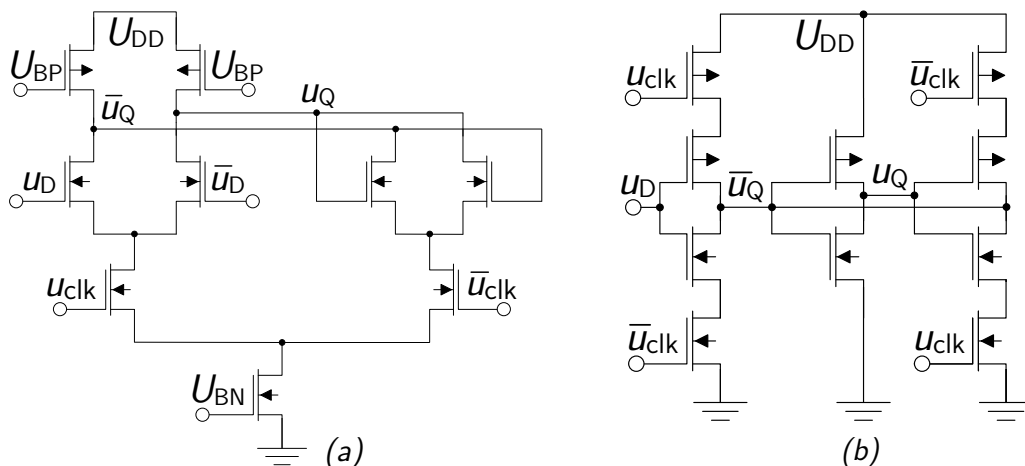


Abb. 5.5: (a): Latch in CML-Technik. (b): Latch in getakteter CMOS-Logik.

Um die Leistungsaufnahme der CML-Schaltungen begrenzt zu halten, soll deren Stromfluss minimiert werden. Einerseits geschieht dies, indem der Stromfluss in Abhängigkeit vom VCO-Strom eingestellt wird. Da der VCO auf eine konstante Frequenz eingeregelt wird, besitzt er abhängig von Prozess- und Temperaturschwankungen eine abweichende Stromaufnahme. Da Temperatur- und Prozessbedingungen bei allen CML-Schaltungsteilen ähnlich sind, wird mit dem VCO so auch der Frequenzteilerstrom eingeregelt.

Weiterhin soll das Verhältnis von VCO-Strom zu Frequenzteilerstrom einstellbar sein, damit die Teilerströme auch unabhängig von abweichenden, parasitären Kapazitäten minimal gehalten werden können. Dies geschieht wie für die Einstellung von K_{VCO} entsprechend Abb. 5.3 mit einstellbaren Stromspiegeln.

Ein weiterer, positiver Effekt der vom VCO abhängigen Stromaufnahme der Teilerstufen ist, dass während des Anlaufens der PLL zunächst weniger Strom aufgenommen wird und ein konstantes Signal ausgegeben wird. Dies unterbindet wiederum Flanken des geteilten Oszillatorsignals, wodurch ein maximaler PFD-Tastgrad (TG) erhalten bleibt. Hierdurch wird die Einschaltverzögerung $T_{\text{del,PLL}}$ verkürzt.

5.2.7 Schleifenverhalten

Tab. 5.2 fasst die Eigenschaften der entworfenen PLL zusammen. Abb. 5.6 zeigt ein Bodediagramm der geöffneten und geschlossenen Regelschleife nach den Berechnungen aus Abschnitt 2.6.4.4 und den Betragsverlauf von $G_{D_{\text{osc}}}(j\omega)$. Eine leichte Überhöhung von $|G_{\phi_{\text{ref}}}(j\omega)|$ ist nahe ω_0 zu erkennen. Sie beträgt ca. 2,7 dB.

Tab. 5.2: PLL-Eigenschaften.

f_0/MHz	f_T/MHz	$f_{3\text{dB,PLL}}/\text{MHz}$	$f_{T,\text{cl}}/\text{MHz}$	f_{n1}/MHz	f_{p2}/MHz	φ_R	$\zeta(d)$	γ
0,5	0,81	1,36*	7,5	0,309	2,282	49°	0,81	0,94

* numerisch ermittelt

Die Amplitudenreserve ist unendlich groß. Weicht die Schleifenverstärkung aber zu stark ab, so verringert sich die Phasenreserve, sodass das Abklingen von Schwingungen zu lange dauern kann. Dies gilt insbesondere für verringerte Verstärkungen mit ebenfalls verringertem ω_0 . Als Grenzwert für die Verwendbarkeit im System wird die PA-Einschwingdauer zur PLL-Einschaltverzögerung hinzu addiert. Diese Einschaltverzögerung kann ungefähr mit 10% der Schleifenverstärkung erreicht werden. Bei der Verringerung oder Erhöhung der Verstärkung um den Faktor 10 erhält man dabei jeweils eine Phasenreserve von ca. 25°. Die Abweichung der offenen Schleifenverstärkung fallen bei dieser Realisierung jedoch geringer aus, da Änderungen von K_{VCO} einerseits direkt und andererseits über ein verändertes I_{PFD} kompensiert werden können.

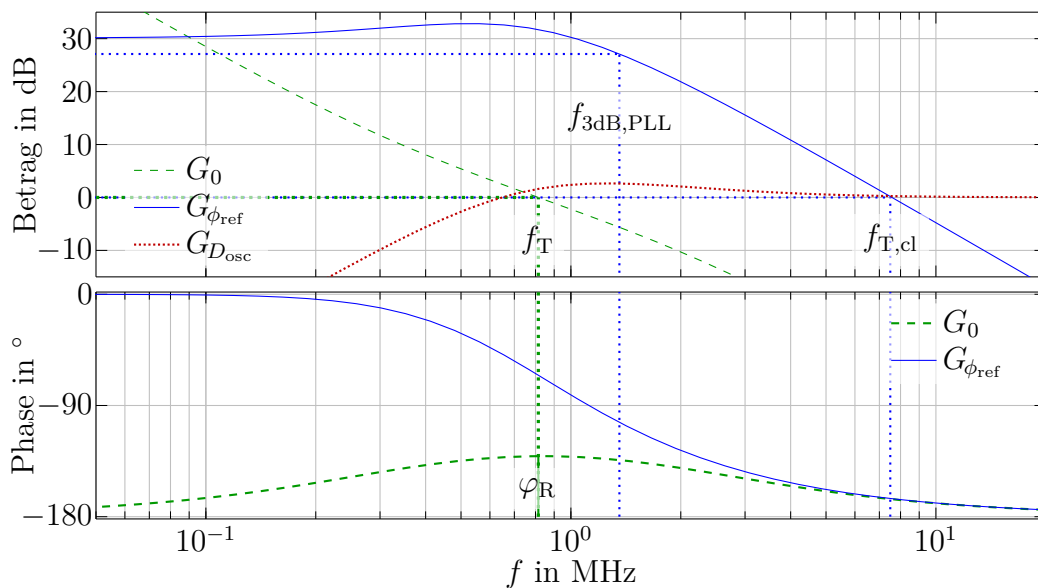


Abb. 5.6: Bode-Diagramm von G_0 , $G_{\phi_{\text{ref}}}$.

Abb. 5.7 zeigt $f_{\text{osc}}/f_{\text{ref}}$, wenn am Steuereingang zum Zeitpunkt $t = 0$ ein Frequenzsprung stattfindet. Dem Verlauf liegt allerdings das PFD-Modell des eingerasteten Zustands zu Grunde. Es ist zu erwarten, dass der reale Verlauf entsprechend (2.49) länger dauert. Der Verlauf der Ausgangsphase nach einem Phasensprung ist identisch, solange der Phasensprung $\Delta\phi_i$ weniger als 2π beträgt, ansonsten liegt die Änderung der Ausgangsphase bei $N (\Delta\phi_i \bmod 2\pi)$.

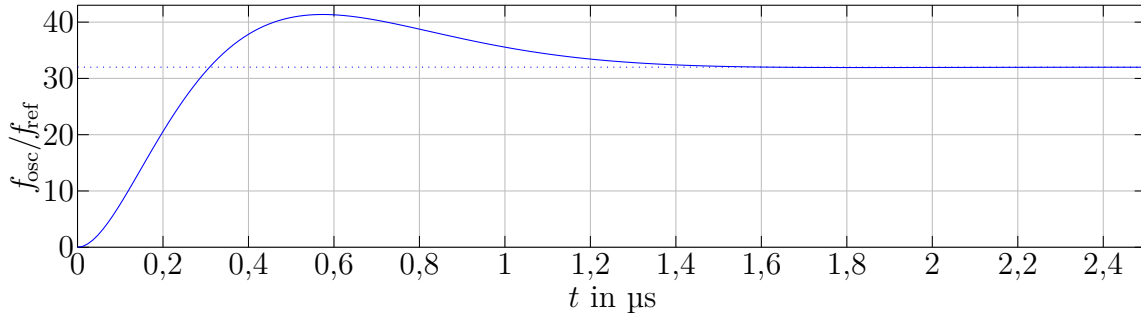


Abb. 5.7: Sprungantwort der PLL bei einem Sprung der Referenzfrequenz von 0 Hz auf f_{ref} bei $t = 0$ für das PFD-Modell im eingerasteten Fall.

5.2.8 Simulationsergebnisse

Von der vollständig auf Transistorebene realisierten PLL werden transiente Simulationen mit Rauschen zwischen 1 Hz und 1 GHz durchgeführt. Als Referenzsignal wird zunächst ein gepuffertes Rechtecksignal mit rauschfreier, konstanter Periodendauer von $T_{\text{ref,sim}} = 1/f_{\text{ref,sim}} = 36,8 \text{ ns}$ verwendet. Später wird die Veränderung bei vom RX empfangenen Referenzsignalen untersucht. Es werden zugehörige Einschaltvorgänge und Spektralzusammensetzungen gezeigt.

5.2.8.1 Einschaltvorgang

Abb. 5.8 zeigt die simulierte Steuerspannung u_{VCO} und Ausgangsfrequenz f_{osc} während des Einschaltvorgangs der PLL vom ausgeschalteten Zustand auf die Zielfrequenz bei $U_{\text{DD}} = 4 \text{ V}$. $T_{\text{del,PLL}}$ beträgt ca. $4,3 \mu\text{s}$. Der in Tab. 5.1 geforderte Wert kann eingehalten werden. f_{osc} ist für $u_{\text{VCO}} > 1,2 \text{ V}$ gezeigt, da zuvor keine Oszillation vorhanden ist.

Die Frequenzteiler geben bis zum Punkt ($1 \mu\text{s}$; 250 MHz) ein konstantes Signal aus, sodass ein kontinuierlicher Anstieg von u_{VCO} erfolgt. Die Steigung in den ersten 100 ns nach dem Einschalten ist dabei höher als anschließend, da die Spannungen der Stromspiegel in der Ladungspumpe direkt nach dem Einschalten noch nicht die Zielwerte erreicht haben, wodurch der Ausgangswiderstand sinkt und der Dummy-Strom geringer, sowie der Haupt-Strom größer ist. Dies verkürzt die Einschaltverzögerung hier um ca. 300 ns. Ungefähr ab dem Punkt ($1 \mu\text{s}$; 250 MHz) beginnt der Frequenzteiler zu arbeiten und der TG des PFDs verringert sich, wodurch sich aufgrund von R_2 (vgl. Abb. 5.4 (b)) Spannungseinbrüche ergeben, welche durch C_3 verlangsamt werden. Der TG ändert sich, wie in Abschnitt 2.6.4.2 beschrieben laufend, wobei das Mittel ungefähr (2.10) ergibt. Die Dauer zwischen den ansteigenden Flanken hinter dem Frequenzteiler beträgt dabei

zunächst noch mehrere Periodendauern des Referenzsignals, wohingegen später in jeder Periodendauer ein Umschalten stattfindet. Die Periodendauer der Schwebung erhöht sich daher immer weiter und es kommt zum Überschwingen. Schließlich ist die PLL eingeschwungen, wobei sich durch den getakteten PFD stets ein entsprechender Rippel auf dem Ausgangssignal befindet.

Der Einschaltvorgang setzt sich aus unterschiedlichen Phasen zusammen. Zunächst die kontinuierliche Spannungszunahme bis zum Punkt ($1\ \mu\text{s}$; $250\ \text{MHz}$), anschließend die Zunahme T_{PI} entsprechend (2.10) nach (2.49) und schließlich der Überschwinger mit der Fangzeit im Bereich von ca. $1\ \mu\text{s} < 2\pi/\omega_0 = 2\ \mu\text{s}$. Die Frequenz schwingt dabei um ca. $60\ \text{MHz}$ über. Der berechnete Wert für T_{PI} ergibt für $f_{\text{osc},0} = 365\ \text{MHz}$ nach (2.49) $\approx 2,9\ \mu\text{s}$, wohingegen die simulierte Zeitdauer nur ca. $2,3\ \mu\text{s}$ beträgt. Die Ursache für die Abweichung liegt einerseits in zunächst höheren CP-Ströme und damit einer anfangs höheren Bandbreite, welche quadratisch auf $T_{\text{del,PLL}}$ einwirkt und andererseits auch in der Ungenauigkeit von (2.10), welche z. B. durch die Mittelung und Umschalteffekte hervorgerufen werden. Zusammen ergibt sich die Einschaltverzögerung $T_{\text{del,PLL}} \approx 4,3\ \mu\text{s}$.

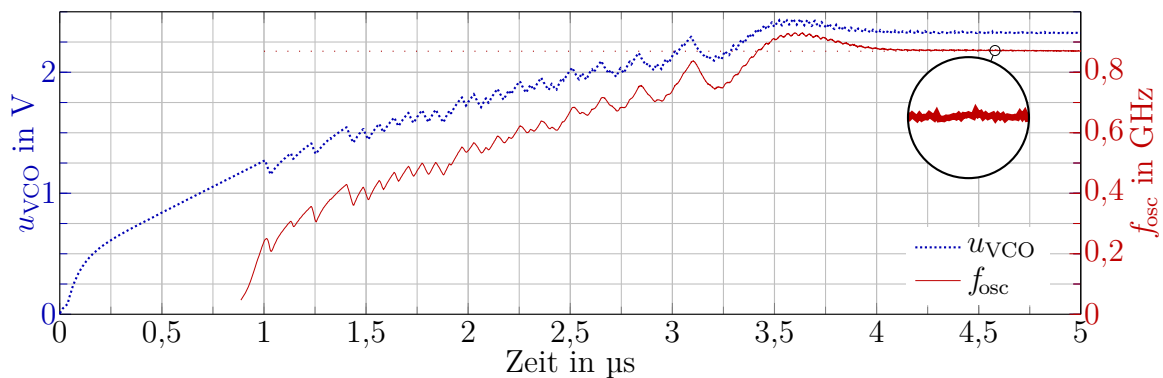


Abb. 5.8: Verlauf der Steuerspannung und Ausgangsfrequenz eines auf Transistorebene simulierten Einschaltvorgangs der PLL bei $f_0 \approx 0,5\ \text{MHz}$ und $U_{\text{DD}} = 4\ \text{V}$.

5.2.8.2 Amplitudenspektren

Abb. 5.9 zeigt das simulierte Amplitudenspektrum der differentiellen, gepufferten VCO-Ausgangsspannung $u_{\text{osc,d}}$ mit einem idealen und einem rauschbehafteten Referenzsignal. Das relevante Rauschspektrum liegt dabei zwischen $10\ \text{kHz}$ und $10\ \text{MHz}$, da die PLL-Einschaltdauer ca. $95\ \mu\text{s}$ und die PLL-Bandbreite nach Abb. 5.6 knapp $10\ \text{MHz}$ beträgt. Das Spektrum wird mit einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) über einer Dauer von $2^{10}/f_{\text{ref}} \approx 37,8\ \mu\text{s}$ erzeugt. Die Mittenfrequenz liegt in den Simulationen etwas oberhalb von $866,5\ \text{MHz}$, da die Referenzfrequenz $f_{\text{ref,sim}} = 1/36,8\ \text{ns}$ verwendet wird.

Es ist zu erkennen, dass sich ohne und mit Rauschen die gewünschte Zielfrequenz einstellt, welche eine einseitige Amplitude von ca. $1,5\ \text{V}$ besitzt. Weiterhin ist zu sehen, dass das Phasenrauschen innerhalb der PLL-Bandbreite maßgeblich vom Phasenrauschen bzw. Jitter des Referenzsignals abhängt. Die hügelartigen Erhebungen um die Zielfrequenz (PLL-Schultern) liegen bei der idealen Referenz deutlich außerhalb der Überhöhung von

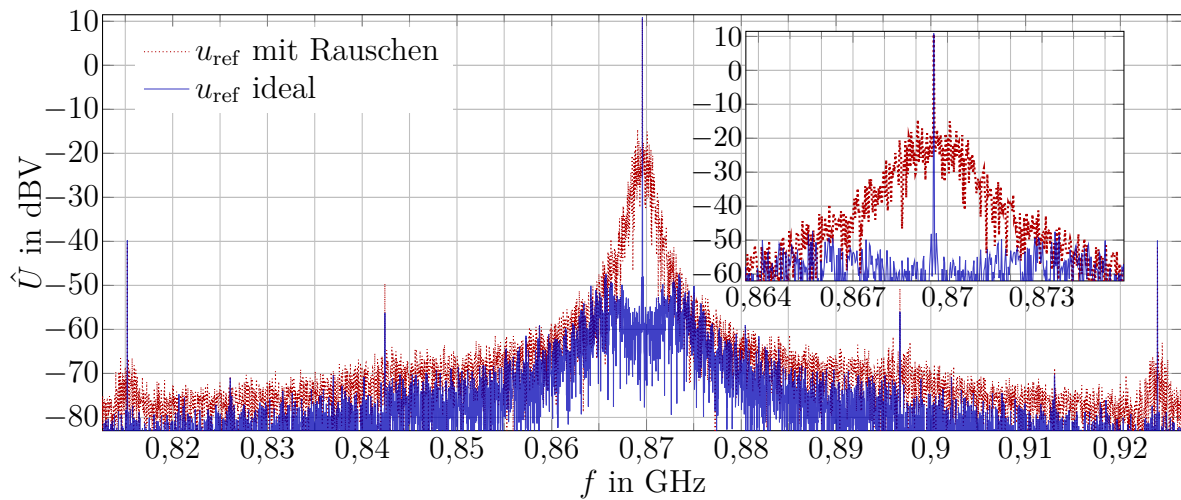


Abb. 5.9: Simuliertes Amplitudenspektrum der differentiellen VCO-Ausgangsspannung $U_{\text{osc,d}}$ bei eingeschwungener PLL mit $f_0 \approx 0,5$ MHz (Einschaltvorgang) und $U_{\text{DD}} = 4$ V mit DFT über $2^{10}/f_{\text{ref}} \approx 38 \mu\text{s}$ ($\Delta f \approx 26$ kHz) und idealer Referenz sowie Referenz mit weißem, gaußförmigem Rauschen im relevanten Frequenzband.

$G_{\phi_{\text{ref}}}(p)$ bei ca. ω_0 und stellen das VCO-Rauschen dar. Obwohl $G_{D_{\text{osc}}}(j\omega)$ für $\omega > \omega_0$ ungefähr 1 ist, wird das VCO-Rauschen bei einer annähernd idealen Referenzfrequenz weiter ausgeglet, da die Verstärkung von $G_{\phi_{\text{ref}}}(j\omega)$ zunächst noch deutlich größer ist und entsprechend Abb. 5.6 erst bei $f_{\text{T,cl}} \approx 7,5$ MHz auf 1 absinkt. Ist das Referenzsignal ebenfalls rauschbehaftet, so verschieben sich die PLL-Schultern hin zur Mittenfrequenz. Dies ist in Abb. 5.9 zu erkennen. Außerdem ist zu erkennen, dass ein verrauschtes Referenzsignal ebenfalls Anteile außerhalb der PLL-Bandbreite bewirkt. Diese nehmen gemäß der Schleifenfilter-Übertragungsfunktion mit zunehmendem Abstand zur Mittenfrequenz ab, was hier aufgrund der großen PLL-BW f_0 und den Referenz-Störlinien aufgrund der getakteten Arbeitsweise nur begrenzt zu sehen ist.

Da die Phasenlage bei der ASK-Modulation nicht beachtet wird, ist eine Übertragung prinzipiell mit relativ großem Phasenrauschen möglich, doch sollte der Frequenzbereich schmal genug sein, um die Spezifikationen des Frequenzbands nicht zu verletzen, wobei auch die anschließende ASK-Modulation bedacht werden sollte. Um das Spektrum zu verbessern, wird die PLL-BW f_0 nach dem Einsschaltvorgang verringert.

5.2.8.3 Frequenzband

In diesem Abschnitt sollen die Einhaltung des Frequenzbands überprüft und entsprechende Anforderungen an die Referenzfrequenz basierend auf Simulationen ermittelt werden. Die Spezifikationen des 866,5 MHz Bands sind dabei in Abschnitt 3.3.3 beschrieben. Eine messtechnische Untersuchung ist in Abschnitt 5.5.1.2 gezeigt. Der Jitter des Referenzsignals besitzt nach Abschnitt 4.7.2 rauschbedingte, zufällige und deterministische Anteile. Es wird daher einerseits die Grenze von zufälligem, gaußverteiltem Jitter bestimmt und andererseits die Auswirkung einer vom RX empfangenen Referenz ermittelt.

Dabei wird der Einfluss des PA zunächst vernachlässigt. Das empfangene Referenzsignal wird entsprechend Abschnitt 4.7 simulativ auf Basis einer CC-extrahierten Netzliste ermittelt. Für die Betrachtungen in diesem Abschnitt wird nach dem Einschaltvorgang mit PLL-BW $f_0 \approx 500$ kHz auf $f_0 \approx 60$ kHz umgeschaltet.

Zunächst wird abgeschätzt bis zu welchem RMS-Jitter J_{rms} die Bandspezifikationen eingehalten werden können. In Abb. 5.10 sind hierfür Amplitudenspektren des PA-Eingangs bei unterschiedlichem J_{rms} und einer DFT über $2^{11}/f_{\text{ref}} \approx 75 \mu\text{s}$ ($\Delta f \approx 13$ kHz) gezeigt. Mithilfe der Spektren mit $\Delta f \approx 425$ kHz, aus welchen sich die ungefähre Bandleistung ablesen lässt, kann zusätzlich die maximale Leistung von Störaussendungen abgeschätzt werden, da der Spitzenwert vom PA auf maximal 10 dBm verstärkt wird. Es ist zu sehen, dass die Bandspezifikation bei entsprechender, kritischer DFT-Dauer bis ca. $J_{\text{rms}} \approx 200$ ps eingehalten werden kann. Auch bei 2-ASK-Modulation mit Auswirkung ähnlich zu Abb. 5.16 kann erwartet werden, dass die Bandvorgaben eingehalten werden, da die Leistung der frequenzverschobenen Anteile entsprechend verringert ist.

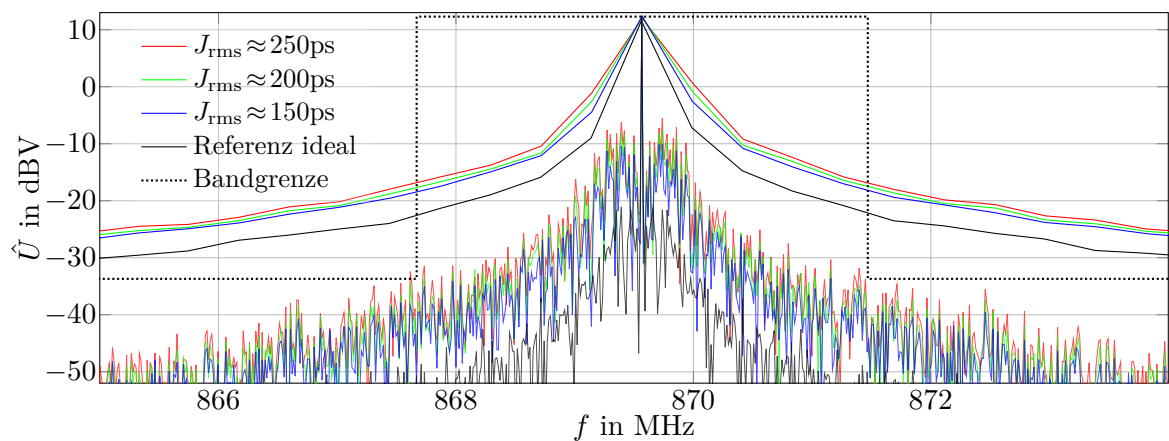


Abb. 5.10: Simulierte Amplitudenspektren des PA-Eingangs bei eingeschwungener PLL mit $f_0 \approx 60$ kHz und eingezeichneter Bandgrenze, wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird. Referenz ideal und mit unterschiedlichem RMS-Jitter J_{rms} . Unten: DFT über $2^{11}/f_{\text{ref}} \approx 75 \mu\text{s}$ ($\Delta f \approx 13$ kHz). Oben: DFT über $2^6/f_{\text{ref}} \approx 2,35 \mu\text{s}$ ($\Delta f \approx 425$ kHz), gemittelt über 32 Zeitabschnitte. $U_{\text{DD}} = 5$ V.

Wie in Abb. 5.9 zu sehen ist, treten aufgrund der PFD-Taktung weitere Anteile im vielfachen Abstand der Referenzfrequenz auf. Außerdem existieren höhere Harmonische. Die Spitzenwerte bei anderen Frequenzen sowie die der ersten Harmonischen sind in Tab. 5.3 zusammengefasst. Es ist zu erkennen, dass die Bandspezifikationen abgesehen von der 3. Harmonischen und unterhalb der um $2f_{\text{ref}}$ verringerten Mittenfrequenz eingehalten werden können. Die 3. Harmonische wird aufgrund der Antennenanpassung und parasitären Kapazitäten innerhalb der Schaltung jedoch deutlich stärker gedämpft als hier gezeigt und die Anteile unterhalb von $f_{\text{osc}} - 2f_{\text{ref}}$ überschreiten die Obergrenze nur geringfügig und werden durch die Antenne ebenfalls weiter gedämpft. Höhere Harmonische sind aufgrund deren geringeren Beträge und noch höheren Dämpfung nicht

mehr relevant. Geradzahlige Harmonische werden aufgrund des differentiellen Signals stark unterdrückt und spielen daher ebenfalls eine untergeordnete Rolle. Da je nach Frequenzabstand Spektren über unterschiedliche DFT-Dauern betrachtet werden müssen, werden die Werte in Tab. 5.3 bei unterschiedlichen DFT-Dauern bestimmt.

An Tab. 5.3 ist zu erkennen, dass die Störanteile mit zunehmendem Rauschen verschmieren, wodurch die Beträge sinken. Da in der realen Schaltung weitere Störeinflüsse wie insbesondere eine schwankende Betriebsspannung, z. B. durch Padtreiber auftreten, ist davon auszugehen, dass Störanteile breiter verteilt und damit geringer ausfallen.

Tab. 5.3: Beträge der Spitzenwerte mit Frequenzen.

RMS-Jitter	Harmonische in dBV		bei $f_{\text{osc}} \pm n f_{\text{ref}}$ in dBV							
	1. ^I	3. ^{II}	-8 ^{II}	-4 ^{II}	-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}	4 ^{II}	8 ^{II}
0ps	11,6	-26,9	-48,9	-48	-38,8	-44,3	-44,3	-38,9	-49	-51,4
50ps	12,6	-15,9	-49,3	-41,3	-39,8	-44,2	-44,3	-40	-41,8	-51,3
100ps	12,5	-16,6	-49,6	-41,5	-39,6	-43,7	-44	-39,1	-42,1	-51,7
150ps	12,4	-18,3	-49,5	-41,7	-39,4	-43,6	-44	-39,7	-42,3	-51,8
200ps	12,2	-20,5	-49,6	-41,9	-39,7	-43,7	-44,4	-39,9	-42,7	-52
250ps	12	-22,5	-49,7	-42,2	-40,1	-44	-45	-40,4	-43,2	-52,5

^I bei $\Delta f \approx 425$ kHz ^{II} bei $\Delta f \approx 106$ kHz ^{III} bei $\Delta f \approx 13$ kHz

In Abb. C.13, C.14 und C.15 sind Amplitudenspektren des PA-Eingangs mit empfangener Referenz für unterschiedliche Eingangspegel und m_A zu sehen und die zugehörigen Werte bei anderen Frequenzen in Tab. C.1, C.2 und C.3 zu finden. Es lässt sich abschätzen, dass die Bandspezifikationen bei alleinigem Referenzempfang abhängig von m_A ab ca. 3 bis 9 mV $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ eingehalten werden können und bei Referenz- und Datenempfang ab ca. 10 bis 14 mV. Die Anforderungen an Störaussendungen bei anderen Frequenzen werden in den meisten Fällen eingehalten und verhalten sich ähnlich zu denjenigen aus Tab. 5.3, wobei davon auszugehen ist, dass die Spitzen in den Messungen geringer ausfallen.

5.2.8.4 Strom- und Leistungsaufnahme

Die simulierte Stromaufnahme der PLL ist in Tab. 5.4 mit Aufteilung auf die Teilkomponenten für $U_{\text{DD}} = 5$ V und $U_{\text{DD}} = 4$ V gezeigt.

Tab. 5.4: Strom- und Leistungsaufnahme PLL mit Komponenten. Einseitige Ausgangsamplitude: 1,75 V ($U_{\text{DD}} = 5$ V) und 1,44 V ($U_{\text{DD}} = 4$ V).

U_{DD}		VCO	Treiber ¹	FT1 ²	FT2 ²	cml2cmos ³	PFD	Bias	Σ
5 V	I_{avg}/mA	3,6	3,6	1,8	1,4	1,4	0,14	0,94	13,9
	P_{avg}/mW	17,9	18,2	9	7,2	7,1	0,72	4,7	69,5
4 V	I_{avg}/mA	3,35	2,02	1,26	0,87	0,83	0,11	1,94	11,15
	P_{avg}/mW	13,4	8,06	5,05	3,5	3,33	0,44	7,75	44,6

¹ bei f_{osc} , FT u. PA als Last ² Frequenzteiler ³ mit Treibern bei $f_{\text{osc}}/4$

5.3 Modulierbarer Ausgangsverstärker

Der Leistungsverstärker (PA) verstärkt das PLL-Ausgangssignal auf die gewünschte Sendeleistung von bis zu 10 dBm. Um die Leistungsaufnahme zu verringern, soll auch mit geringeren Pegeln gesendet werden können. Weiterhin wird zur Leistungsminimierung die Amplitudenmodulation (AM) im Verstärker durchgeführt.

Da in der Folie, abgesehen von der Antenne, kein Filter realisiert werden kann, soll zur Minimierung der erzeugten Störfrequenzen ein Klasse-A Verstärker eingesetzt werden. Da die Digital-MOSFETs des SoG die kürzeste Gatelänge und eine relativ hohe Gateweite besitzen, werden diese im PA eingesetzt. Untersuchungen in der Zieltechnologie ergeben weiterhin, dass der Einsatz von P-Kanal-Transistoren im PA die Effizienz und Zuverlässigkeit bei der Zielfrequenz erheblich beeinträchtigt, was an deren größeren Gatelänge, höheren Kapazitäten aufgrund der höheren Weite und höherem effektivem Gate-Widerstand liegt. Der Einsatz von Widerständen ist ebenfalls ungünstig, da der minimale Abstand zwischen SoG Widerständen und digital-MOSFETs ca. 400 μm beträgt und die Widerstände zusätzlich nicht vernachlässigbare parasitäre Kapazitäten besitzen.

5.3.1 Aufbau

Aus den genannten Gründen soll der in Abb. 5.11 (a) gezeigte Differenzverstärker eingesetzt werden, da dieser lediglich aus N-Kanal MOSFETs besteht und ohne integrierte Widerstände aufgebaut ist.

In der unteren Hälfte ist der integrierte Teil der Schaltung dargestellt, wohingegen in der oberen Hälfte die Verstärkerlast dargestellt ist, welche ausschließlich durch die Antenne in der Folie gebildet wird. Die Antenne muss daher in besonderem Maß an den Chip-Ausgang angepasst werden. Dies ist möglich, da für das Foliensystem ohnehin ein Antennenentwurf erforderlich ist, welcher hierdurch zusätzliche Randbedingungen erhält. Da der integrierte Teil der Schaltung sowie die Anschluss-Pads ein kapazitives Verhalten besitzen, soll bei der Zielfrequenz von ca. 868 MHz mit einem induktiven Antennenverhalten für Resonanz gesorgt werden. Der Realteil der Antennenimpedanz bildet dann die eigentliche Last des Verstärkers, wobei die hier abgegebene Leistung in erster Näherung von der Antenne abgestrahlt wird.

Da die Antenne die einzige Last des Verstärkers darstellt, muss auch die Versorgungsspannung über die Antenne eingespeist werden. Dies geschieht über eine relativ große Induktivität, welche für die HF-Anteile des Signals einen Leerlauf darstellt. Als Folge stellt sich am Ausgang ein Gleichtaktpegel von U_{DD} ein. Dass durch den Hub des Verstärkers eine deutliche Überspannung am Ausgang auftritt, muss beim Entwurf der Komponenten berücksichtigt werden.

5.3.2 Kleinsignal-Betrachtung

Solange sichergestellt werden kann, dass die Schaltung im relativ kleinen Umfeld eines Arbeitspunkts betrieben wird, kann sie näherungsweise durch das Kleinsignal-(KS)-

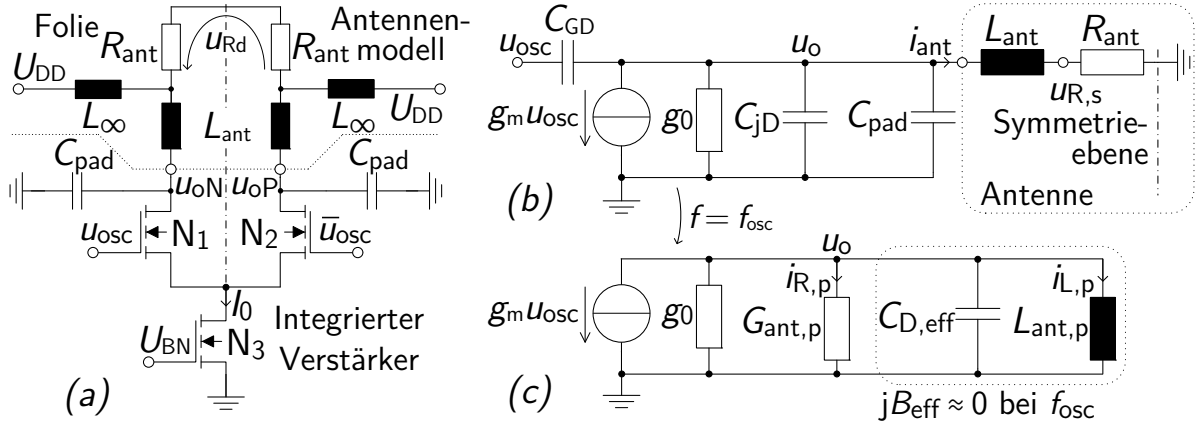


Abb. 5.11: (a): Schematischer Aufbau des PAs mit Antennen-Modell. (b): Klein-signal-(KS)-Ersatzschaltbild (ESB). (c) Bei f_{osc} äquivalent zu (b).

Modell beschrieben werden. Auch wenn die Ausgangsspannung größer ist, kann das prinzipielle Verhalten auf diese Weise relativ leicht untersucht werden.

Abb. 5.11 (b) zeigt ein KS-ESB der halben Schaltung aus (a) ohne Stromquellentransistor N_3 , da der Verstärker symmetrisch aufgebaut ist und die Spannung über N_3 zunächst als konstant angenommen wird. In der Symmetrieebene liegt in der KS-Näherung eine konstante Spannung an, sodass sie mit der Masse verbunden wird [81]. Die Steilheit $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}}$ bewirkt die eigentliche Verstärkung, wohingegen der Ausgangsleitwert $g_0 = \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}}$ die Verstärkung verringert. Die KS-Parameter g_m und g_0 sind allerdings nicht unabhängig voneinander einstellbar, sondern stehen bei einem geeigneten Arbeitspunkt, unabhängig von der MOSFET-Fingerzahl, in erster Näherung über den festen Wert k_g im Verhältnis. Zwar lässt sich das wirksame g_m über eine Linearisierungsbeschaltung verringern, doch ist dies zum Erreichen einer höheren Ausgangsleistung nicht zielführend.

Um einen äquivalenten Parallelschwingkreis zu erhalten, wird in Abb. 5.11 (c) die Antenne mit L_{ant} und $G_{ant} = 1/R_{ant}$ nach (A.7) in eine bei f_{osc} äquivalente Parallelschaltung mit $L_{ant,p}$ und $G_{ant,p} = 1/R_{ant,p}$ umgeformt. Der Spannungsabfall über dem Widerstand erhöht sich dabei zwar von $u_{R,s}$ auf u_o , doch verringert sich der Stromfluss von $i_{ant} = i_{R,p} + i_{L,p}$ auf $i_{R,p}$ um denselben Faktor, sodass die Leistungsaufnahme konstant bleibt. Zusätzlich werden die drainseitigen Kapazitäten C_{GD} , C_{jD} und C_{pad} zu $C_{D,eff}$ zusammengefasst. Die Ausgangsamplitude \hat{U}_o über der halben Antenne, sowie die zugehörige, mittlere Ausgangsleistung $P_o/2$ ergeben sich danach bei einem harmonischen Signal mit f_{osc} zu:

$$u_o = A_U u_{osc} \quad \text{mit} \quad A_U = -\frac{g_m}{g_0 + G_{ant,p}} \stackrel{g_m=k_g g_0}{=} -\frac{k_g}{1 + \frac{G_{ant,p}}{g_0}} \quad (5.20)$$

$$\frac{P_o}{2} = U_{o,rms} I_{R,rms} = \frac{G_{ant,p} \hat{U}_o^2}{2} \quad \Rightarrow \quad P_o = G_{ant,p} \left(\frac{k_g \hat{U}_{osc}}{1 + \frac{G_{ant,p}}{g_0}} \right)^2 \quad (5.21)$$

Der Verlauf von \hat{U}_o , $\hat{I}_{R,p}$ sowie P_o über $\frac{G_{ant,p}}{g_0}$ nach dem KS-Ersatzschaltbild ist für die Werte $k_g \approx 20$ und $g_m \approx 1$ mS eines einzelnen Digital-MOSFET-Fingers in Abb. C.9 bei

$\hat{U}_{\text{osc}} = 1 \text{ V}$ dargestellt. Mit zunehmendem $G_{\text{ant,p}}$ nimmt \hat{U}_o ab, aber $\hat{I}_{\text{R,p}}$ nimmt zu, sodass sich als Leistungsanpassung bei $g_0 = G_{\text{ant,p}}$ die maximale, mittlere Ausgangsleistung $P_o = P_{o,\text{max}}$ einstellt.

Auch wenn der prinzipielle Kurvenverlauf der Realität entspricht, sind die Werte der KS-Näherung ungültig, da u_o nach (5.20) bereits für $\hat{U}_{\text{osc}} = 1 \text{ V}$ unrealistisch große Werte von über 5 V ergibt. Der reale Verlauf muss also über eine Großsignalanalyse bestimmt werden.

5.3.3 Großsignalverhalten

Sind die Spannungen größer als der annähernd lineare Bereich des Differenzverstärkers, so sättigt die Verstärkung aufgrund des begrenzten Stroms I_0 bei ca. $\hat{U}_{\text{osc,sat}} = \sqrt{I_0/2\beta}$ ab, solange die MOSFETs im Sättigungsbereich arbeiten [82]. Dies bedeutet eine starke Verringerung von g_m für höhere Spannungswerte.

Die Verstärkungssättigungsgrenze in der Transferkennlinie auf Basis von Großsignal-simulationen bei einer Schwingkreisgüte von ca. 5,5 in Abb. 5.12 stimmt mit dem mit $I_0 \approx 6,1 \text{ mA}$ und $\beta \approx 17 \text{ mA/V}^2$ berechneten Wert von $\hat{U}_{\text{osc,sat}} \approx 0,42 \text{ V}$ überein. Dass oberhalb der Sättigungsgrenze eine weitere Zunahme von \hat{U}_o erfolgt, liegt darin begründet, dass ein Teil des Spitzenstroms, durch den Schwingkreis erzwungen, direkt zwischen N_1 und N_2 fließen kann. Dies wird durch parasitäre Kapazitäten an diesem Knoten weiter begünstigt.

Die Sättigung der Verstärkung ist einerseits vorteilhaft, da sie die Abhängigkeit der Ausgangsleistung vom Eingangspegel und damit dem PLL-Ausgangspegel verringert. Allerdings verringert sich die Linearität des Verstärkers, was jedoch durch das Filter unterdrückt wird. Je nach Anforderung und spektraler Formung des Ausgangssignals können weitere Maßnahmen zur Linearisierung erforderlich sein. Für diese Anwendung wird dies jedoch zunächst nicht betrachtet.

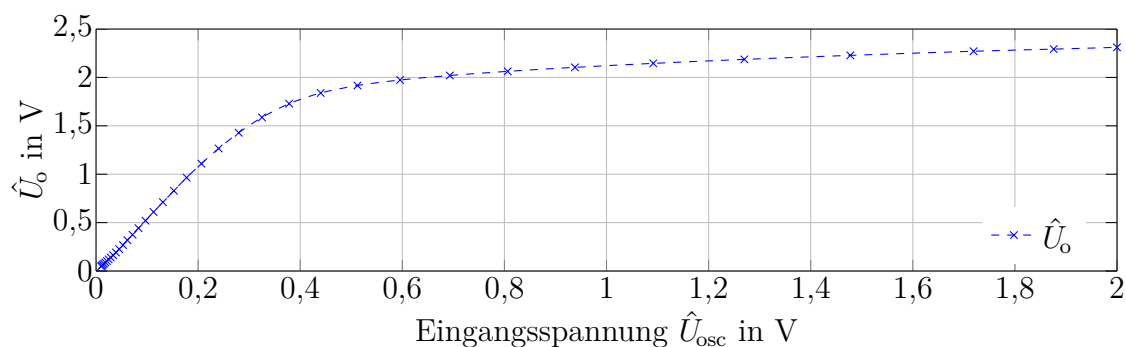


Abb. 5.12: Ausgangsamplitude \hat{U}_o über Eingangsamplitude \hat{U}_{osc} .

Wichtiger für die Realisierung ist, dass sich bei großen Spannungen auch die MOSFET-Parameter ändern, wobei neben einem verringertem g_m auch g_0 ansteigt. Dies gilt insbesondere, wenn der Sättigungsbereich verlassen wird.

In Abb. C.10 ist ein Ausgangskennlinienfeld (AKF) eines verwendeten Digital-MOSFET-Fingers dargestellt, in welchem der ungefähre Verlauf während einer Schwingung bei $\hat{U}_o \approx 2,3 \text{ V}$ gezeigt ist. Der Abstand zwischen den Kurven ist dabei proportional zu g_m , und die jeweilige Tangente entspricht g_o . g_m und g_o sind zusätzlich in Abb. C.11 gezeigt. g_m verhält sich für $u_{GS} > 1,5 \text{ V}$ und $6 \text{ V} > u_{DS} > 1,25 \text{ V}$ relativ konstant, wohingegen g_o für u_{DS} unterhalb von ca. 1 bis 3 V und oberhalb von ca. 5 V deutlich ansteigt. Beim Verlauf ist zu sehen, dass der MOSFET aufgrund der hohen Spannungshübe und der invertierenden Verstärkereigenschaft nicht zu jedem Zeitpunkt der Schwingung im Sättigungsbereich gehalten werden kann.

Da sich g_m und v. a. g_o innerhalb einer Periode stark verändern, sollen im Folgenden die effektiven Werte $G_{m,\text{eff}}$ bzw. $G_{o,\text{eff}}$ verwendet werden, wobei diese von \hat{U}_o abhängen.

5.3.4 Anpassung bzgl. Wirkleitwert

Um das $G_{o,\text{eff}}$ des Verstärkers, und damit das erforderliche $G_{\text{ant,p}}$ bzw. R_{ant} zu ermitteln, werden Großsignalsimulationen über dem äquivalenten, parallelen Antennenleitwert $G_{\text{ant,p}}$ durchgeführt. Abb. 5.13 zeigt bei fester Transistorgröße und für $\hat{U}_{\text{osc}} \approx 1,87 \text{ V}$ den Verlauf von \hat{U}_o , $\hat{U}_{R,s}$, P_o und η_{PA} . Die simulierten Punkte entsprechen dabei $R_{\text{ant,s}}$ von 4Ω bis 100Ω in 2Ω -Schritten. Der Verlauf ist ähnlich zu Abb. C.9, wobei die Werte abweichen und $\hat{U}_{R,s}$ $\hat{I}_{R,p}$ entspricht. Die maximale Ausgangsleistung von ca. 6 mW wird bei der gewählten Dimensionierung bei $R_{\text{ant,opt}} \approx 25 \Omega$ erzielt, was nach (A.8) einem $G_{o,\text{eff}} \approx 1,2 \text{ mS}$ entspricht.

Der Gatewiderstand eines Digital-N-MOSFET-Fingers beträgt $R_{G,\text{dig,ges}} = \frac{1}{3} (A_G R_{\square} + R_{\text{ch}}) \approx 128 \Omega$, was bei 10 Fingern $R_{G,\text{PA,N}} \approx 13 \Omega$ ergibt. Die Gatekapazität bei 10 Fingern beträgt $C_{G,\text{PA,ges}} \approx 113 \text{ fF}$. Daher wird ein Großteil der Eingangsleistung nicht dauerhaft vom Verstärker aufgenommen, sondern zur Entladung wieder an die vorhergehende Verstärkerstufe abgegeben, wodurch die Gesamteffizienz sinkt. Die Leistungseffizienz der letzten Stufe η_{PA} wird durch das Verhältnis $P_o/P_{\text{PA,DC}}$ gebildet, wobei für die Gesamteffizienz die vorangehende Treiberstufe mit berücksichtigt wird. Da der Verstärker aufgrund des konstanten I_o und des Klasse-A Betriebs eine konstante DC-Leistungsaufnahme besitzt, entspricht der prinzipielle Verlauf von η_{PA} demjenigen von $P_o/P_{\text{PA,DC}}$.

$G_{o,\text{eff}}$ muss einerseits groß genug gewählt werden um die gewünschte Ausgangsleistung zu erreichen. Da ein hohes $G_{o,\text{eff}}$ die Güte des Schwingkreises verringert, steigt das Verhältnis $\hat{U}_{R,s}/\hat{U}_o$. Außerdem wird durch eine geringe Güte ein geeigneter Wert für die Antennenimpedanz realisiert und eine ausreichende Bandbreite und Fehlertoleranz gewährleistet.

Andererseits sollte die Güte groß genug gewählt werden um störende Frequenzanteile ausreichend auszufiltern. Außerdem steigt mit zunehmendem g_o auch g_m an, sodass eine frühere Limitierung eintritt wodurch ohne zusätzliche Maßnahmen die Linearität weiter verringert wird.

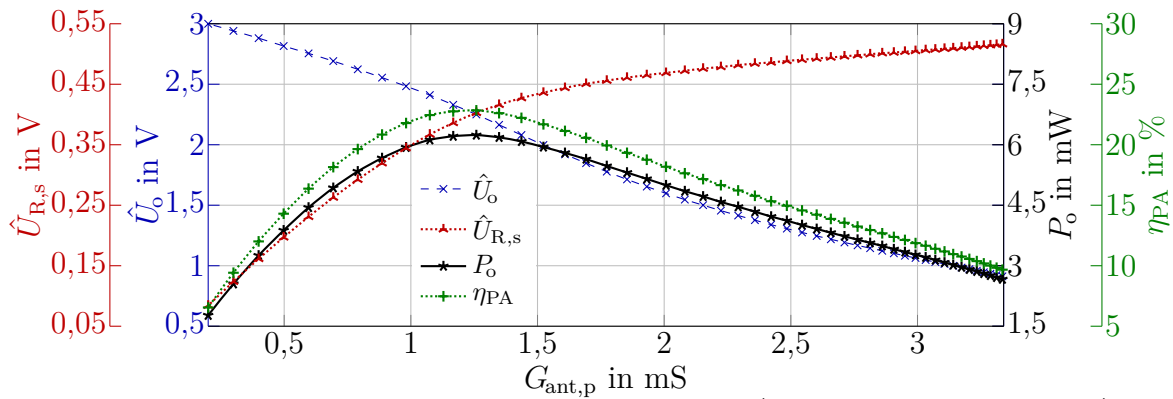


Abb. 5.13: Amplitude am Antennen-Serienwiderstand $\hat{U}_{\text{R,s}}$, Ausgangsamplitude \hat{U}_o , Ausgangsleistung P_o und Wirkungsgrad η_{PA} über bei 868 MHz äquivalentem, parallelem Antennenleitwert $G_{\text{ant,p}}$.

Da das minimale $C_{\text{D,eff}}$ durch den Chip festgelegt ist und L_{ant} für einen optimalen Antennenentwurf gering sein sollte, wird die Güte weitgehend durch $G_{0,\text{eff}}$ bzw. R_{ant} definiert.

Da $G_{0,\text{eff}}$ nach Abb. C.10 für höhere \hat{U}_o zunimmt, kann eine Anpassung nur für einen Wert von \hat{U}_o und damit auch von P_o erfolgen.

5.3.4.1 Ausgangsleistung und Einstellbarkeit

Die maximale Ausgangsleistung soll bis zu 10 mW betragen. Da in vielen Fällen eine geringere Sendeleistung ausreicht und die Leistungsaufnahme des PAs nach Abb. 5.13 einen erheblichen Teil des Systems ausmacht, wird der Ausgangsleitwert für eine geringere Sendeleistung optimiert.

Durch einen einstellbaren Fußpunktstrom I_0 kann $\hat{U}_{\text{osc,sat}}$ und damit P_o erhöht oder verringert werden, wobei sich allerdings die Effizienz verringert.

Als Kompromiss aus Ausgangsleistung, Antennenimpedanz, Schwingkreisgüte und Linearität wird die in Abb. 5.12 und Abb. 5.13 zugrunde liegende Verstärkerdimensionierung gewählt, wobei für die MOSFETs N_1 und N_2 je 10 Digital-N-MOSFET-Finger zum Einsatz kommen. Bei $I_0 \approx 6,1$ mA ergibt sich nach Abschnitt 5.3.4 $G_{0,\text{eff}} \approx 1,2$ mS und unter Beachtung eines abgeschätzten, parasitären Anschlusswiderstands von 1Ω bei $R_{\text{ant,opt,real}} \approx 24 \Omega$ eine Leistungsanpassung, wobei $P_{o,\text{real}} = P_{o,\text{max,real}} \approx 6$ mW und ein $\eta_{\text{PA,real}} \approx 22$ % erreicht werden. Werden eine weitere, vorhergehende Treiberstufe sowie Stromspiegel mit einberechnet, so ergibt sich eine Leistungsaufnahme von ca. $P_{\text{PA,all}} \approx 40$ mW, sodass sich der Gesamtwirkungsgrad auf $\eta_{\text{PA,all}} = \eta_{\text{PA,all,max}} \approx 15,5$ % bzw. $\eta_{\text{PA,all,real}} \approx 15$ % verringert.

Tabelle 5.5 zeigt die Kennzahlen des Verstärkers bei digital einstellbaren Werten von I_0 . In den vorhergehenden Abschnitten wird von einer Versorgungsspannung von 5 V ausgegangen. In der Tabelle sind nun zusätzlich die Ergebnisse für eine Versorgungsspannung von 4 V gezeigt.

Tab. 5.5: Kennzahlen des PAs mit unterschiedlichen, diskret einstellbaren I_0 .

U_{DD}	I_0/mA	\hat{U}_o/V	P_o/mW	$P_{\text{PA,all}}$	$\eta_{\text{PA,all}}$	Q_{opt}^1	$G_{0,\text{eff}}$	$R_{\text{ant,opt}}$	$P_{o,\text{max}}$	$\eta_{\text{PA,all,max}}$
5	3,2	1,25	1,78	25 mW	7 %	17,7	0,4 mS	8 Ω	2,15 mW	8,5 %
	6,1	2,33	6,25	40 mW	15,5 %	5,65	1,2 mS	25 Ω	6,25 mW	15,5 %
	11,5	2,57	8,12	69 mW	11,8 %	3,14	2 mS	45 Ω	9,3 mW	13,6 %
	20,8	2,7	9,14	119 mW	7,7 %	2,8	2,2 mS	50 Ω	10,9 mW	9,3 %
4	2,56	0,95	1,07	17 mW	6,15 %	12,85	0,55 mS	11 Ω	1,29 mW	7,4 %
	4,9	1,85	4,04	27 mW	14,8 %	6,15	1,1 mS	23 Ω	4,06 mW	14,9 %
	9,3	2,17	5,59	46 mW	12,2 %	3,53	1,85 mS	40 Ω	6,16 mW	13,4 %
	16,8	2,3	6,39	83 mW	7,7 %	3,2	2 mS	44 Ω	7,4 mW	8,3 %

¹ Q_{opt} wurde mit L_{ant} bzw. $C_{\text{D,eff}}$ aus Abschnitt 5.3.5 bestimmt.

Aufgrund der konstanten Stromaufnahme der zusätzlichen Schaltungskomponenten und einer abnehmenden Übersteuerung sinkt $\eta_{\text{PA,all,max}}$ für geringere I_0 . Dass $\eta_{\text{PA,all,max}}$ bei zunehmendem I_0 sinkt, liegt darin begründet, dass $G_{\text{m,eff}}$ durch das größere \hat{U}_o deutlich stärker abnimmt, als es durch den Strom zunimmt, sodass die Aussteuerung des Verstärkers ebenfalls abnimmt.

Dass die Effizienz bei $U_{\text{DD}} = 4 \text{ V}$ etwas geringer liegt, ist nachvollziehbar, da über dem Stromspiegel ein relativ konstanter Spannungsabfall herrscht und damit die zur Verfügung stehenden Spannungsbereiche mit konstanten MOSFET-Eigenschaften geringer werden. $C_{\text{D,eff}}$ bleibt nach Abschnitt 5.3.5 relativ konstant, sodass weiterhin eine Resonanz bei der gewünschten Frequenz erhalten bleibt.

Am Ausgang des ICs liegen aufgrund des hohen Gleichtaktpegels Spannungen oberhalb der Versorgungsspannung an. Es muss daher sichergestellt werden, dass die MOSFETs keinen Schaden nehmen. Besonders empfindlich ist das Gate-Dielektrikum. Da die verwendete Technologie für eine Versorgungsspannung von 5 V ausgelegt ist, muss sichergestellt werden, dass u_{GS} , u_{GD} und u_{GB} zu keinem Zeitpunkt 5 V überschreiten. Die Dioden-Durchbruchspannungen der Drain- und Source-Anschlüsse liegen nach Berechnungen entsprechend [80] mit Werten aus dem Simulationsmodell wesentlich höher, sodass hier keine Zerstörung auftreten kann. Auch der parasitäre Bipolartransistor zwischen Drain und Source besitzt bei der Zieltechnologie eine höhere Durchbruchspannung. Die maximalen Spannungen am Gate betragen nach Großsignalsimulationen $U_{\text{GS,max}} = U_{\text{GB,max}} \approx 5 \text{ V}$ und $U_{\text{GD,max}} \approx 4,2 \text{ V}$.

5.3.4.2 Modulation

Da zur Minimierung der Anforderungen an die Phasengenauigkeit eine ASK-Modulation verwendet wird, muss der Pegel entsprechend der Datenfolge angepasst werden. Dazu wird die Ausgangsleistung ähnlich wie in Tab. 5.5 über I_0 reduziert. Für eine hohe Robustheit wird eine 2-ASK-Modulation eingesetzt. Damit kein hartes Umschalten erfolgt, welches aufgrund der Harmonischen große Störanteile außerhalb des Bandes erzeugt, erfolgt eine Filterung der Vorspannung, welche I_0 einstellt. Die Schaltung ist in Abb. 5.14 dargestellt. Der Modulationsgrad kann über das Verhältnis $I_{\text{in,H}}/I_{\text{in,L}}$ eingestellt werden.

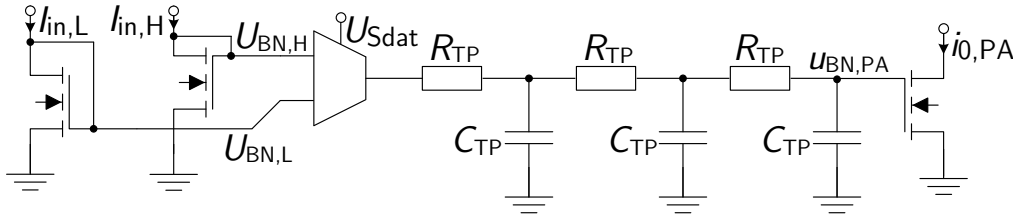


Abb. 5.14: Schaltung zur Modulation durch Variation von $I_{0,PA}$.

Die Ergebnisse der Großsignalsimulationen für unterschiedliche, digital einstellbare Verhältnisse sind in Tab. 5.6 gezeigt. $K_{U,AM}$ entspricht dabei $\sqrt{P_{o,H}/P_{o,L}}$ und der Modulationsgrad m_A , sowie die Leistung des Datensignals im Gesamtsignal η_{AM} werden nach (2.4) bzw. (2.5) berechnet.

Tab. 5.6: Kennzahlen des PAs mit unterschiedlichen, diskret einstellbaren I_0 .

Stufe	$I_{in,H}/I_{in,L}$	$P_{o,H}/P_{o,L}$	$K_{U,AM}$	m_A	η_{AM}
3	2	12,9	3,59	0,56	0,14
2	4	26,2	5,12	0,67	0,18
1	6	35,4	5,95	0,71	0,20
0	25	73,7	8,58	0,79	0,24

5.3.5 Anpassung bzgl. Blindleitwert

Die ausgangsseitigen Kapazitäten des PAs C_{GD} , C_{jD} , C_{pad} , sowie weitere parasitäre Kapazitäten werden zu $C_{D,eff}$ zusammengefasst. Um für Resonanz bei f_{ref} zu sorgen, soll L_{ant} an $C_{D,eff}$ angepasst werden. Daher muss $C_{D,eff}$ bestimmt werden. C_{jD} und C_{GD} sind dabei arbeitspunktabhängig. Als Schnittstelle in der Folie werden die in Abb. E.3 gezeigten, großen Anschluss-Pad-Flächen mit einer Fläche von $300 \cdot 300 \mu\text{m}^2$ eingesetzt. Entsprechend Abschnitt 5.3.4 sollte die Güte des Schwingkreises nicht zu hoch sein, wobei eine ausreichende Filterung gewährleistet sein muss. Mit zunehmendem $C_{D,eff}$ nimmt die Schwingkreisgüte nach Tab. A.4 zu, sodass $C_{D,eff}$ nicht zu hoch liegen sollte.

Obwohl beim Entwurf entsprechend Abb. E.2 und E.3 durch Abwesenheit der anderen Metalllagen unter dem Pad auf ein minimales C_{pad} geachtet wird, ergibt sich nach Abschätzungen des Maskenentwurfs mithilfe der Schichtdicken ein Wert von $C_{pad} \approx 1,68 \text{ pF}$. Abb. C.12 zeigt C_{jD} sowie C_{GD} eines einzelnen Digital-N-MOSFET Fingers über U_{DS} . Für einen Hub von $\hat{U}_o = 2,3 \text{ V}$ und 10 Digital-MOSFET-Finger wird $C_{jD} + C_{GD} \approx 120 \text{ fF}$ abgeschätzt. Der Wert ist für $U_{DD} = 4 \text{ V}$ und $U_{DD} = 5 \text{ V}$ sehr ähnlich. Er ist zwar außerdem wie $G_{0,eff}$ abhängig von \hat{U}_o , doch ist der relative Anteil an $C_{D,eff}$ sowie die Schwingkreisgüte gering, sodass dies für die Anpassung nicht relevant ist.

5.3.6 Messung Ausgangsadmittanz

Da die Anpassung der Antenne bezüglich der Ausgangsadmittanz $Y_{PA,o} = G_{0,eff} + jB(\omega_{ref}) = G_{0,eff} + j\omega C_{D,eff}$ bei $\omega = \omega_{ref}$ einen großen Einfluss auf die Energieeffizienz des PAs und mit der Sendeleistung auf die Funktionalität des Systems besitzt, sollen die simulativ ermittelten Werte von $Y_{PA,o}$ durch Messungen überprüft werden.

Hierfür wird der Ausgangsverstärker als Teststruktur realisiert, wobei Ein- und Ausgänge für die Messung mit HF-Messspitzen optimiert werden, sodass anschließend mit einem Vektor-Netzwerkanalysator (VNA) die Streuparameter bestimmt werden können.

Da für die Messungen ein VNA mit zwei Anschlüssen zur Verfügung steht und der Ausgang differenziell ausgesteuert werden soll, werden die PA-ausgangsseitigen S -Parameter bei konstanter PA-Eingangsspannung gemessen. Für die Kontaktierung der Ausgangs-Pads werden HF-Messspitzen mit GSG-Anordnung verwendet. Um die Versorgungsspannung am PA-Ausgang einzukoppeln, werden Fernspeiseweichen (*Bias-Ts*) eingesetzt. Als Anregung wird die Amplitude \hat{U}_0 verwendet und die DC-Spannungen am Ausgang und Eingang $U_{0,DC}$ und $U_{i,DC}$ werden variiert. Aus den gemessenen S -Parametern werden anschließend die zugehörigen Y -Parameter berechnet. Die Kalibration des VNAs erfolgt über ein Kalibrationssubstrat direkt an den HF-Messspitzen.

Da $U_{i,DC}$ im Arbeitsbereich nur einen relativ geringen Einfluss auf das Ergebnis besitzt, wird für $U_{i,DC}$ der Mittelwert des simulierten u_{osc} verwendet. I_0 wird auf die zweite Einstellung nach Tab. 5.5 gesetzt, da η hier den höchsten Wert erreicht. Um Schwankungen einzelner Messungen, Chips und Kalibrationen auszumitteln werden die Messungen bei unterschiedlichen ICs und mehrfacher Kalibration auf unterschiedlichen Bauteilen des Kalibrationssubstrats durchgeführt. Gemittelt über die unterschiedlichen, aber ähnlichen Ergebnisse, sind die Resultate in Tab. 5.7 zusammengefasst.

Tab. 5.7: Mittelwerte der gemessenen Ergebnisse für $Y_{PA,o}$ bei unterschiedlichen Kalibrationen und ICs ($U_{0,DC} = 4$ V; $U_{i,DC} \approx 3,1$ V).

$B_{\text{mess,avg}}(866,5 \text{ MHz})$	$C_{D,\text{eff,mess}}$	$G_{0,\text{eff,mess}}(866,5 \text{ MHz})$	Q
$\approx 6,9 \text{ mS}$	$\approx 1,25 \text{ pF}$	$\approx 1 \text{ mS}$	$\approx 6,8$

Abgesehen von $C_{D,\text{eff}}$ stimmen die Ergebnisse relativ gut mit den Ergebnissen der Großsignalsimulationen überein. Dass $C_{D,\text{eff}}$ deutlich geringer als in der Abschätzung ausfällt, wird auf das Ausgangspad zurückgeführt. Möglicherweise entsprechen die angenommenen Ebenenabstände nicht genau den realen Werten.

5.3.7 Antennen-Spezifikation

Für die Spezifikation der Antenne werden die Messergebnisse der Ausgangsadmittanz aus Tab. 5.7 zugrunde gelegt. Tab. 5.8 zeigt die Ergebnisse. $L_{\text{ant,p}}$ wird entsprechend Tab. A.4 bestimmt und $G_{\text{ant,p}}$ entspricht $G_{0,\text{eff,mess}}$. Daraus werden nach (A.8) die äquivalenten Werte der Serienschaltung ermittelt und schließlich die eingerahmten, differenziellen Werte als Antennenspezifikation angegeben.

Tab. 5.8: Spezifikation der Sendeantenne für Anpassung bei 866,5 MHz.

$L_{\text{ant,p}}$	$G_{\text{ant,p}}$	L_{ant}	$R_{\text{ant,opt}}$	$R_{\text{ant,opt,real}}$	$L_{\text{ant,d}}$	$X_{\text{ant,d}}$	$R_{\text{ant,d}}$
$\approx 27 \text{ nH}$	$\approx 1 \text{ mS}$	$\approx 26 \text{ nH}$	$\approx 21 \Omega$	$\approx 20,5 \Omega$	$\approx 52 \text{ nH}$	$\approx 280 \Omega$	$\approx 41 \Omega$

5.3.8 Simuliertes Ausgangssignal und Spektralformung

Abb. 5.15 zeigt die simulierten, differentiellen Ausgangsspannungen $u_{oP}(t)$ und $u_{oN}(t)$ sowie die Spannung $u_{Rd}(t)$ über $R_{ant,d} = 2R_{ant}$ entsprechend Abb. 5.11 für $U_{DD} = 5\text{ V}$ und $I_0 \approx 6,1\text{ mA}$. Die Phasenverschiebung von ca. 90° zwischen Spannung an der Kapazität u_o und Spulenstrom, bzw. u_{Rd} zeigt, dass näherungsweise Resonanz vorliegt. $u_{Rd}^2/R_{ant,d}$ entspricht ungefähr dem Verlauf der abgestrahlten Leistung. u_{Rd} muss folglich linear genug sein, um Störungen in anderen Frequenzbändern gering zu halten.

Abb. 5.16 zeigt die spektrale Ausgangsleistungsverteilung für einen statischen H-Zustand und eine Modulation mit H-L-Datenfolge und maximalem m_A . Im statischen H-Zustand beträgt $P_o(f_{osc}) \approx 8\text{ dBm}$. Der Betrag der 3. Harmonischen liegt mit $< -32\text{ dBm}$ etwas oberhalb der Grenze. Mit Modulation fällt der Betrag des erzeugten Linienspektrums an der Bandgrenze durch das Pulsformungsfilter auf unter -30 dBc ab. Simulationen bei Prozess-Ecken zeigen abgesehen von absoluten Pegelschwankungen keine wesentlichen Unterschiede.

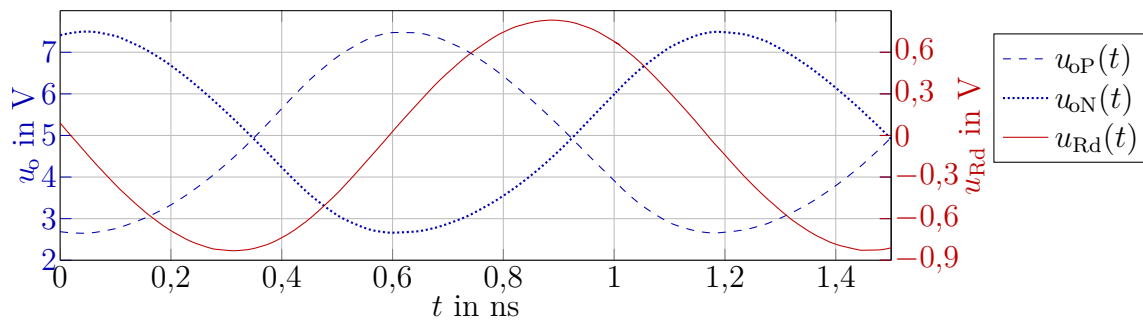


Abb. 5.15: $u_{oP}(t)$ und $u_{oN}(t)$ sowie $u_{Rd}(t)$ nach Transientensimulation.

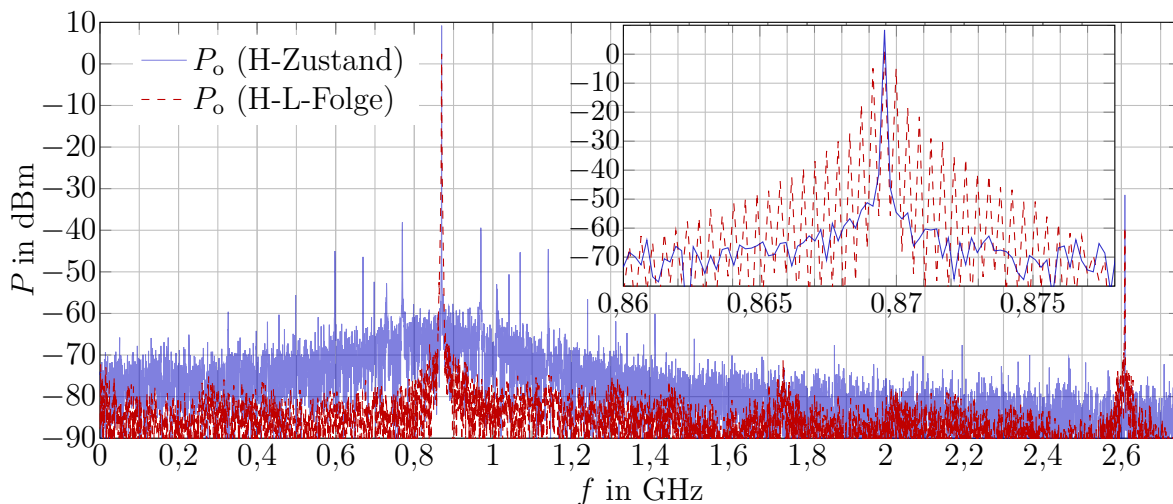


Abb. 5.16: Simulierte spektrale Verteilung von P_o .

5.4 Maskenentwurf

Der Maskenentwurf des Senders ist in Abb. 5.17 mit grober Struktur gezeigt. In Abb. E.1 ist der gesamte IC zu sehen. Zugehörige IC-Fotos sind direkt im Anschluss in Abschnitt E.2 zu finden.

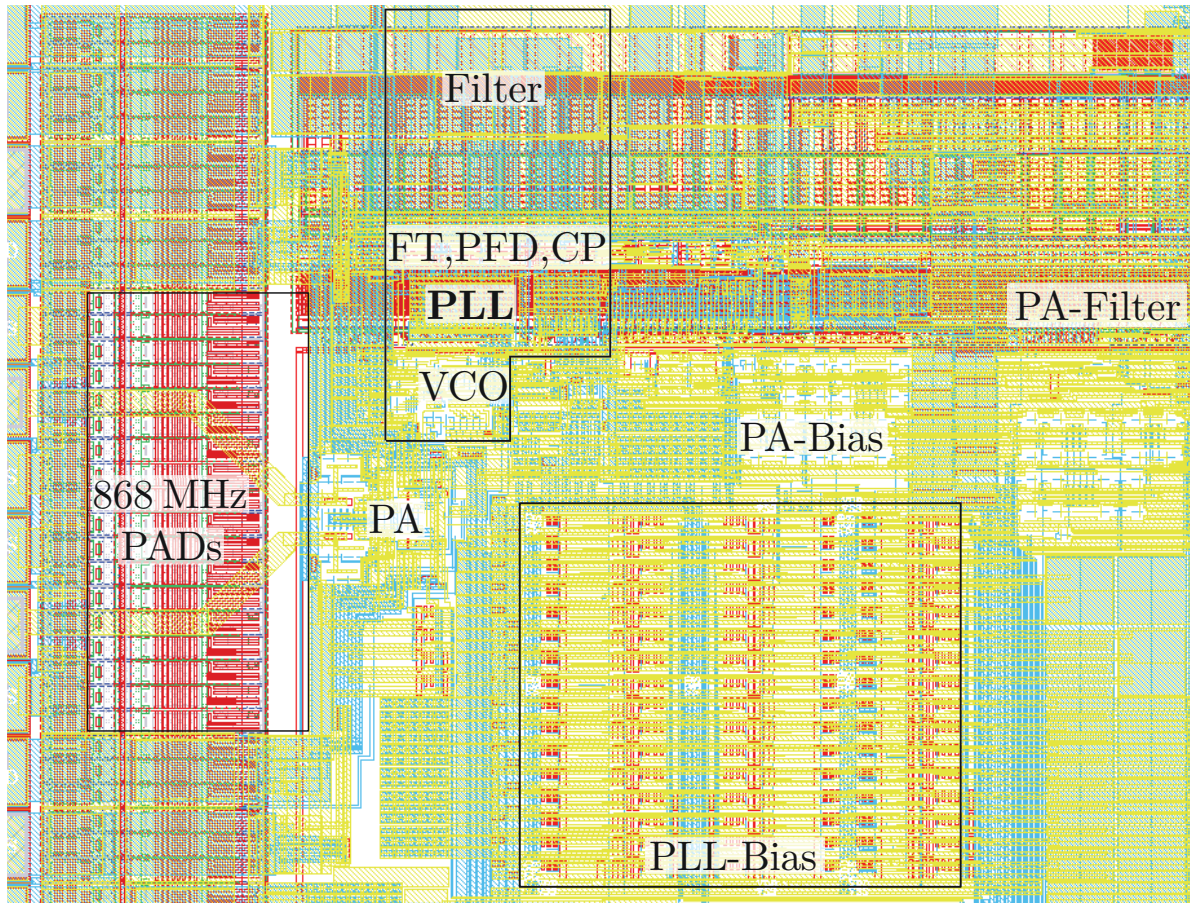


Abb. 5.17: Maskenentwurf Ausschnitt Sender. Gesamter IC in Abb. E.1.

5.5 Messergebnisse

Die Messungen am TX werden mit dem Aufbau aus Abb. 4.17 durchgeführt, wobei die Aufzeichnungen mit dem Spektrumanalysator durchgeführt werden. Um korrekte Frequenzergebnisse zu erhalten, wird der Spektrumanalysator auf die 10 MHz Referenz des Signalgenerators synchronisiert. Aufgrund von Sockel, BALUN und Leiterplatte kann die Leistungsanpassung nur grob erreicht werden. Die PA-Versorgungsspannung wird über den BALUN eingespeist und die Dämpfung von BALUN mit Leitungen beträgt ca. 2 dB. Die gezeigten Messergebnisse sind um diesen Wert korrigiert.

Zur Untersuchung des Einflusses der Referenz werden Messungen mit externer Referenz aus einem Signalgenerator sowie mit intern über den RX empfangener Referenz durchgeführt, wobei zwischen aktiviertem und deaktiviertem Datenempfänger unterschieden wird. Messungen mit ICs auf einem Foliensystem werden in Abschnitt 6.2 vorgestellt.

5.5.1 Phasenregelschleife

5.5.1.1 Strom- und Leistungsaufnahme

Die Strom- bzw. Leistungsaufnahme kann lediglich für die Gesamt-PLL bestimmt werden und liegt mit den Werten aus Tab. 5.9 etwas höher als in der Simulation aus Tab. 5.4, was u. a. durch größere, parasitäre Kapazitäten hervorgerufen werden kann.

Tab. 5.9: Strom- und Leistungsaufnahme PLL

U_{DD}	I_{PLL}	P_{PLL}	U_{DD}	I_{PLL}	P_{PLL}
5 V	14,75 mA	73,75 mW	4 V	13,15 mA	52,6 mW

5.5.1.2 Spektren

Externe Referenz

Abb. 5.18 zeigt Spektren bei externer Referenz und $U_{DD} = 5$ V. Die PLL-BW ist zunächst aufgrund von etwas größeren parasitären Kapazitäten geringer, kann aber über entsprechende Stromveränderungen angepasst werden. Weiterhin müssen für eine vollständige Funktion aufgrund abweichender Prozessparameter auch abweichende Parameter für das Einstellnetzwerk genutzt werden.

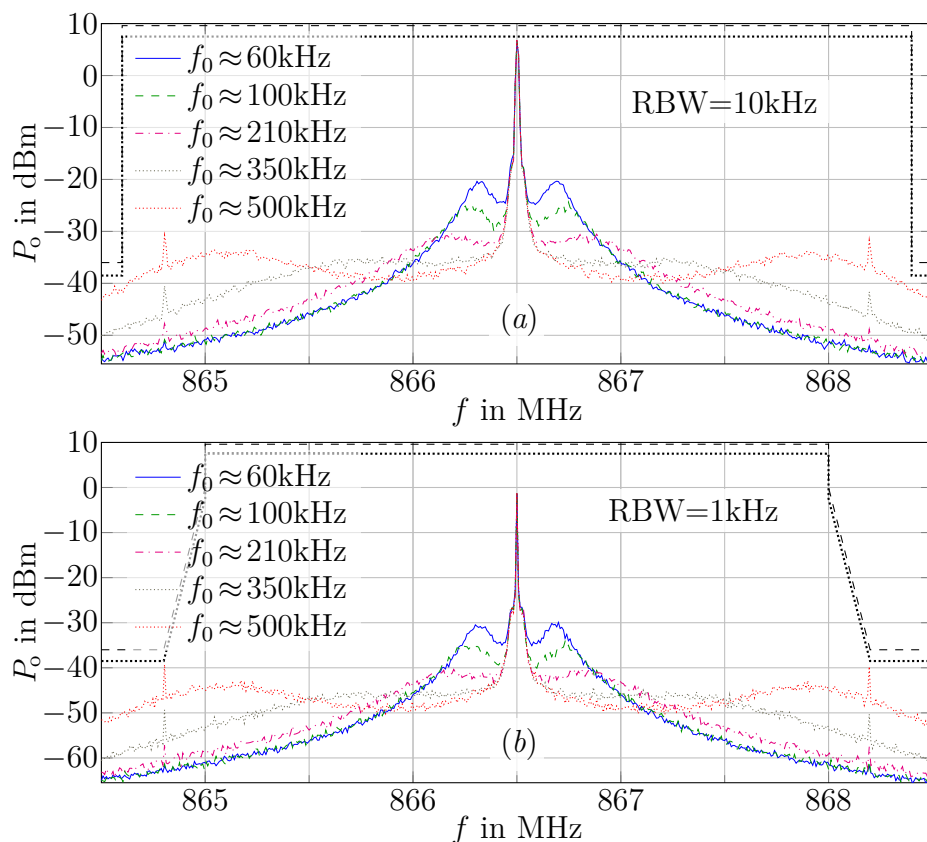


Abb. 5.18: Gemessene Spektren bei eingeschwungener PLL und jeweils unterschiedlichen PLL-Bandbreiten bei unterschiedlichen Frequenzbereichen und RBWen mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Signalgenerator. $U_{DD} = 5$ V. Mit $U_{DD} = 4$ V in Abb. C.17. Die unkritischen Fälle bei größeren Frequenzabständen sind in Abb. C.16 zu finden.

Innerhalb der PLL-BW, bzw. entsprechend den Erklärungen aus Abschnitt 5.2.8.2 in einem etwas vergrößerten Bereich, sind die Spektren der hoch gesetzten Referenz zu sehen. Außerhalb ist das Spektrum des Ring-Oszillators mit relativ großem Phasenrauschen sichtbar. Im Übergangsbereich ist eine Überhöhung zu sehen, welche einerseits aus der Überhöhung der Übertragungsfunktion, und andererseits nach Abschnitt 5.2.8.2 aus

dem stark abnehmenden Einfluss der Referenz resultiert. Bei idealer Referenz kann eine große PLL-Bandbreite je nach Dimensionierung und Überhöhung vorteilhaft sein, da das Rauschen zwischen den PLL-Schultern verringert wird. Dies ist auch in Abb. 5.18 zu sehen. Allerdings werden mit höherer Schleifenfilter-BW die Störungen im Abstand der n -fachen Referenzfrequenz weniger stark gedämpft. Die Spitzenwerte im Abstand der Referenzfrequenz stellen neben dem Phasenrauschen eine kritische Größe dar, da sie sich in relativ geringem Frequenzabstand vom Träger befinden und zumindest im Foliensystem nur schwer ausgefiltert werden können. In Abb. 5.18 ist zu erkennen, dass die jeweils markierten Bandspezifikationen eingehalten werden können. Bei Verstärkung auf 10 dBm tritt jedoch, auch aufgrund der ungenauen Anpassung, bei großer PLL-BW eine geringfügige Überschreitung des Grenzwertes auf. Aus den Ergebnissen kann geschlossen werden, dass beim ausgewählten Sendeband und der gewählten Übertragungsart ein PLL-Filter höherer Ordnung hilfreicher als ein Oszillator mit geringerem Phasenrauschen ist. Dies bestätigt die Priorisierung beim Entwurf. In Tab. 5.10 ist weiterhin zu sehen, dass die Leistung bei den Harmonischen der Trägerfrequenz die Grenzwerte noch deutlich überschreitet. Diese Leistung ist jedoch hauptsächlich vom PA und den Treibern sowie der Güte der Anpassung an die Antenne abhängig. Da der Frequenzabstand hier groß ist, sollte die Leistung bei neuer Auslegung der Anpassung mit höherer Güte mit relativ einfachen Maßnahmen unter die Schranken verringert werden können.

Außerhalb der gezeigten Bereiche bleibt die Leistung bei allen Messungen unter den in [46] geforderten Grenzen, sodass im Folgenden keine weiteren Bereiche dargestellt sind.

Tab. 5.10: Gemessene Beträge der Spitzenwerte mit Frequenzen zu Abb. 5.18.

f_0 (PLL)	Harmonische in dBm			bei $f_{\text{osc}} \pm n f_{\text{ref}}$ in dBm			
	1. ^I	2. ^{II}	3. ^{II}	-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}
≈ 60 kHz	7,61	-24,8	-31,1	-38,4	-45,8	-52	-46,8
≈ 100 kHz	7,59	-23,9	-30,3	-38,3	-44,4	-50,5	-46,7
≈ 210 kHz	7,59	-23,7	-30	-38,3	-45,8	-51,8	-46,7
≈ 350 kHz	7,57	-23,7	-29,9	-40	-43,3	-49,2	-47,9
≈ 500 kHz	7,55	-23,8	-30,1	-41,7	-35,8	-41,4	-48,3

^I bei RBW = 3 MHz

^{II} bei RBW = 100 kHz

^{III} bei RBW = 10 kHz

Im Vergleich zu den Simulationsergebnissen aus Tab. 5.3 sind die Werte trotz zusätzlichem PA und Antennenmodell ähnlich. Aufgrund einer Fehlanpassung werden die zunächst symmetrischen Störer asymmetrisch abgeschwächt. Die dritte Harmonische ist jedoch deutlich stärker gedämpft.

Interne, empfangene Referenz ohne Datenempfänger

Weiter soll der Einfluss der vom RX empfangenen Referenz auf die spektrale Verteilung der Ausgangsleistung untersucht werden, wobei zunächst ähnlich zu den Simulationen in Abschnitt 4.7.2 und 5.2.8.3 die AGC und damit der Datenempfänger deaktiviert wird. In Abb. C.22 ist ein Vergleich des PLL-Ausgangssignals bei unterschiedlichen BWn

für $\hat{U}_{i,d,max} = 8 \text{ mV}$ und $m_A = 1/9$ gezeigt. Dabei ist zu erkennen, dass bei nicht idealer Referenz eine große PLL-BW deutlich mehr Nachteile mit sich bringt. Dieser Effekt verstärkt sich bei ungünstigeren $\hat{U}_{i,d,max}$ und höheren m_A . Daher sollte in diesem Fall keine zu hohe BW gewählt werden. Im System ist dies ohne größere Einschränkungen realisierbar, indem nach dem PLL-Einschaltvorgang vor dem Einschalten des PAs ein Umschalten der BW durch Umschalten der Ströme erfolgt.

Abb. 5.19 zeigt PLL-Spektren bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ für $m_A = 1/9$ und $U_{DD} = 5 \text{ V}$ bei kritischer RBW. Bei anderen m_A sowie bei $U_{DD} = 4 \text{ V}$ sind entsprechende Ergebnisse in den Abbildungen C.18 bis C.21 gezeigt. Bei kleinen $\hat{U}_{i,d,max}$ ist ein höherer Rauschboden zu sehen, wobei für höhere $\hat{U}_{i,d,max}$ Störer im Abstand der Datenfrequenz sowie deren Vielfachen zunehmen. Ebenfalls nehmen die Störer mit höherem m_A deutlich zu. Die Einkopplung dieser Störer geschieht innerhalb der PLL, da die Frequenzen ansonsten ebenfalls multipliziert werden. Außerdem treten entsprechende Störungen auch auf, wenn eine ideale Referenz verwendet wird, jedoch der Referenzempfänger aktiviert ist. Es ist anzunehmen, dass die Einkopplung über die Versorgungsspannung entweder auf die Filterkapazitäten oder direkt über die VCO-Versorgungsspannung geschieht. Um diese Störungen zu minimieren, sind getrennte Versorgungsspannungen erforderlich, welche sich auf dem SoG aufgrund des verbundenen Substrats nicht realisieren lassen.

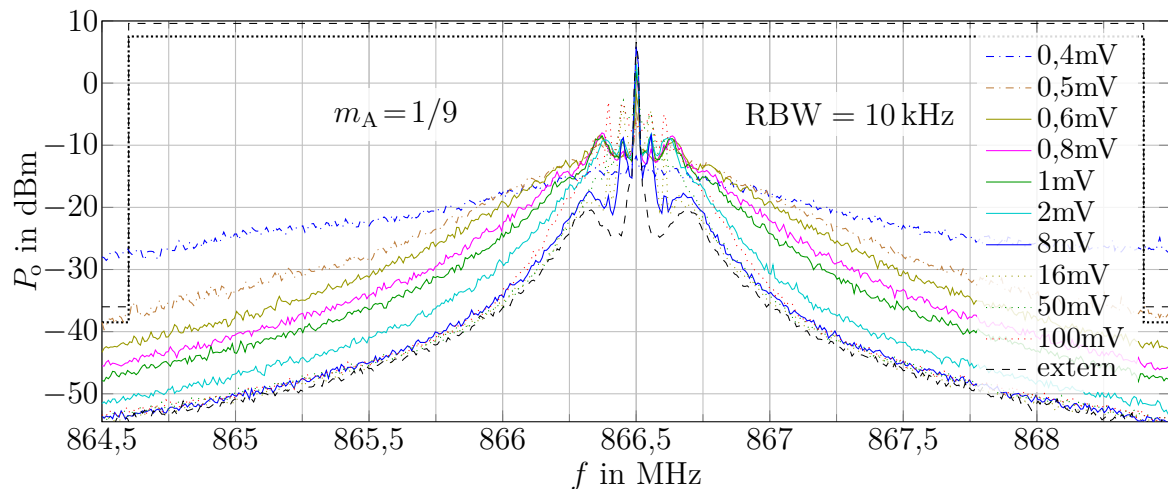


Abb. 5.19: Gemessene Spektren bei eingeschwungener PLL bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ und $RBW = 10 \text{ kHz}$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger (Datenempfänger deaktiviert). $U_{DD} = 5 \text{ V}$. PLL: $f_0 \approx 60 \text{ kHz}$. Mit $RBW = 1 \text{ kHz}$ in Abb. C.18. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.5.

Die Leistungen der Harmonischen sind bei deaktiviertem Datenempfänger nur geringfügig kleiner als bei idealer Referenz aus Tab. 5.10 und daher nicht angegeben. Die abgeschätzten Grenzwerte für $\hat{U}_{i,d,max}$ sind für die unterschiedlichen Fälle in Tab. 4.6 angegeben.

Interne, empfangene Referenz mit Datenempfänger

Anschließend wird der Einfluss der AGC auf das Ausgangsspektrum bestimmt. Abbildungen C.25 bis C.28 zeigen PLL-Spektren bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ für unterschiedliche m_A und U_{DD} .

Einerseits ist zu erkennen, dass bei aktivierter AGC deutlich mehr Störungen auftreten, wobei insbesondere die stärkeren Einkopplungen im Abstand von Vielfachen $f_{s,B2S}$ auffallen, welche über die Versorgungsspannung kommen. Durch den Datenempfang sind neben der AGC z. B. in der Dekodierung deutlich mehr digitale CMOS-Schaltungskomponenten aktiv. Weiterhin werden auch die hügelartigen PRBS-Daten zwischen den Störungen bei $f_{s,B2S}$ verstärkt. Zusätzlich liegt der Rauschpegel höher, was bereits in Abb. B.18 und B.19 zu erkennen ist, wobei das zusätzliche Rauschen durch die PLL weiter verstärkt wird. Die Grenzwerte des Frequenzbands können nur näherungsweise eingehalten werden. Da ein großer Teil der Störungen aber durch gestörte Versorgungsspannungen verursacht wird, sollten die Grenzwerte mit etwas besserer Spannungspufferung eingehalten werden können. Dies ist bei einer weiteren Schaltungsiteration realisierbar. Die daraufhin abgeschätzten Grenzwerte für $\hat{U}_{i,d,max}$ sind für die unterschiedlichen Fälle in Tab. 4.6 gegeben. Ein Vergleich unterschiedlicher PLL-BWn ist in Abb. C.29 gezeigt. Hierbei ist zu erkennen, dass bei aktiviertem Datenempfänger die BW einerseits nicht zu hoch, aber andererseits auch nicht zu gering sein sollte. Bei zu geringer BW rastet die PLL durch die deterministischen Schwankungen der Modulation kurzzeitig aus, sodass viele kurze Zieh- und Einrastvorgänge stattfinden. Ist die BW jedoch zu hoch, so überwiegen die Einkopplungen durch die Referenz.

5.5.1.3 Einschaltvorgang

Der Einschaltvorgang wird anhand von u_{VCO} beurteilt, da die Frequenz nur schwer direkt messbar ist. u_{VCO} kann über einen Testausgang gemessen werden, wobei durch die Messung ebenfalls eine Verringerung der PLL-BW stattfindet. Da die Qualität der Referenz ab einem gewissen Wert nur einen geringen Einfluss auf die Einschaltverzögerung aufweist, werden nur Ergebnisse mit empfangener Referenz gezeigt.

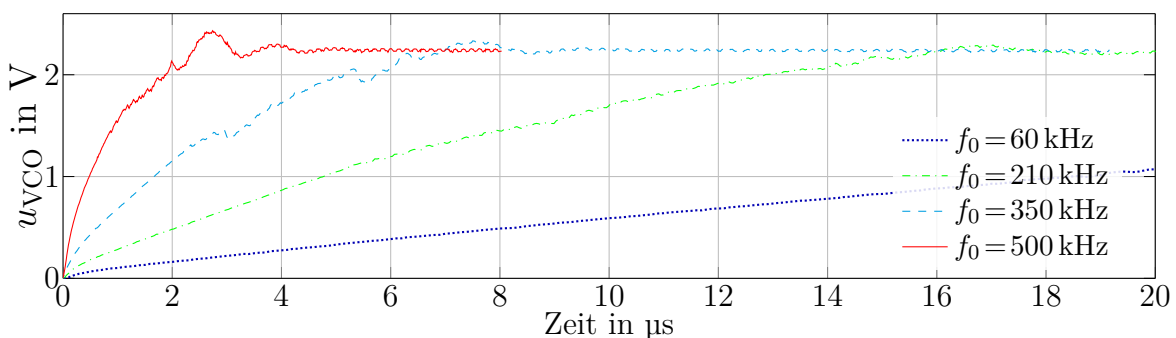


Abb. 5.20: Gemessener PLL-Einschaltvorgang anhand der VCO-Steuerspannung u_{VCO} bei unterschiedlichen Bandbreiten und $U_{DD} = 5 \text{ V}$.

Entsprechend der Zunahme der Störlinien in Abb. 5.18 nimmt auch der Rippel im eingeschwungenen Zustand zu. Die Anforderungen an die Einschaltverzögerung aus Abschnitt 5.2.1 werden bei großer PLL-BW unter Beachtung der zusätzlichen Messkapazität eingehalten.

5.5.2 Ausgangsverstärker

5.5.2.1 Ausgangsleistung und Leistungsaufnahme

Tab. 5.11 zeigt die Ausgangsleistung und zugehörige Leistungsaufnahme des Verstärkers mit Effizienz bei unterschiedlichen Einstellungen und U_{DD} . $P_{PA,all}$ liegt insbesondere für $U_{DD} = 5\text{ V}$ in einem ähnlichen Bereich zu den Werten aus Tab. 5.5. P_o bleibt jedoch aufgrund der ungenügenden Anpassung hinter den simulierten Werten zurück.

Tab. 5.11: Ausgangsleistung sowie Strom- und Leistungsaufnahme mit Effizienz.

	$U_{DD} = 5\text{ V}$			$U_{DD} = 4\text{ V}$				L-Pegel			
	H3	H2	H1	H3	H2	H1		L3	L2	L1	L0
P_o/mW	9,25	4,1	1,6	5,4	2,66	1	P_H/P_L	10,5	16,6	24,9	5047
$I_{PA,all}/\text{mA}$	23,8	13,9	8,1	18,74	10,85	6,2	$K_{U,AM}$	3,24	4,08	4,99	71
$P_{PA,all}/\text{mW}$	119	69,5	40,5	75	43,4	24,8	m_A	0,53	0,61	0,67	0,97
$\eta_{PA,all}/\%$	7,8	5,9	3,9	7,2	6,1	4,1	η_{AM}	0,1	0,16	0,18	0,32

5.5.2.2 Spektren

Spektren des PA-Ausgangssignals sind in Abschnitt C.4.2 zu finden, wobei in Abschnitt C.4.2.1 zunächst Spektren bei Verwendung einer externen Referenz gezeigt sind. In Abb. C.30 (a) sind Spektren konstanter Pegel zu erkennen, wobei H- und L-Pegel mit und ohne aktiviertem Systemtaktsignal gezeigt sind. Durch den Systemtakt $f_{clk,sys} = 866,5\text{ MHz}/2^{10} \approx 846,2\text{ kHz}$ mit zugehörigem Ausgangstreiber treten Störungen auf, welche auf Einkopplungen in der PLL oder im PA zurückzuführen sind.

Alle weiteren Spektren in Abschnitt C.4.2 sind mit PRBS-Daten mit $f_{b,S2B} = f_{clk,sys} \approx 846,2\text{ kbit/s}$ und 2-ASK gemessen, wobei maximale H- und L-Sendepegel verwendet wird. Durch die PRBS-Daten findet eine Verschmierung der Taktsignaleinkopplungen statt. Aufgrund der Takteinkopplungen sind die für PRBS-Datenfolgen charakteristischen Einkerbungen im Abstand von $f_{clk,sys}$ nicht zu erkennen. Es ist zu sehen, dass die Spektren mit $RBW = 10\text{ kHz}$ für die Bandeinhaltung kritisch sind und Anteile mit höheren Abständen aufgrund der starken Verschmierung nicht mehr relevant sind.

Die 868 MHz Bandspezifikationen können bei Verwendung einer externen Referenz eingehalten werden, wobei ersichtlich ist, dass Einkopplungen durch die Modulation bei $RBW = 10\text{ kHz}$ z. T. grenzwertige Störungen verursachen. Diese stammen einerseits von der begrenzten Steilheit des Datenfilters, wodurch Anteile der Datensignal-Harmonischen auf das Ausgangssignal gelangen und andererseits bringt ein für die Modulation benötigter Systemtakttreiber zusätzliche Störungen auf die Versorgungsspannungen und damit ins PLL-Signal. Diese Begrenzungen können durch ein steileres Datenfilter und verbesserte Versorgungsspannungen minimiert werden.

In Abschnitt C.4.2.2 sind Spektren mit empfangener Referenz und deaktiviertem Datenempfänger bei maximalem H- und L- Pegel gezeigt. Es ist zu sehen, dass die Bandspezifikationen bei alleinigem Referenzempfang und RX-Signal ohne Modulation bzw. geringem m_A ab $\hat{U}_{i,d,max} \approx 0,7 \text{ mV}$ bzw. $\hat{U}_{i,d,max} \approx 0,9 \text{ mV}$ ebenfalls eingehalten werden. Bei höheren m_A verhindern die oben genannten Effekte sowie die zusätzlich verschlechterte Referenz die Einhaltung bei hohen Sendepiegeln. Durch die Verringerung des Sendepiegels kann jedoch Abhilfe geleistet werden.

Aus Abschnitt C.4.2.3 ist ersichtlich, dass die Einhaltung der Bandspezifikationen bei aktiviertem Datenempfänger aufgrund der zusätzlichen Störungen nur in Verbindung mit den oben genannten Optimierungen oder einer verringerten Sendeleistung möglich ist.

5.6 Zusammenfassung und Vergleich

In diesem Kapitel wurde ein TX für das 868 MHz Band auf physikalischer Ebene als IC entwickelt und beschrieben. Der TX ist für das in Abschnitt 3.3.5 gezeigte, anwendungsspezifische Protokoll mit sehr kurzen Latenzen optimiert. Kernziel ist dabei die Einsetzbarkeit in einem vollständig mechanisch biegbaren SFS, weshalb eine speziell dünnbare CMOS-Sea-of-Gates-Technologie verwendet wird. Weiterhin werden abgesehen von Antenne und Block-Kapazitäten keine externen Komponenten eingesetzt. Dies betrifft insbesondere auch einen Quarzkristall. Die Funktion ist daher nur in Zusammenhang mit dem entsprechenden Referenzempfänger möglich, welcher in Kapitel 4 beschrieben ist. Um bei Biegungen entstehende, elektrische Effekte auszugleichen, wird auf eine Einstellbarkeit der Komponenten, auch über die Prozessecken hinaus, großen Wert gelegt. Der TX besitzt eine Sendeleistung bis zu 10 dBm und ist zur Reduzierung der Referenzanforderungen für eine 2-ASK-Übertragung ausgelegt. Sendeleistung und Modulationsgrad sind einstellbar. Um trotz der Randbedingungen der SoG-Technologie mit minimaler Strukturgröße von 500 nm eine Energieminimierung zu erzielen, wird der TX für kurze Sendedauern von ca. 75 μs entworfen und die PLL weist eine Einschaltverzögerung von ca. 5 μs auf. Um einerseits eine kurze PLL-Einschaltverzögerung zu realisieren und andererseits Störungen auf der Referenz möglichst stark zu unterdrücken, kann die PLL-BW nach dem Einschaltvorgang verringert werden. Um trotz kurzer Sendedauer und 2-ASK-Modulation eine relativ große Datenmenge zu übertragen, wird eine Datenrate von ca. 846 kbit/s bei einer BW von bis zu 3 MHz verwendet. Aufgrund der drahtlosen Referenzübertragung, und da eine geringe Komplexität des Foliensystems sowie minimale Einschalt Dauern im Fokus stehen, wird die spektrale Effizienz von ca. 0,28 bit/Hz in Kauf genommen.

In Tab. 5.12 sind einige Kenndaten des TX dieser Arbeit, sowie von kommerziellen und wissenschaftlich veröffentlichten TX im 868 MHz Band zu sehen. [83] zeigt einen stark optimierten 868 MHz TX mit sehr geringer Stromaufnahme, jedoch stark begrenzter

Ausgangsleistung in einem 130 nm CMOS-Technologieknoten. Dennoch wird der Großteil des Stroms vom PA aufgenommen, sodass die Stromaufnahme der PLL vernachlässigbar erscheint. Mit zunehmender Ausgangsleistung steigt bei [84] und [85] die Stromaufnahme deutlich an. Im Kontrast hierzu sind in [86] und [87] ebenso optimierte TX in einer 800 nm Technologie gezeigt, welche ebenfalls eine geringe Ausgangsleistung aufweisen, jedoch eine größere Stromaufnahme besitzen. Hierbei wird der Großteil des Stroms von der PLL aufgenommen. Daran lässt sich erkennen, dass der Technologieknoten einen großen Einfluss auf die Stromaufnahme der PLL besitzt. Zum Vergleich wird der Schaltplan einer, zu dieser Realisierung ähnlichen PLL in einer 130 nm Technologie untersucht, wobei eine ca. um den Faktor 100 verringerte Leistungsaufnahme resultiert [88]. Zusätzlich bringen große Strukturgrößen auch Einschränkungen beim Leistungsverstärker mit sich.

Tab. 5.12: Kennzahlen des Senders dieser Arbeit sowie kommerzieller und wissenschaftlicher IMS-Band-Sender

Quelle	Name	f in MHz	Modulation	Datenrate in kbit/s	P_o in dBm	I_{supply} in mA	U_{supply} in V	T_{on}^1 in μs
	Diese Arbeit	868	ASK	≈ 846	$\approx 10/6/2^2$ $\approx 7/4/0^3$	$\approx 39/28/23^2$ $\approx 32/24/19^3$	$\approx 3,5-5,5$	$\approx 5^4+5^5$
[89]	ST S2-LP	826 – 958	ASK/FSK	≤ 500	10/14/16	11,5/20/29	1,8–3,6	≈ 100
[90]	HOPERF RFM68W	315/433/ 868/915	ASK/FSK	$10^6/100$	10/0	17,5/10,5	1,8–3,7	≈ 650
[91]	EnOcean STM 300 ⁷	315 868,3	ASK	125	≈ 5	$\approx 24^8$	2,1–4,5	
[92]	Radiometrix TX3B	869,85/ 868,3	FSK	≤ 64	7/ 9	<14/ 14	2,9–16	
[83] ^{6,9}		868/915	FSK	45	–6	1,6/1,8 ⁸	1,2/1,5	$20^4+20^{5,10}$
[84] ^{6,11}		433/868	ASK/FSK	12,5–100	9,5	32,3 ⁸	1–1,6	600
[85] ^{6,12}		433/868/915	ASK/FSK	<200	10	28,5 ⁸	2,3–3,6	
[86] ^{6,13}		868 – 870	ASK/FSK	5/16	$0^{14}/6$	$10^{8,14}$	2,2–5,5	
[87] ¹³		868/915	ASK/FSK		0^{14}	10^{14}	2,1–5,5	<1000

¹ aus Standby ⁴ PLL ⁷ Transceiver ¹⁰ +1200 (Quarz) ¹³ 800 nm CMOS

² 5V ⁵ mit PA ⁸ TX-Modus ¹¹ 180 nm CMOS ¹⁴ 3V

³ 4V ⁶ ASK ⁹ 130 nm CMOS ¹² 250 nm CMOS

Die Einschaltverzögerungen T_{on} der TX liegen meist höher und sind z. T. nicht angegeben. Lediglich der in [83] gezeigte TX weist ein relativ kurzes T_{on} auf.

Die kommerziell erhältlichen ICs weisen durch vielfältige Programmiermöglichkeiten wie z. B. bei Frequenz, Datenrate und Ausgangsleistung sowie einem großen Versorgungsbereich breite Einsatzgebiete auf. Insbesondere der TX aus [89] besitzt einen sehr effizienten Leistungsverstärker, eine stromoptimierte PLL und noch eine relativ kurze Einschaltverzögerung.

Der direkte Vergleich mit den Ergebnissen dieser Arbeit muss aufgrund der Technologie mit den Sendern aus [91] und [92], sowie [85], [86] und [87] erfolgen. Auch wenn die

Leistungsaufnahme zunächst relativ hoch erscheint, zeigt sich im Vergleich, dass der Energiebedarf des entworfenen Senders für kurze Sendezyklen im Protokoll bei identischer Ausgangsleistung aufgrund der geringen Einschaltverzögerung geringer liegt und somit Vorteile bietet. Aus dem Vergleich der Technologien lässt sich weiterhin abschätzen, dass die Realisierung eines entsprechend spezialisierten Senders in einer Technologie mit kleinerer Strukturgröße zu einem verringerten Energiebedarf autarker Sensorsysteme führen kann.

6 Ergebnisse Gesamtsystem

Die Kommunikation des ICs für die drahtlose Übertragung im Foliensystem erfolgt entsprechend Abb. 3.7 mit einem Steuerungs- und Sensor-IC. Um die Schnittstelle zu überprüfen, wird der Kommunikations-IC über einen solchen angesteuert, wobei abhängig vom Demonstrator unterschiedliche Versionen eingesetzt werden.

Für die drahtlose Kommunikation wird eine Basisstation (BS) entwickelt und eingesetzt. Diese ist in Anhang F dargestellt und in [93, 94, 95] näher beschrieben.

Zunächst werden in 6.1 Ergebnisse von in Sockeln und Messleiterplatten eingebauten ICs betrachtet. In 6.2 werden anschließend Ergebnisse von auf Testfolien gebondeten HF-ICs beschrieben, wobei zuerst der zugehörige Aufbau erläutert wird.

6.1 Messungen in Gehäuse und Sockel

Bei der Messung wird die Leiterplatte aus Abschnitt 4.8 verwendet, wobei die BALUN-Ausgänge jeweils an eine handelsübliche Antenne des entsprechenden Frequenzbereichs angeschlossen werden. Die HF-Signale werden dabei von der BS erzeugt und empfangen, wobei jeweils die gleichen Antennen verwendet werden. An der Schnittstelle zum SFS wird ein Steuerungs- und Sensor-IC entsprechend der Schnittstelle nach Abb. 3.7 angeschlossen, wobei Pfostenstecker und entsprechende Kabel verwendet werden. Ein entsprechender Aufbau ist in Abb. G.2 zu sehen, wobei jedoch keine Antennen angeschlossen sind.

Die Ergebnisse sind in Abb. 6.1 für die Dauer eines Senderahmens bei $B2S-m_A \approx 1/3$ gezeigt, wobei die einzelnen Signale innerhalb der Abbildung beschrieben sind. In Abb. G.3 ist ergänzend ein detaillierterer Ausschnitt des SFS-TX-Sendevorgangs zu sehen. Zur Untersuchung der Übertragungseigenschaften wird eine Kommunikations-Test-Nachricht übertragen, bei welcher ein Teil der B2S-Daten wiederholt hintereinander verkettet als S2B-Daten zurück gesendet wird. Um eine Aufzeichnung vorzunehmen, wird der entsprechende Zyklus wiederholt. Zur Abschätzung der Fehlerrate wird eine Persistenz von 1 s aktiviert. Aus den Abbildungen ist zu erkennen, dass in beide Richtungen eine korrekte Datenübertragung stattfindet und auch die Schnittstelle zwischen den ICs wie erwartet funktioniert. Dass die PLL früher als in Abb. 3.6 gezeigt eingeschaltet wird, ist nicht erforderlich und kann durch Anpassungen im Steuerungs-IC eingestellt werden. Die Funktion der Schnittstelle wird ebenfalls durch die Übertragung von Sensorwerten, wie z. B. von einem Türschalter oder Temperatursensor, vom SFS zur BS nachgewiesen. Die Übertragungseigenschaften können auch in realitätsnahen Umfeldern mit vielen anderen Elektronikkomponenten erfolgreich getestet werden, wie beispielhaft in [93] durchgeführt. Die Reichweite beträgt mehr als 10 m, wobei die Reichweite im 868 MHz-Band durch Dämpfungsglieder emuliert wird. Die Fehlerrate bei den Übertragungsversuchen erscheint im relevanten Abstand ausreichend gering, wird aber nicht quantitativ ermittelt.

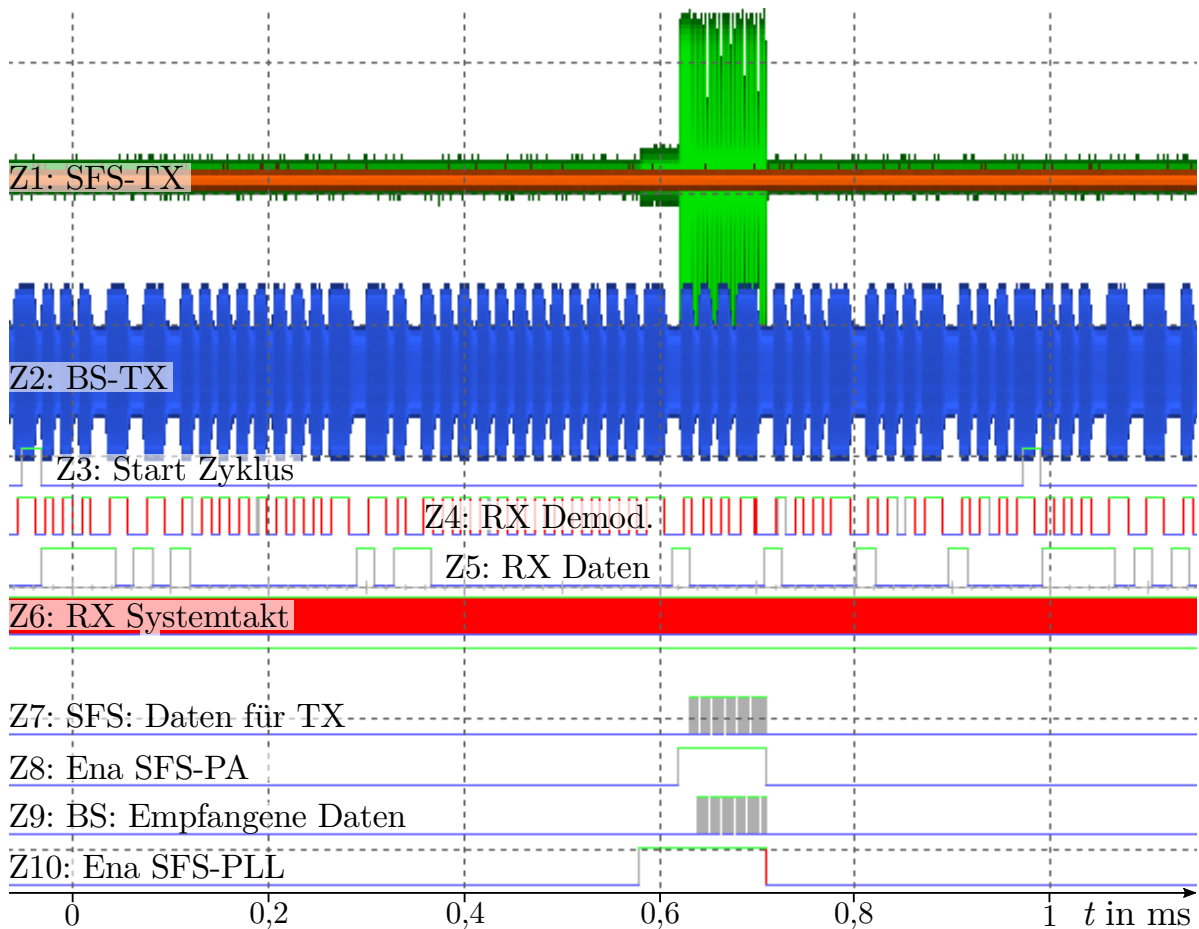


Abb. 6.1: Messergebnisse Gesamtsystem mit drahtloser Übertragung mittels handelsüblichen Antennen in Kommunikations-Test-Modus (Teile der B2S-Daten werden wiederholt als S2B-Daten zurück gesendet). Z1 (sendeseitig): 200 mV/div. Z2 (empfangsseitig): 20 mV/div. und $m_A \approx 1/3$. Zeitausschnitt: Eine BS-Zyklusdauer. Ein SFS-TX-Sendevorgang ist genauer in Abb. G.3 zu finden.

6.2 Messungen auf Folie

Da im Foliensystem eingebettete ICs, u. a. aufgrund von Verzögerungen beim Aufbau, nicht verfügbar sind, werden Testfolien erstellt, welche ein direktes Aufkleben und Bonden gedünnter ICs erlauben. Eine entsprechende Folie und der zugehörige Aufbau für Biegemessungen sind in Abb. 6.2 gezeigt.

Die Folie beinhaltet neben den Antennen-Schnittstellen Blockkapazitäten für die Versorgungsspannungen sowie deren Anschlüsse, die weiteren Anschlüsse für die SFS-Schnittstelle sowie ausgewählte Steuerein- und -ausgänge. Weiterhin umfasst die Testfolie metallische Flächen mit ungefährender Größe und Position der restlichen Elektronik und Verdrahtung im SFS. Für die Verbindung der Signale zur Außenwelt werden Flachbandkabel mit zugehörigen Buchsen geringer Baugröße verwendet. Extern wird eine weitere Adapter-Leiterplatte für die Umsetzung der Signale auf Pfostenstecker oder SMA-Buchsen eingesetzt.

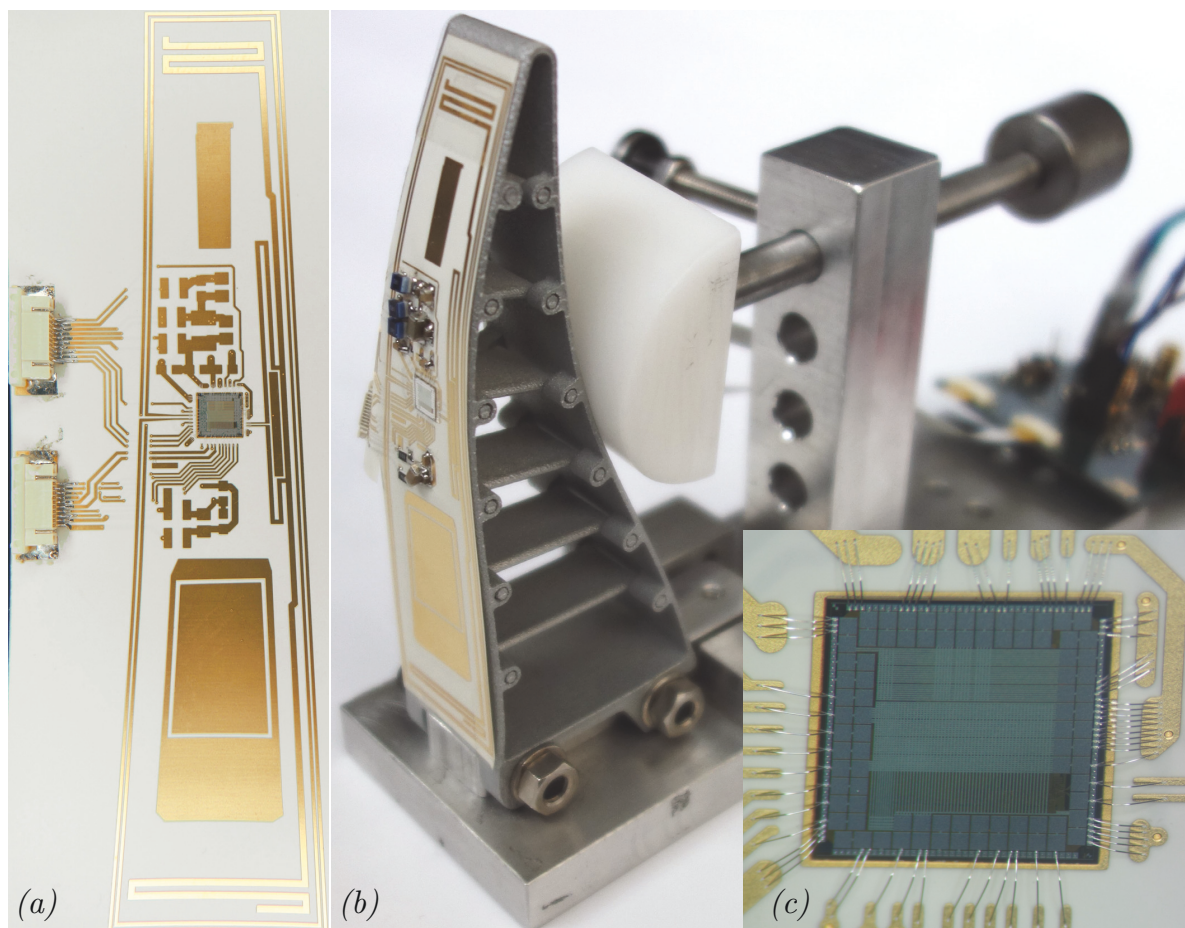


Abb. 6.2: (a): Folie mit geklebtem und gebondetem IC sowie Flachbandstecker. (b): Folie auf Greifer in Biegeapparatur. (c): Auf Folie gebondeter IC.

Die Verwendung von Blockkapazitäten stellt keine prinzipielle Einschränkung dar, da diese mit relativ geringem Aufwand ins Foliensystem integriert werden können.

Die mechanische Spannung in den ICs unter Biegung liegt durch die Lage außerhalb der neutralen Phase, sowie durch eine IC-Dicke von ca. $30\ \mu\text{m}$ höher als im eigentlichen Foliensystem. Der Aufbau stellt daher eine konservative Abschätzung dar. Durch einen derartigen Test kann nur die prinzipielle Funktion im gedünnten Zustand und unter Biegung sowie die Funktionalität der SFS-Antennen-Schnittstellen nachgewiesen werden. Für genauere Messungen mit Biegungen können die Ergebnisse des in derselben Technologie entwickelten Sensor- und Steuer-ICs in [96, 97] betrachtet werden. Da sich die Antenneneigenschaften mit der Umgebung bei Biegungen ändern, ist eine einstellbare Anpassung des Resonanzkreises mittels Varaktoren oder digital schaltbaren Kapazitäten erforderlich.

Abb. 6.3 zeigt Ergebnisse des Kommunikations-ICs für die Dauer eines Senderahmens, wobei die entsprechenden Signale direkt in der Abbildung eingezeichnet sind. Ein detaillierterer Ausschnitt während eines SFS-TX-Sendevorgangs ist in Abb. G.4 gezeigt. Entsprechende Resultate werden ebenfalls unter statischen Biegunszuständen erreicht.

Die Funktion wird dabei bis zu einem Biegeradius von 4 cm nachgewiesen, da dies für den Greifer einen sinnvollen Wert darstellt.

Auch wenn dynamische Biegungsänderungen aufgrund der Mechanik des Testaufbaus nicht untersucht werden, stellt dies bei relativ langsamen, als quasi-statisch zu betrachtenden Biegungen, keine Einschränkung dar.

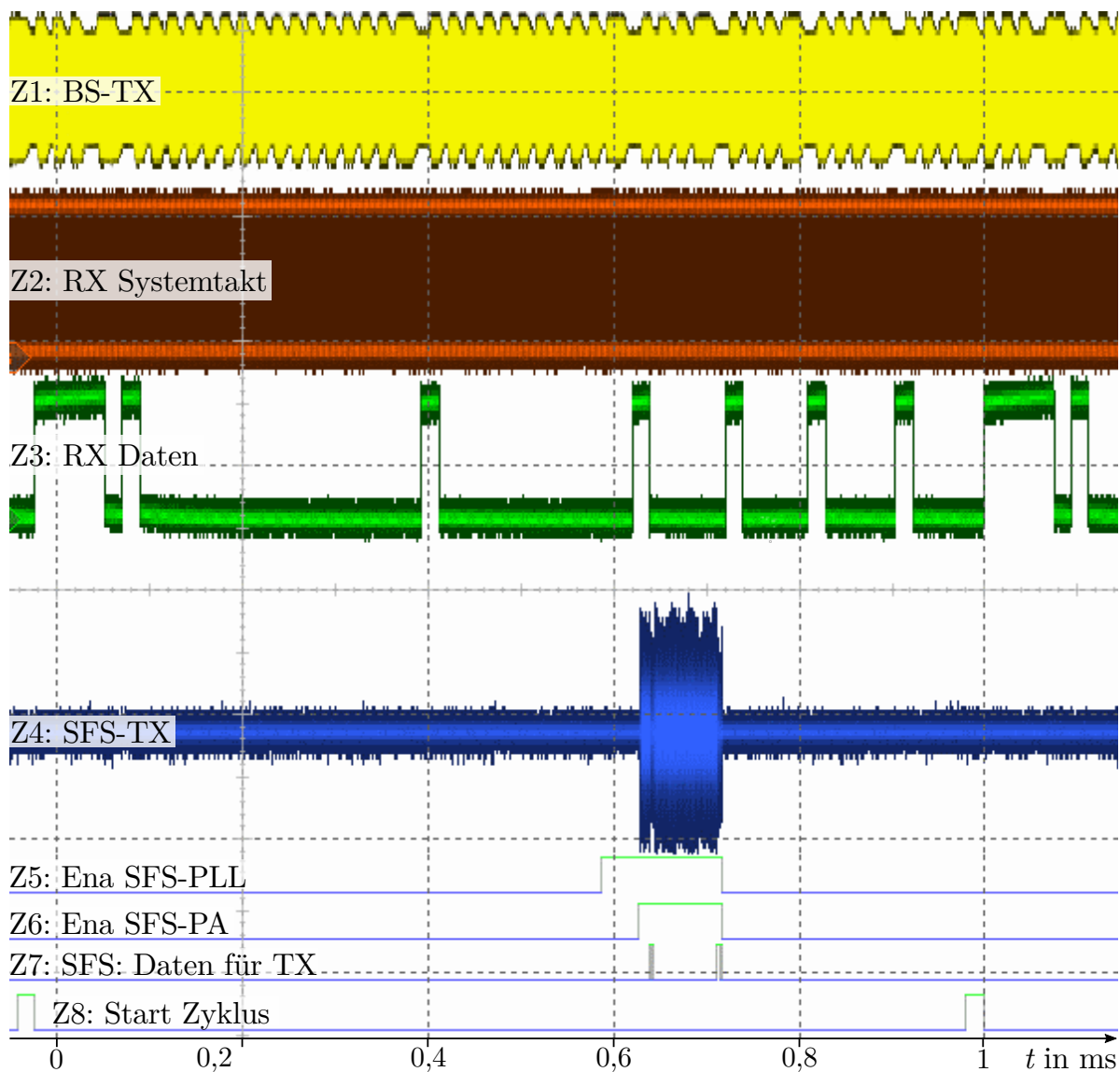


Abb. 6.3: Messergebnisse Gesamtsystem ähnlich Abb. 6.1, jedoch mit HF-IC auf Folie mit Antennen. Z1 (sendeseitig): 100 mV/div. und $m_A \approx 1/8$. Z2 + Z3: 5 V/div. Z4 (empfangsseitig): 10 mV/div. Ein SFS-TX-Sendevorgang genauer in Abb. G.4.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen der Arbeit wurde ein aktives, drahtloses Kommunikationssystem mit geringer Latenz für autarke SFS auf Basis einer speziell dünnbaren CMOS-Sea-of-Gates-Technologie entwickelt. Nach Bestimmung der anwendungsspezifischen Anforderungen und Einschränkungen des SFS wird ein anwendungsspezifisches Protokoll vorgestellt, welches für den Verzicht auf einen starren Quarzkristall eine zeitgleiche Referenzübertragung und Sensordatenrückübertragung unter Erfüllung der Echtzeit- und Datenratenanforderungen ermöglicht. Um den Energiebedarf zu reduzieren, wird dabei eine starke Taktung mit kurzen Horchzeiten und langen, tiefen Ruhezeiten eingesetzt. Dabei werden für die Full-Duplex Übertragung die ISM-Frequenzbänder bei 27 MHz und 868 MHz ausgewählt, sodass sich kurze Einschaltverzögerungen, große Bandbreiten und Datenraten, die Möglichkeit induktiver Energieübertragung und ein optimaler Kompromiss aus Antennen- und Schaltungseigenschaften ergeben. Zur Steuerung des Aufwachzyklus, der Messanforderungen, der Sendeleistung und vielen weiteren Parametern können mit der Referenz Steuerdaten übertragen werden. Ein Vergleich des entworfenen Protokolls mit etablierten Varianten findet in Abschnitt 3.3.5.9 statt und kann auch Anhand von Tab. A.2 und A.3 durchgeführt werden. Nach dem Systementwurf mit Übersicht in Abb. 3.7 werden die zugehörigen 27 MHz Empfänger für Referenztakt und Steuerdaten sowie der 868 MHz Sender für die Sensordaten auf physikalischer Ebene in Form eines ICs in der Zieltechnologie entwickelt.

Der Empfänger besitzt bei zeitgleichem Daten- und Referenzempfang eine Empfindlichkeit von ca. -50 dBm. Diese verringert sich auf ca. -70 dBm, wenn nur einer der beiden Empfänger in Betrieb ist. Mit der Sendeleistung der Basisstation von 10 dBm wird so eine Übertragungsbilanz bzw. ein *Maximum Coupling Loss* (MCL) von 60 – 80 dB erreicht, wodurch sich 10 m Distanz auch unter sehr ungünstigen Bedingungen überbrücken lassen. Die Einschaltverzögerung des Datenempfängers beträgt ca. 1 ms, wohingegen diejenige des Referenzempfängers im einstelligen μ s Bereich liegt.

Der Sender bietet eine in Stufen einstellbare Sendeleistung von bis zu 10 dBm und ist für eine 2-ASK-Übertragung mit ca. 846 kbit/s und einstellbarem Modulationsgrad ausgelegt. Die PLL bietet eine Einschaltverzögerung von ca. 5 μ s und eine einstellbare Filter-Bandbreite.

Detailliertere Ergebnisse der entwickelten Empfänger und Sender, sowie Vergleiche mit anderen sind in den Abschnitten 4.9 und 5.6 gezeigt.

In Kapitel 6 wird in Abschnitt 6.1 gezeigt, dass die drahtlose Kommunikation mit zugehörigem IC in SFS-ähnlichem Umfeld bei Entfernungen von bis zu 10 m in realistischer Umgebung mit ausreichend geringen Fehlerraten funktionsfähig ist. Weiterhin ist in Abschnitt 6.2 anhand von Abb. 6.2 und 6.3 auf der vorangehenden Seite zu sehen, dass

die Funktion auch in Verbindung mit einem demonstratorähnlichen Foliensystem und den damit verbundenen Antennenschnittstellen gewährleistet ist. Die Funktionalität wird dabei auch bei Biegungen mit Radien von bis zumindest 4 cm nachgewiesen. Auch wenn die Funktion innerhalb einer Demonstratorfolie aufgrund der Aufbautechnik nicht direkt nachgewiesen werden kann, wird sie aufgrund des ähnlichen Folienaufbaus als sehr wahrscheinlich eingestuft.

Die in Abschnitt 1.2 beschriebenen Ziele dieser Arbeit werden damit erreicht.

Für den direkten Vergleich sind dem Autor nur wenige Systeme bekannt. Die entsprechenden Systeme sind in Tab. 7.1 gezeigt.

Tab. 7.1: Vergleich unterschiedlicher Sensor-Systeme mit drahtloser Kommunikation.

Quelle	Projekt/ Firma	Funktion	Protokoll	f in MHz	Dicke in μm	Biegebarkeit	Energie- versorgung	Jahr	Status
Diese Arbeit	KoSiF	Sensor-Tag	speziell- angepasst	27; 868	150 – 250 (SFS)	vollständig	Batterie/ Induktion ¹	2017	Demo
[14]	Interflex	TX in Folie	– ²	850 – 930	≈ 25 (IC)	ohne Quarz		2013	Demo
[15]	Fujitsu	Sensor-Tag	BLE	2440	≈ 2500	ohne IC-Modul	Solarzelle	2015	Prototyp
[16]	Wiliot	Sensor-Tag	BLE	2440		ohne IC-Modul	HF-Harvesting	2019	Prototyp

¹ bislang nicht realisiert

² div. Protokolle mit 800/900 MHz PHY möglich

Auch wenn BLE nach Tab. A.2 keine minimale Energieaufnahme besitzt, ist es für die Prototypen dennoch beliebt, da es die Anforderungen eines Standards vollständig erfüllt und in aktuellen Elektronikprodukten weit verbreitet ist [24].

Das entwickelte anwendungsspezifische Protokoll ermöglicht durch die parallele Referenzübertragung dagegen die vollständige Biegebarkeit des SFS, wohingegen die anderen Systeme starre Komponenten benötigen. Weiterhin können damit sehr geringe Übertragungslatenzen von $\approx 0,1$ ms und von der Datenanforderung bis zum Datenempfang von unter 1 ms erreicht werden.

Die vorliegende Arbeit zeigt, dass es möglich ist, ein vollständig mechanisch flexibles Sensorfoliensystem mit aktiver drahtloser Kommunikation ohne lokale Referenz mit geringer Latenz zu realisieren. Auch wenn die Ergebnisse z. B. durch Einschränkungen bzgl. der Technologie und der Entwicklungsmittel begrenzt sind, bleibt das Prinzip gültig, sodass sich Hardwareschnittstellen für ähnliche Protokolle in Zukunft wesentlich energieeffizienter realisieren lassen. Mit dieser Perspektive können für die flexible Elektronik und insbesondere entsprechende Sensorschaltungen neue Anwendungsgebiete erschlossen werden.

Das prinzipielle Problem, dass eine rauscharme Referenzfrequenz ein hohes SNR erfordert, welches eine relativ große Stromaufnahme des Empfängers bewirkt, kann durch entsprechende Maßnahmen zur Energieminimierung sowie die Bereitstellung von Leistung über eine induktive Kopplung oder Dünnschicht-Solarzelle gelöst werden, wenngleich

hierdurch die Reichweite begrenzt werden kann. Dennoch bleibt aufgrund der Ausbreitungseigenschaften eine viel größere Reichweite als bei passiven RFID-Etiketten erhalten.

Um die Anforderung an die Empfindlichkeit des Empfängers zu verringern, kann ein unmoduliertes Referenzsignal eingesetzt werden und die Datenübertragung in beide Richtungen bei der anderen, höheren Frequenz durchgeführt werden. Zeitgleich könnte die Anforderung an die RFQ durch Verringerung des PLL-Teilerfaktors verringert werden. Im Extremfall könnte für die Datenübertragung eine geteilte Referenzfrequenz zum Einsatz kommen, wodurch sich eine PLL vermeiden ließe.

Weitere Optimierungen könnten zunächst auf Systemebene und anschließend auf Schaltungsebene durchgeführt werden. Dabei könnte untersucht werden, welche Modulationsarten in Abhängigkeit der Referenzqualität eingesetzt werden können. Hierbei könnte auch der Einfluss des zu überbrückenden Abstands sowie der Empfänger-Selektivität betrachtet werden. Dabei wären auch die Anforderungen an das Phasenrauschen des Oszillators und die restlichen PLL-Komponenten bestimmbar.

Neben der Entkopplung unterschiedlicher Versorgungsspannungen könnte auf Schaltungsebene untersucht werden, ob das Driftverhalten in AGC und PLL geöffnete Regelschleifen während des Empfangens bzw. Sendes zulässt, wodurch sich Störungen minimieren ließen. Dies könnte z. B. durch digitale Rückkopplungen leicht mit kurzen Einschaltverzögerungen kombiniert werden. Erweiterte Möglichkeiten bietet auch die vollständige Umsetzung des einstellbaren Filters mit hoher Güte sowie die zugehörige Regelung für die Nachführung der Referenzfrequenz.

Schließlich könnte durch eine Umsetzung in einem aktuellen Technologieknoten der Nachweis erbracht werden, dass derart spezialisierte Protokolle und Hardware einen stark verringerten Energiebedarf aufweisen, was für Sensorsysteme insbesondere in Folien einen entscheidenden Vorteil darstellt.

Dass biegbare Schaltungen in Zusammenhang mit drahtloser Kommunikation ein aussichtsreiches Forschungsgebiet mit vielen Anwendungsmöglichkeiten darstellen, lässt sich auch anhand von weiteren Forschungsprojekten mit ähnlichen Themengebieten erkennen. Hier ist z. B. das DFG-Schwerpunktprogramm FFLexCom [98] zu nennen, in dessen Rahmen, neben unterschiedlichen auf Dünnschichttechnologien basierenden Projekten auch biegbare und energieeffiziente Sender und Empfänger für höhere Datenraten in gedünnten Silizium-Technologien untersucht werden. Weiterhin ist mit stärkerer industrieller Beteiligung das BMBF-Projekt ParsiFAI 4.0 [99] vorhanden, in welchem dünne, autarke und sichere Foliensysteme für Automatisierungslösungen erforscht werden.

Anhänge

A Allgemeines

A.1 Kommunikationsanwendungen

Tab. A.1: Einteilung drahtloser Netzwerke nach Kommunikationsanwendung.

	Rund- funk	Bündel- funk ¹	Satel- liten- funk	Richt- funk	Mobil- funk	Großraum Netze: WWAN	Lokale Netze: WLAN	Personale Netze: WPAN	Ident- ifikation: RFID
Sendart	1 → viele	1 → 1/ viele	1 ↔ 1 viele	1 ↔ 1	1 ↔ 1	1 ↔ 1	1 ↔ 1	1 ↔ 1	1 → 1
Richtung	→	↔	→,↔	↔	↔	↔	↔	↔	←
Topo- logie²		Stern, Masche	Stern, Baum ³		Stern, ⁴ Baum ³	Stern, Masche	Stern, Masche	Stern, Masche	
Reich- weite⁵	≈ 50 km bis weltweit ⁶	≈ 15 km	200 bis >1 Mrd. km	≈ 100 km	≈ 15 km	≈ 1 km bis 10 km	≈ 100 m	≈ 10 m	≈ 1 m
Kosten, Aufwand	gering	mittel bis hoch ⁷	sehr hoch	gering ⁸	mittel bis hoch ⁷	gering bis mittel	gering bis mittel	gering bis mittel	sehr gering ⁹

¹ z. B. für Polizei und Feuerwehr

² nur bei > 2 aktiven TXn sinnvoll

³ Vermaschung möglich

⁴ innerhalb der Zellen (über BS)

⁵ ohne größere Hindernisse

⁶ stark frequenzabhängig

⁷ abhängig von Anzahl BSen

⁸ im Vergleich zu Leitung

⁹ für Etikett

A.2 Protokolle

Tab. A.2: Übertragungsprotokolle drahtloser Netzwerke (WWAN, WLAN, WPAN) im Überblick. [24, 57, 100, 101, 102, 58, 103]

	Spezi- fikation offen	ISO/ OSI Layer	Nutzung durch	Energie ^{1,2}	Topo- logie ³	Verbin- dungs- art ³	Anwendung
802.11	✓	1–2 1–7	Wi-Fi	o	Stern, ⁴	fest, ⁴ ad hoc ^{4,5} („direct“)	Netzwerkzugang Laptop, Handy hohe Datenrate
Bluetooth⁶ (BT)	✓	1–7 ⁷		+	Stern	ad hoc, fest	Sprache, Daten Mobiltelefone
Bluetooth Low Energy	✓	1–7 ⁷		++	Stern	ad hoc, fest	günstige, sparsame Netze, geringe Datenrate
802.15.4	✓	1–2		++			günstige, sparsame Netze,
	✓	3–7	ZigBee		Stern ⁸	ad hoc, ⁸	geringe Datenrate
	✓	3–7	W.-HART		Masche ⁸	fest ⁸	(z. B. Sensoren)
	✓	3–7	6LoWPAN				
Z-Wave G.9959	✓	1–2		+++	Masche		sehr sparsame Netze Heimanwendungen
ANT	✗ ^{9a}	1–4		+++	Stern, Masche	ad hoc, fest	Sensornetze
ISO/IEC	✓	1–3			Stern	fest	kurze Pakete
14543-3-10/11	✗ ^{9b}	4–7	EnOcean	++++			Energy-Harvesting
Diese Arbeit	✓	1–2		+++++	Stern	fest	sehr kurze Pakete vollständig biegbare SFS

¹ auch abh. von Chip und Realisierung

² auch abh. v. höheren ISO/OSI-Schichten

³ durch höhere Schichten definiert

⁴ Wi-Fi mit IEEE 802.11n/ac

⁵ unsicher und oft langsamer

⁶ entwickelt von IEEE 802.15.1 (veraltet)

⁷ div. Möglichkeiten (Anwendungsprofile)

⁸ bei ZigBee

^{9a} Nur für Partner zugänglich

^{9b} EnOcean (höhere Ebenen)

Tab. A.3: Übertragungsprotokolle auf physikalischer Ebene (PHY), MAC und LLC. [24, 57, 100, 101, 102, 58, 60, 104, 105, 106]

	PHY			MAC				LLC		1-7		
	Sende- leistung /dBm	Freq.- bänder /MHz	BW f_{BW}^{10} /MHz	Anz. Bän- der	Modu- lation	Zugriff	Duplex	Adress- länge /bit	LLC Typ	Verbind- ungs- aufbau ³	Latenz ¹¹ /ms	Netto- daten- rate ²
802.11	$\leq 20^{4,12,13}$ $\leq 23^{4,12,13}$ $\leq 30^{4,12,13}$	2440 ⁴ 5250 ⁴ 5600 ⁴	20; 40; 80; 160 ⁴	3 bis 13 ^{4,14}	OFDM, ⁴ DSSS ¹⁵	FDMA, ⁴ TDMA ⁴ CSMA/CA ⁴	TDD	48		$>200 \text{ ms}^4$	200 ⁴	5 bis ca. 1300 Mbit/s ⁴
BT	0; 4 20	2440	1	79	GFSK PSK	FHSS ¹⁶ AFH ¹⁷ TDMA	TDD	48		$\geq 100 \text{ ms}$	$\geq 10^7$	700 kbit/s
BLE	≤ 10	2440	2	40	GFSK	FHSS ¹⁶ AFH ¹⁷ TDMA	TDD	48		3 ms	3	270 kbit/s
802.15.4	$\leq 20^{18}$	780; 950 868 915 2440	0,3 0,6 2 ¹³	1 10 16 ¹³	O-QPSK BPSK GFSK DSSS	FDMA TDMA CSMA/CA	TDD	64, 16		$\approx 15 \text{ ms}^8$	5 ⁸	20 – 250 ⁴ kbit/s
Z-Wave	$\leq 14^{12}$	868 915 ¹⁹	0,3 0,4	1– 3 ¹⁹	FSK GFSK	TDMA CSMA/CA	TDD	32 +8			200	9,6 – 100 kbit/s
ANT	0; –5 –10; –20	2400	≤ 1	$\leq 85^{12}$	GFSK	TDMA FDMA	TDD	16 8			$\geq 1^{20}$	≈ 10 –50 kbit/s
ISO/IEC 14543-3-1X	$\leq 13^{12,19}$	315; 868 902; 928	0,28	1	ASK	TDMA rFBD ²¹ $\ll 1$		48 32, 24	1	–	$\geq 1^{20}$	≈ 100 kbit/s
Diese Arbeit	10; 6; 2 7; 4; 0	27; 868	≤ 3	1	ASK	TDMA	FDM (Full-Duplex)	6	1	–	$\approx 0,1^{20}$	$\approx 540^{22}$; $\approx 55^{23}$ kbit/s

¹⁻⁹ siehe Tab. A.2¹⁰ nicht 3 dB-Bandbreite f_{3dB} ¹¹ bei bestehender Verbindung,
wegen CRC: $\geq T_{\text{Paket}}$ ¹² in Europa¹³ abh. v. Frequenzband (+ Modulation)¹⁴ ohne Überlapp; 48–468 Träger/Band¹⁵ Direct Sequence Spread Spectrum¹⁶ Frequency Hopping Spread Spectrum¹⁷ Adaptive FHSS (AFH)¹⁸ bei Batteriebetrieb: typ. $\leq 0 \text{ dBm}$ ¹⁹ abhängig von Region²⁰ Gesamtverz. mit Paketdauer (wg. CRC)²¹ rel. Frequenzbelegungsdauer (*duty cycle*)²² TX aktiv²³ Sensor pro BS-Zyklus

A.3 Schwingkreise

Abb. A.1 zeigt einen Parallel- und einen Serienschwingkreis. Über die Bauteil-, Maschen- und Knotengleichungen werden die Differentialgleichungen aufgestellt, woraus die Polstellen der charakteristischen Polynome und die anfangswertabhängigen, abklingenden, homogenen Lösungen L_{hom} bestimmt werden.

Die nicht abklingenden, von der Anregung abhängigen, partikulären Lösungen L_{part} können aus der DGL über den passenden Lösungsansatz mit einigen Umformungen ermittelt werden [107]. Da die Anregung in der DGL nur in der ersten Ableitung auftritt, bleibt die Resonanzkreisfrequenz unabhängig von der Dämpfung bei $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$. Dies ist nicht bei jeder DGL der Fall.

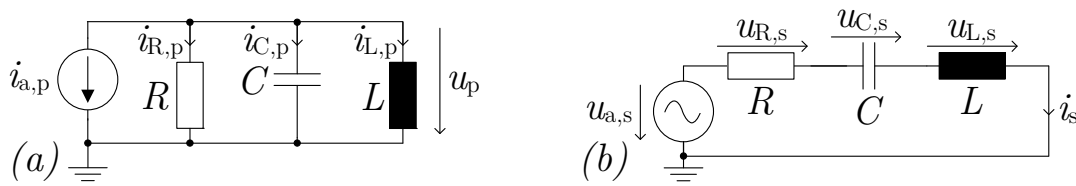


Abb. A.1: RLC -Parallel- und Serienschwingkreis.

Tab. A.4: Kenngrößen Parallel- und Serienschwingkreis.

Parameter	RLC -Parallelschwingkreis	RLC -Serienschwingkreis [107]
DGL	$\frac{i'_{a,p}}{C} = u''_p + \frac{1}{RC}u'_p + \frac{1}{LC}u_p$	$\frac{u'_{a,s}}{C} = i''_s + \frac{R}{L}i'_s + \frac{1}{LC}i_s$
Pole charakteristisches Polynom	$p_{1,2,p} = -\frac{1}{\underbrace{2RC}_{\sigma_{1,p}}} \pm j \underbrace{\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2RC}\right)^2}}_{\omega_{1,p}}$	$p_{1,2,s} = -\frac{R}{\underbrace{2L}_{\sigma_{1,s}}} \pm j \underbrace{\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}}_{\omega_{1,s}}$
Lösung	$u_p(t) = u_{\text{hom},p}(t) + u_{\text{part},p}(t)$	$i_s(t) = i_{\text{hom},s}(t) + i_{\text{part},s}(t)$
L_{hom}	$u_{\text{hom},p}(t) = U_{0,h} e^{-\sigma_{1,p}t} \sin(\omega_{1,p}t + \varphi_{1,p})$	$i_{\text{hom},s}(t) = I_{0,h} e^{-\sigma_{1,s}t} \sin(\omega_{1,s}t + \varphi_{1,s})$
Anregung	$i_{a,p}(t) = \hat{I}_{a,p} \sin(\omega t)$	$u_{a,s}(t) = \hat{U}_{a,s} \sin(\omega t)$
L_{part}	$u_{\text{part},p}(t) = \hat{U}_{\text{part},p} \sin(\omega t + \varphi_{\text{part},p})$	$i_{\text{part},s}(t) = \hat{I}_{\text{part},s} \sin(\omega t + \varphi_{\text{part},s})$
mit	$\hat{U}_{\text{part},p} = \frac{\omega \hat{I}_{a,p}}{C \sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + (2\sigma_{1,p} \omega)^2}}$ $= \frac{\hat{I}_{a,p}}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}$	$\hat{I}_{\text{part},s} = \frac{\omega \hat{U}_{a,s}}{L \sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + (2\sigma_{1,s} \omega)^2}}$ $= \frac{\hat{U}_{a,s}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$
und	$\hat{U}_{\text{part},p,\text{max}} = \hat{U}_{\text{part},p}(\omega_0) = \hat{I}_{a,p} \cdot R$ $\varphi_{\text{part},p} = \arctan\left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{2\sigma_{1,p} \omega}\right)$ $= \arctan\left[R \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right]$	$\hat{I}_{\text{part},s,\text{max}} = \hat{I}_{\text{part},s}(\omega_0) = \hat{U}_{a,s}/R$ $\varphi_{\text{part},s} = \arctan\left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{2\sigma_{1,s} \omega}\right)$ $= \arctan\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right)$
Resonanzkreisfrequenz ω_r	$\hat{U}_{\text{part},p} = \hat{U}_{\text{part},p,\text{max}} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\hat{I}_{\text{part},s} = \hat{I}_{\text{part},s,\text{max}} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
Güte	$Q_p = \frac{B}{G} = \omega_0 CR = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{\omega_0}{2\sigma_{1,p}}$	$Q_s = \frac{X}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0}{2\sigma_{1,s}}$

A.4 Mechanische Betrachtungen

Um das Prinzip der Biegebarkeit dünner Foliensysteme zu erläutern, wird als starke Vereinfachung in erster Näherung die Balkentheorie betrachtet, wobei die Folie als sehr dünner und breiter Balken betrachtet. Da sich die Oberflächenrauigkeit mit abnehmender Dicke jedoch zunehmend stark auf die mechanischen Eigenschaften auswirkt, muss diese in genaueren Betrachtungen wie bei der „Stoney“-Formel betrachtet werden [108]. Die Beschreibung hier beschränkt sich jedoch auf das grobe Prinzip der Balkentheorie.

Wirkt ein Biegemoment $M_{m,b}$ auf einen Balken, so krümmt sich dieser, wobei das Ausmaß der Krümmung κ_m von dessen Biegesteifigkeit $S_{m,b}$ abhängt. $S_{m,b}$ wird dabei aus dem Produkt von Elastizitätsmodul (E-Modul) E_m des Materials, d. h. von der Widerstandsfähigkeit des Materials gegen lineare, elastische Verformungen, und axialem Flächenträgheitsmoment $I_{m,a}$ der Geometrie des Balkens, das ist die Widerstandsfähigkeit der Form gegen Biegung oder Drehung, gebildet. Entscheidend ist hierbei, dass die mechanische Spannung σ_m bei einer Biegung gemäß Abb. A.2 im Balkenquerschnitt quer zur Biegeachse (Balkenhöhe h_B) von der neutralen Phase bis zum Rand linear zunimmt. $S_{m,b}$ kann für einen rechteckförmigen Balkens mit neutraler Phase in der Mitte des Balkens folglich nach (A.1) berechnet werden, wobei die Krümmung ein Näherungswert für kleine Werte darstellt. κ_m nimmt also bei konstantem $M_{m,b}$ mit $1/h_B^3$ ab. [109]

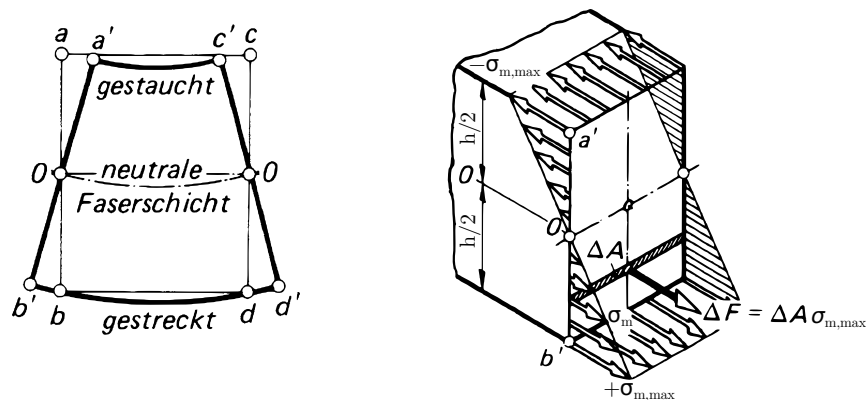


Abb. A.2: Biegung eines Balkens. Quelle: [109]

$$\text{Biegefestigkeit} = S_{m,b} = \frac{M_{m,b}}{\kappa_m} = E_m I_{m,a} = E_m \frac{h_B^3 b}{12} \quad (\text{A.1})$$

$$\text{mit } \kappa_m = \frac{\Delta\varphi_B}{\Delta s_{B,l}} = \frac{1}{r_m}; \quad \varphi_B \hat{=} \text{Winkel Tangente} \quad (\text{A.2})$$

$$s_{B,l} \hat{=} \text{Position entlang Balkenlänge } l_B; \quad r_m \hat{=} \text{Radius Kreisabschnitt} \quad (\text{A.3})$$

Die maximal auftretende mechanische Spannung $\sigma_{m,max}$ im Material bei einer Biegung durch $M_{m,b}$ lässt sich über das axiale Widerstandsmoment $W_{m,a}$ berechnen, welches den Quotient von $I_{m,a}$ und dem maximalen Abstand quer zur Biegerichtung, hier $h_B/2$, darstellt [109]:

$$\sigma_{m,max} = \frac{M_{m,b}}{W_{m,a}} = M_{m,b} \frac{h_B}{2I_{m,a}} = \frac{6M_{m,b}}{h^2 b} \quad (\text{A.4})$$

(A.4) nach $M_{m,b}$ aufgelöst und in (A.1) eingesetzt ergibt:

$$\frac{\sigma_{m,\max}}{\kappa_m} = \frac{S_{m,b}}{W_{m,a}} = h_B \frac{E_m}{2} \quad (\text{A.5})$$

Bei konstantem κ_m nimmt $\sigma_{m,\max}$ also linear mit h_B zu und bei konstantem $\sigma_{m,\max}$ nimmt κ_m mit abnehmendem h_B zu.

Um eine Zerstörung bei einer Biegung zu vermeiden, darf die Biegefestigkeit $\sigma_{m,b}$ nicht überschritten werden. Bei Silizium ist $\sigma_{m,b}$ aufgrund der Kristallstruktur richtungsabhängig und hängt außerdem stark von der Oberfläche ab. Grob abgeschätzt liegt der Wert meist im Bereich von knapp 200 MPa bis zu mehreren GPa [36, 110, 111]. Bei spröden Materialien wie monokristallinem Silizium liegt die Elastizitätsgrenze $\sigma_{m,E}$ nicht viel tiefer.

$r_{m,\min}$ ist also näherungsweise proportional zu h_B . Für ein geringes r_m ist daher bei gleichbleibenden Materialeigenschaften eine geringe Dicke der Folie $d_F \hat{=} h_B$, sowie der eingebetteten Komponenten erforderlich. Um eine gleichmäßige Biegung zu erhalten, sollte $S_{m,b}$ zudem möglichst homogen sein, wofür bei konstanter Dicke insbesondere E_m entscheidend ist. Materialien mit hohem E_m sollten daher besonders dünn gewählt werden. Dies gilt insbesondere für ICs bei einem $E_{m,\text{Si}}$ im Bereich von ca. 130–170 GPa, welches etwas höher als $E_{m,\text{Cu}} \approx 126$ GPa und etwas geringer als $E_{m,\text{Stahl}} \approx 210$ GPa, aber deutlich höher als bei Folienmaterialien wie z. B. Polyimiden (PI) mit $E_{m,\text{PI}}$ im Bereich von 2,3–11 GPa und Flüssigkristallpolymeren (LCP) mit $E_{m,\text{LCP}}$ im Bereich von 2,5–23 GPa liegt [112, 113, 114, 109, 115].

Materialien mit hohem E_m sollten außerdem, insbesondere wenn sie spröde sind, bei der bei Biegungen neutralen Phase der Folie eingebettet werden.

Mit abnehmender Dicke wird für genauere Betrachtungen wie z. B. in [108] die Oberflächenbeschaffenheit relevant.

A.5 Herleitungen

A.5.1 Parallel-Serienumwandlung verlustbehafteter Induktivitäten und Kondensatoren (feste Frequenz)

Abb. A.3 zeigt eine Induktivität L_s mit Serienwiderstand R_s (a) und mit eine Induktivität L_p mit Parallelwiderstand R_p (b) sowie einen Kondensator C_s mit Serienwiderstand R_s (c) und mit einen Kondensator C_p mit Parallelwiderstand R_p (d). Es sollen die jeweils anderen Parameter bestimmt werden, welche bei einer festen Frequenz ω_0 dieselbe Impedanz und Admittanz ergeben.

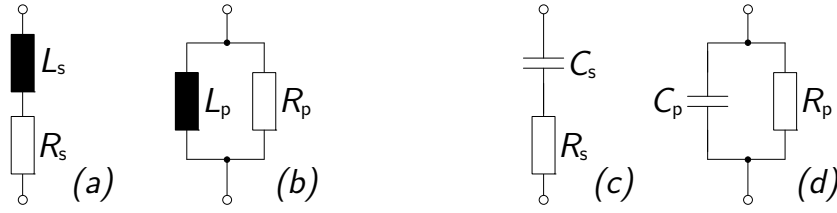


Abb. A.3: Induktivität L_s mit Serienwiderstand R_s (a) und Induktivität L_p mit Parallelwiderstand R_p (b), sowie Kondensator C_s mit Serienwiderstand R_s (c) und mit einem Kondensator C_p mit Parallelwiderstand R_p (d).

$$\begin{aligned}
 (a): \quad Z_s &= R_s + j\omega L_s & Y_s &= \frac{1}{R_s + j\omega L_s} \\
 (b): \quad Z_p &= \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p}} & Y_p &= \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p} \\
 (c): \quad Z_s &= R_s + \frac{1}{j\omega C_s} & Y_s &= \frac{1}{R_s + \frac{1}{j\omega C_s}} \\
 (d): \quad Z_p &= \frac{1}{\frac{1}{R_p} + j\omega C_p} & Y_p &= \frac{1}{R_p} + j\omega C_p
 \end{aligned}$$

$$\text{mit } Q = \frac{B_p}{G_p} = \frac{X_s}{R_s} = \frac{R_p}{\omega L_p} = \frac{\omega L_s}{R_s} = \omega C_p R_p = \frac{1}{\omega C_s R_s} \quad (\text{A.6})$$

$$\begin{aligned}
 (a) \rightarrow (b): \quad Y_s &= \frac{1}{R_s + j\omega L_s} = \frac{R_s - j\omega L_s}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} = \frac{1}{R_s} - \frac{j\omega L_s}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \\
 &= \frac{1}{1 + \frac{\omega^2 L_s^2}{R_s^2}} - \frac{j\omega L_s}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} = \frac{1}{R_s} \underbrace{\frac{1}{1 + Q^2}}_{R_{p,\text{äq}}(\omega)} + \frac{j\omega L_s}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \underbrace{\frac{1 + Q^2}{Q^2}}_{L_{p,\text{äq}}(\omega)} \quad (\text{A.7})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (b) \rightarrow (a): \quad Z_p &= \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p}} = \frac{j\omega L_p R_p}{j\omega L_p + R_p} = \frac{j\omega L_p R_p (R_p - j\omega L_p)}{\omega^2 L_p^2 + R_p^2} = \frac{\omega^2 L_p^2 R_p + j\omega L_p R_p^2}{\omega^2 L_p^2 + R_p^2} \\
 &= \frac{R_p + j\omega L_p \frac{R_p^2}{\omega^2 L_p^2}}{1 + \frac{R_p^2}{\omega^2 L_p^2}} = \underbrace{R_p \frac{1}{1 + Q^2}}_{R_{s,\text{äq}}(\omega)} + j\omega L_p \underbrace{\frac{Q^2}{1 + Q^2}}_{L_{s,\text{äq}}(\omega)} \quad (\text{A.8})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (c) \rightarrow (d): \quad Y_s &= \frac{1}{R_s + \frac{1}{j\omega C_s}} = \frac{j\omega C_s}{j\omega C_s R_s + 1} = \frac{\omega^2 C_s^2 R_s + j\omega C_s}{1 + \omega^2 C_s^2 R_s^2} \\
 &= \frac{\frac{1}{R_s} + j\omega C_s \frac{1}{\omega^2 C_s^2 R_s^2}}{\frac{1}{\omega^2 C_s^2 R_s^2} + 1} = \frac{1}{R_s} \underbrace{\frac{1}{1 + Q^2}}_{R_{p,\text{äq}}(\omega)} + j\omega C_s \underbrace{\frac{Q^2}{1 + Q^2}}_{C_{p,\text{äq}}(\omega)} \quad (\text{A.9})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (d) \rightarrow (c): \quad Z_p &= \frac{1}{\frac{1}{R_p} + j\omega C_p} = \frac{R_p}{j\omega C_p R_p + 1} = \frac{R_p - j\omega C_p R_p^2}{\omega^2 C_p^2 R_p^2 + 1} \\
 &= \underbrace{R_p \frac{1}{1 + Q^2}}_{R_{s,\text{äq}}(\omega)} + \frac{1}{j\omega C_p} \underbrace{\frac{1 + Q^2}{Q^2}}_{C_{s,\text{äq}}(\omega)} \quad (\text{A.10})
 \end{aligned}$$

B Empfänger

B.1 Synchron-Demodulator

B.1.1 Demodulation

B.1.1.1 Quadriertes Signal ohne Filterung

$$\begin{aligned}
u_{\text{o,SDEM,d}}(t) = & A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{\text{LO}}^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{m_{\text{A}}^2}{4} + m_{\text{A}} \cos(\omega_{\text{BB}}t) + \frac{m_{\text{A}}^2}{4} \cos(2\omega_{\text{BB}}t) \right. \\
& + \frac{m_{\text{A}}^2}{8} \cos(2[\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{BB}}]t) + \frac{m_{\text{A}}}{2} \cos([2\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{BB}}]t) + \left. \left(\frac{1}{2} + \frac{m_{\text{A}}^2}{4} \right) \cos(2\omega_{\text{LO}}t) \right. \\
& \left. + \frac{m_{\text{A}}}{2} \cos([2\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{BB}}]t) + \frac{m_{\text{A}}^2}{8} \cos(2[\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{BB}}]t) \right] \\
& + A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{\text{LO}} u_{\text{i,n,d}}(t) [m_{\text{A}} \cos([\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{BB}}]t) + 2 \cos(\omega_{\text{LO}}t) \\
& + m_{\text{A}} \cos([\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{BB}}]t)] + A_{\text{SDEM}} u_{\text{i,n,d}}^2(t) \tag{B.1}
\end{aligned}$$

B.1.1.2 Ohne Quadrierung

Führt man statt der Quadrierung zum Vergleich eine Multiplikation mit $u_{\text{i,A,d}}(t) = \hat{U}_{\text{LO}} \cos(\omega_{\text{LO}}t) \cdot [1 + m_{\text{A}} \cos(\omega_{\text{BB}}t)] + u_{\text{i,n,d}}(t)$, aber mit $\hat{U}_{\text{i,B,d}}(t) = \hat{U}_{\text{LO}} \cos(\omega_{\text{LO}}t)$ oder umgekehrt durch, so erhält man:

$$\begin{aligned}
u_{\text{o,SDEM,d}}^*(t) = & A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{\text{LO}}^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{m_{\text{A}}}{2} \cos(\omega_{\text{BB}}t) + \frac{m_{\text{A}}}{4} \cos([2\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{BB}}]t) + \right. \\
& \left. \frac{1}{2} \cos(2\omega_{\text{LO}}t) + \frac{m_{\text{A}}}{4} \cos([2\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{BB}}]t) \right] + A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{\text{LO}} u_{\text{i,n,d}}(t) \cos(\omega_{\text{LO}}t) \tag{B.2}
\end{aligned}$$

$$\implies u_{\text{o,SDEM,TP,d}}^*(t) = A_{\text{SDEM}} \left(\hat{U}_{\text{LO}}^2 \frac{1+m_{\text{A}} \cos(\omega_{\text{BB}}t)}{2} + \hat{U}_{\text{LO}} \text{TP}\{u_{\text{i,n,d}}(t) \cos(\omega_{\text{LO}}t)\} \right) \tag{B.3}$$

Nach einer TP-Filterung treten abgesehen vom Rauschen in erster Näherung dieselben Frequenzen auf, wobei das BB-Signal ohne Quadrierung nur mit der halben Amplitude, aber dafür ohne Verzerrungen vorkommt.

Durch die TP-Filterung wird ein spektraler Anteil des Rauschen ausgeschnitten. Unter denselben Voraussetzungen wie zuvor, werden die Terme dabei nach Abschnitt B.1.2 ebenfalls näherungsweise mit dem Faktor $\sqrt{K_{\text{ns,SDEM}}} = \sqrt{K_{\text{n,SDEM}}}$ übertragen.

B.1.2 Verhalten rauschbehaftetes Signal

Um die Auswirkung des Eingangsrauschens auf das mit dem SDEM aus Abb. 4.8 demodulierten Signal abschätzen zu können, soll als überlagertes, differenzielles Rauschsignal $u_{\text{i,n,d}}(t)$ am Eingang ein im Band über der Frequenz gleichverteiltes (weißes) Rauschsignal mit gaußförmiger Amplitudenverteilung angenommen werden (AWGN). Es wird angenommen, dass sich das Signal am SDEM-Eingang mit der BW $f_{3\text{dB,i}} \approx 2,13 \text{ MHz}$ um die Mittenfrequenz $f_{\text{ref}} \approx 27 \text{ MHz}$ befindet. Bei quadratischer Betrachtung des SDEM tritt das Signal am Ausgang nach (4.8) ebenfalls (korreliert) quadratisch auf.

Durch die Quadrierung des SDEMs bilden sich am Ausgang Anteile des quadrierten Signals, des quadrierte Rauschsignals sowie dem Produkt beider Signale.

B.1.2.1 Quadriertes Rauschsignal

Zunächst soll untersucht werden, wie sich die Quadrierung auf weißes Rauschen auswirkt. Dazu liege am Eingang zu einem bestimmten Zeitpunkt ein Rauschsignal in Form von n unkorrelierten Teilsignalen vor, wobei die Anteile in der quadratischen Summe das Gesamtrauschen ergeben.

Für ein solches, spektral verteiltes Rauschsignal $u_{i,\text{nv},\text{d}}(t)$ welches in (B.4) gezeigt ist, sind in (B.5) die Ausgangssignale $u_{o,\text{nv},\text{d}}(t)$ gezeigt.

$$u_{i,\text{nv},\text{d}}(t) = \sum_{i=1}^n \hat{U}_{ni} \cos(\omega_{ni}t) \quad (\text{B.4})$$

$$u_{o,\text{nv},\text{d}}(t) = A_{\text{SDEM}} \sum_{i=1}^n \left[\frac{\hat{U}_{ni}^2}{2} + \frac{\hat{U}_{ni}^2 \cos(2\omega_{ni}t)}{2} \right. \\ \left. + \sum_{j \neq i} \left(\hat{U}_{ni} \hat{U}_{nj} \cos([\omega_{ni} - \omega_{nj}]t) + \hat{U}_{ni} \hat{U}_{nj} \cos([\omega_{ni} + \omega_{nj}]t) \right) \right] \quad (\text{B.5})$$

$f_{n1}, f_{n2}, \dots, f_{nn}$ sind die zugehörigen Frequenzen und befinden sich mit der BW $f_{3\text{dB},i}$ um f_{ref} , sodass die Differenzen im Basisband liegen können. Ist die Differenz der zugehörigen Frequenzen allerdings deutlich größer als $f_{3\text{dB},\text{SDEM}}$, so werden sie näherungsweise ausgefiltert. Die Terme mit den doppelten Frequenzen sowie den Frequenzsummen werden dabei ausgefiltert.

$$u_{o,\text{nv},\text{TP}^*,\text{d}}(t) = A_{\text{SDEM}} \sum_{i=1}^n \left[\frac{\hat{U}_{ni}^2}{2} + \sum_{j \neq i} \hat{U}_{ni} \hat{U}_{nj} \cos([\omega_{ni} - \omega_{nj}]t) \right] \quad (\text{B.6})$$

Da ein Ungleichgewicht näherungsweise durch eine verringerte Anzahl an Komponenten dargestellt werden kann, soll von Komponenten mit derselben Gewichtung, nämlich $\hat{U}_{ni} = \frac{1}{\sqrt{n}} \hat{U}_{n0}$, ausgegangen werden, sodass die quadratischen Summe \hat{U}_{n0} ergibt.

In (B.6) treten insgesamt $n(n-1)$ Fälle mit \cos -Termen und Auslenkung $A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{ni} \cdot \hat{U}_{nj}|_{i \neq j}$, und n DC-Terme mit Betrag $A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{ni}^2/2$ auf, welche insgesamt eine Anzahl von $n(n-1) + n = \frac{n!}{(n-2)!} + n = n^2$ Termen ergeben. Damit ergibt sich eine ausgangsseitige, quadratische Summe der identisch gewichteten Rauschsignale von:

$$u_{o,\text{nv},\text{TP}^*,\text{d},\text{äq}}(t) = A_{\text{SDEM}} \frac{\hat{U}_{n0}^2}{2n} \sqrt{\underbrace{1 + 1 + \dots + 1}_{n^2\text{-Mal}}} = \frac{A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{n0}^2}{2} \quad (\text{B.7})$$

Dies ist jedoch nur für ungünstige Frequenzzusammensetzungen korrekt, da aufgrund des im Vergleich zu $f_{3\text{dB},i}$ geringem $f_{3\text{dB},\text{SDEM}}$ von den cos-Termen in erster Näherung im Mittel nur ein Anteil von $\frac{2f_{3\text{dB},\text{SDEM}}}{f_{3\text{dB},i}} \approx \frac{1}{8,5} \approx 0,12$ nicht ausgefiltert wird.

Der Anteil der cos-Terme beträgt dabei $\frac{n(n-1)}{n(n-1)+n} = \frac{n(n-1)}{n^2} = \frac{n-1}{n}$, sodass das Ausgangsrauschen im Mittel über den Rauschleistungsübertragungsfaktor $K_{n,\text{SDEM}}(n) = \frac{1}{8,5} \frac{n-1}{n} + \frac{1}{n} = \frac{1}{n} \frac{n+7,5}{8,5} = \frac{1+7,5/n}{8,5}$ verringert wird. Damit folgt im Mittel:

$$u_{o,\text{nv},\text{TP},\text{d},\text{äq}}(t) = A_{\text{SDEM}} \frac{\hat{U}_{n0}^2}{2n} \sqrt{\frac{1+1+\dots+1}{n^2 K_{n,\text{SDEM}} - \text{Mal}}} \approx \sqrt{K_{n,\text{SDEM}}} \frac{A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{n0}^2}{2} \quad (\text{B.8})$$

$$\text{mit } K_{n,\text{SDEM}}(n) = \frac{1+7,5/n}{8,5} \text{ für } n \in \mathbb{N} \quad (\text{B.9})$$

Die Amplitudenverteilung entspricht nun allerdings keiner Gaußverteilung mehr, sondern einer Gaußverteilung im Quadrat.

Es ergeben sich daher die Werte $K_{n,\text{SDEM}}(1) = 1$ und $\lim_{n \rightarrow \infty} K_{n,\text{SDEM}}(n) = K_{n,\text{SDEM},\infty} \approx \frac{1}{8,5}$. Da davon ausgegangen werden kann, dass sich das Rauschen durch viele Teilsignale zusammensetzt, wird von einem Rauschleistungsübertragungsfaktor $K_{n,\text{SDEM},\infty}$ ausgegangen. Diese Reduzierung folgt aus der verringerten Rauschbandbreite am Ausgang.

B.1.2.2 Gemischte Anteile

Wird der Rauschanteil $u_{i,\text{nv},\text{d}}(t)$ mit einem Signal bei fester Frequenz, wie z. B. $\hat{U}_{\text{LO}} \cos(\omega_{\text{LO}} t)$ aus (4.8) multipliziert, so wird aus dem Rauschen effektiv das Frequenzband mit der Bandbreite $2f_{3\text{dB},\text{SDEM}}$ um f_{LO} ausgeschnitten. Am Ausgang ergeben sich dabei ähnlich zu $u_{o,\text{nv},\text{TP}^*,\text{d}}(t)$ in (B.6) n cos-Terme mit Betrag $A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{\text{LO}} \hat{U}_{ni}$, sodass sich wie in Abschnitt B.1.2.1 (B.10) ergibt.

$$u_{o,\text{nvs},\text{TP},\text{d},\text{äq}}(t) = A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{\text{LO}} \frac{\hat{U}_{n0}}{2\sqrt{n}} \sqrt{\frac{1+1+\dots+1}{n K_{\text{ns},\text{SDEM}} - \text{Mal}}} \approx \sqrt{K_{\text{ns},\text{SDEM}}} \frac{A_{\text{SDEM}} \hat{U}_{\text{LO}} \hat{U}_{n0}}{2} \quad (\text{B.10})$$

$$\text{mit } K_{\text{ns},\text{SDEM}} \approx \frac{2f_{3\text{dB},\text{SDEM}}}{f_{3\text{dB},i}} \approx \frac{1}{8,5} \approx 0,12 \quad (\text{B.11})$$

Bezüglich der gemischten Anteile ist es sinnvoll, statt $K_{\text{ns},\text{SDEM}}$ einseitig lediglich das Rauschen mit der Bandbreite $2f_{3\text{dB},\text{SDEM}}$ um f_{LO} zu betrachten, da dies auch bei frequenzabhängigem Rauschen möglich ist.

B.2 Verstärkungsregelschleife

B.2.1 Tastgradabweichungen durch Verstärkungsänderung bei Zweipunktregler

Abweichung des Tastgrads $\Delta D_{\text{TG},\Delta U}$ durch schwankende Steuerspannung $u_{\text{ctrl,VGA}}$ aufgrund Zweipunktregler-Struktur bei unterschiedlichen Datenwerten und für einen Zielastgrad von 50% bei unterschiedlichen $u_{\text{ctrl,VGA}}$. Im ungünstigsten Fall wird $u_{\text{ctrl,VGA}} = U_{\text{ctrl,avg,dL/dH}}$ angenommen. (Ergänzung zu Abschnitt 4.4.1.4)

$$\Delta D_{\text{TG},\Delta U,\text{d}\uparrow,50\text{L}} = \frac{\Delta D_{\text{s}\uparrow}}{2}(K_{\Delta\text{AU}+} - K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}}) + \frac{\Delta D_{\text{s}\downarrow}}{2}(3K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})$$

$$\frac{1}{2\pi} \left[\arcsin\left(\frac{1 - 10^{-(K_{\Delta\text{AU}+} - K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}})/10}}{2m_{\text{A}}}\right) - \arcsin\left(\frac{10^{-(3K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})/10} - 1}{2m_{\text{A}}}\right) \right] \quad (\text{B.12})$$

$$\Delta D_{\text{TG},\Delta U,\text{d}\downarrow,50\text{L}} = \frac{\Delta D_{\text{s}\uparrow}}{2}(K_{\Delta\text{AU}+} - K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}}) + \frac{\Delta D_{\text{s}\downarrow}}{2}(3K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})$$

$$\frac{1}{2\pi} \left[\arcsin\left(\frac{1 - 10^{-(K_{\Delta\text{AU}+} - K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}})/10}}{2m_{\text{A}}}\right) - \arcsin\left(\frac{10^{-(3K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})/10} - 1}{2m_{\text{A}}}\right) \right] \quad (\text{B.13})$$

$$\Delta D_{\text{TG},\Delta U,\text{d}\uparrow,50\text{H}} = \frac{\Delta D_{\text{s}\uparrow}}{2}(3K_{\Delta\text{AU}+} + K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}}) + \frac{\Delta D_{\text{s}\downarrow}}{2}(K_{\Delta\text{AU}-} + K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})$$

$$\frac{1}{2\pi} \left[\arcsin\left(\frac{1 - 10^{-(3K_{\Delta\text{AU}+} + K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}})/10}}{2m_{\text{A}}}\right) - \arcsin\left(\frac{10^{-(K_{\Delta\text{AU}-} + K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})/10} - 1}{2m_{\text{A}}}\right) \right] \quad (\text{B.14})$$

$$\Delta D_{\text{TG},\Delta U,\text{d}\downarrow,50\text{H}} = \frac{\Delta D_{\text{s}\uparrow}}{2}(3K_{\Delta\text{AU}+} + K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}}) + \frac{\Delta D_{\text{s}\downarrow}}{2}(K_{\Delta\text{AU}-} + K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})$$

$$\frac{1}{2\pi} \left[\arcsin\left(\frac{1 - 10^{-(3K_{\Delta\text{AU}+} + K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}})/10}}{2m_{\text{A}}}\right) - \arcsin\left(\frac{10^{-(K_{\Delta\text{AU}-} + K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})/10} - 1}{2m_{\text{A}}}\right) \right] \quad (\text{B.15})$$

$$\Delta D_{\text{TG},\Delta U,\text{dL},50\text{H}} = \frac{\Delta D_{\text{s}\uparrow}}{2}(3K_{\Delta\text{AU}+} + K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}}) + \frac{\Delta D_{\text{s}\downarrow}}{2}(K_{\Delta\text{AU}+} + K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}})$$

$$\frac{1}{2\pi} \left[\arcsin\left(\frac{1 - 10^{-(3K_{\Delta\text{AU}+} + K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}})/10}}{2m_{\text{A}}}\right) + \arcsin\left(\frac{1 - 10^{-(K_{\Delta\text{AU}+} + K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}})/10}}{2m_{\text{A}}}\right) \right] \quad (\text{B.16})$$

$$\Delta D_{\text{TG},\Delta U,\text{dH},50\text{L}} = \frac{\Delta D_{\text{s}\uparrow}}{2}(K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}}) + \frac{\Delta D_{\text{s}\downarrow}}{2}(3K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})$$

$$\frac{1}{2\pi} \left[-\arcsin\left(\frac{10^{-(K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})/10} - 1}{2m_{\text{A}}}\right) - \arcsin\left(\frac{10^{-(3K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})/10} - 1}{2m_{\text{A}}}\right) \right] \quad (\text{B.17})$$

$$\Delta D_{\text{TG},\Delta U,\text{dH},50\text{H}} = \frac{\Delta D_{\text{s}\uparrow}}{2}(K_{\Delta\text{AU}+} - K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}}) + \frac{\Delta D_{\text{s}\downarrow}}{2}(K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})$$

$$\frac{1}{2\pi} \left[\arcsin\left(\frac{1 - 10^{-(K_{\Delta\text{AU}+} - K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}})/10}}{2m_{\text{A}}}\right) - \arcsin\left(\frac{10^{-(K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})/10} - 1}{2m_{\text{A}}}\right) \right] \quad (\text{B.18})$$

$$\Delta D_{\text{TG},\Delta U,\text{dL},50\text{L}} = \frac{\Delta D_{\text{s}\uparrow}}{2}(K_{\Delta\text{AU}+} - K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}}) - \frac{\Delta D_{\text{s}\downarrow}}{2}(K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})$$

$$\frac{1}{2\pi} \left[\arcsin\left(\frac{1 - 10^{-(K_{\Delta\text{AU}+} - K_{\text{AU},\text{c}} + K_{\text{AU},\text{n}})/10}}{2m_{\text{A}}}\right) - \arcsin\left(\frac{10^{-(K_{\Delta\text{AU}-} - K_{\text{AU},\text{c}} - K_{\text{AU},\text{n}})/10} - 1}{2m_{\text{A}}}\right) \right] \quad (\text{B.19})$$

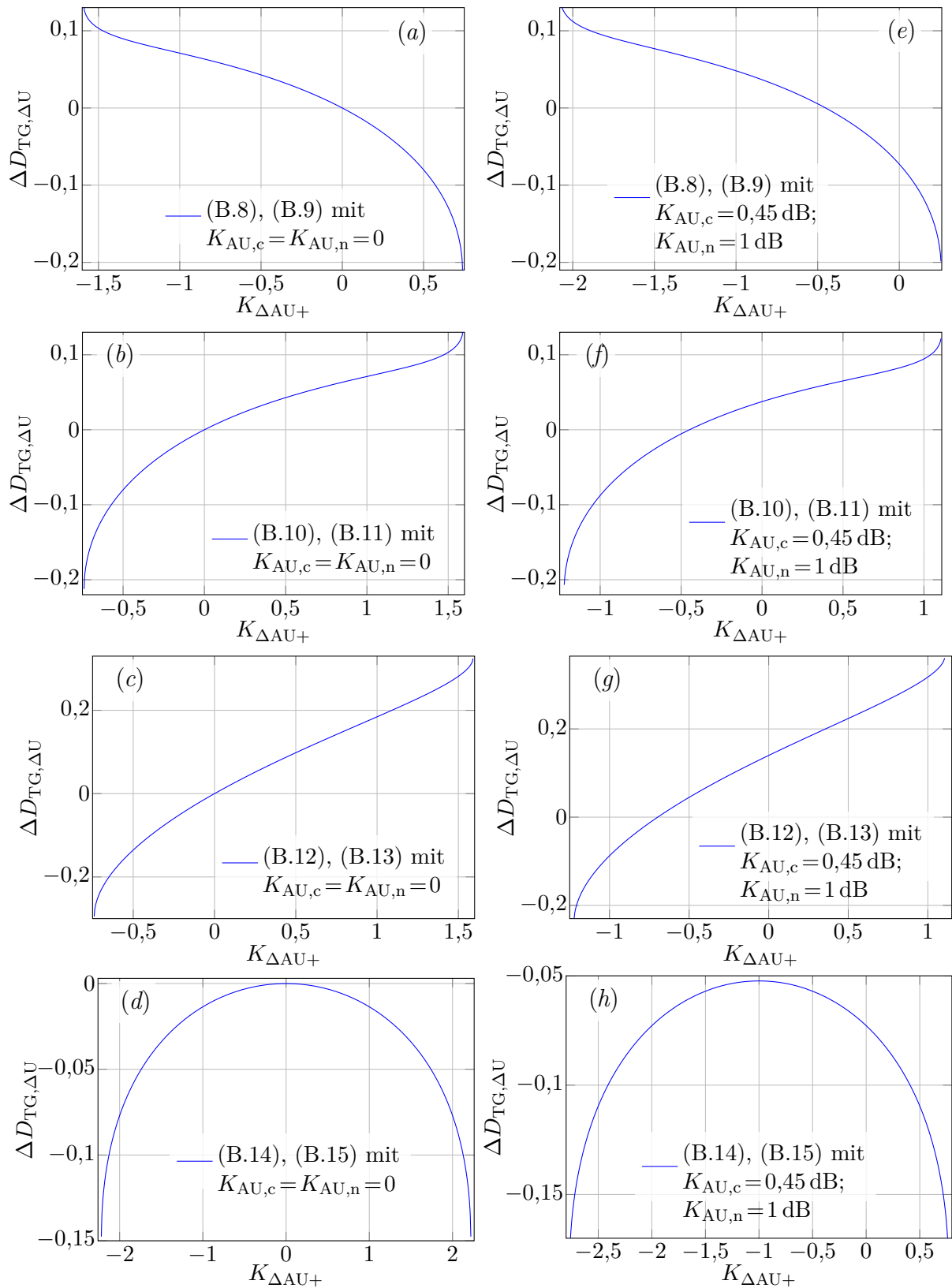


Abb. B.1: (B.13) bis (B.19) mit $m_A = \frac{1}{3}$ für $K > 0$ (relevanter Fall).

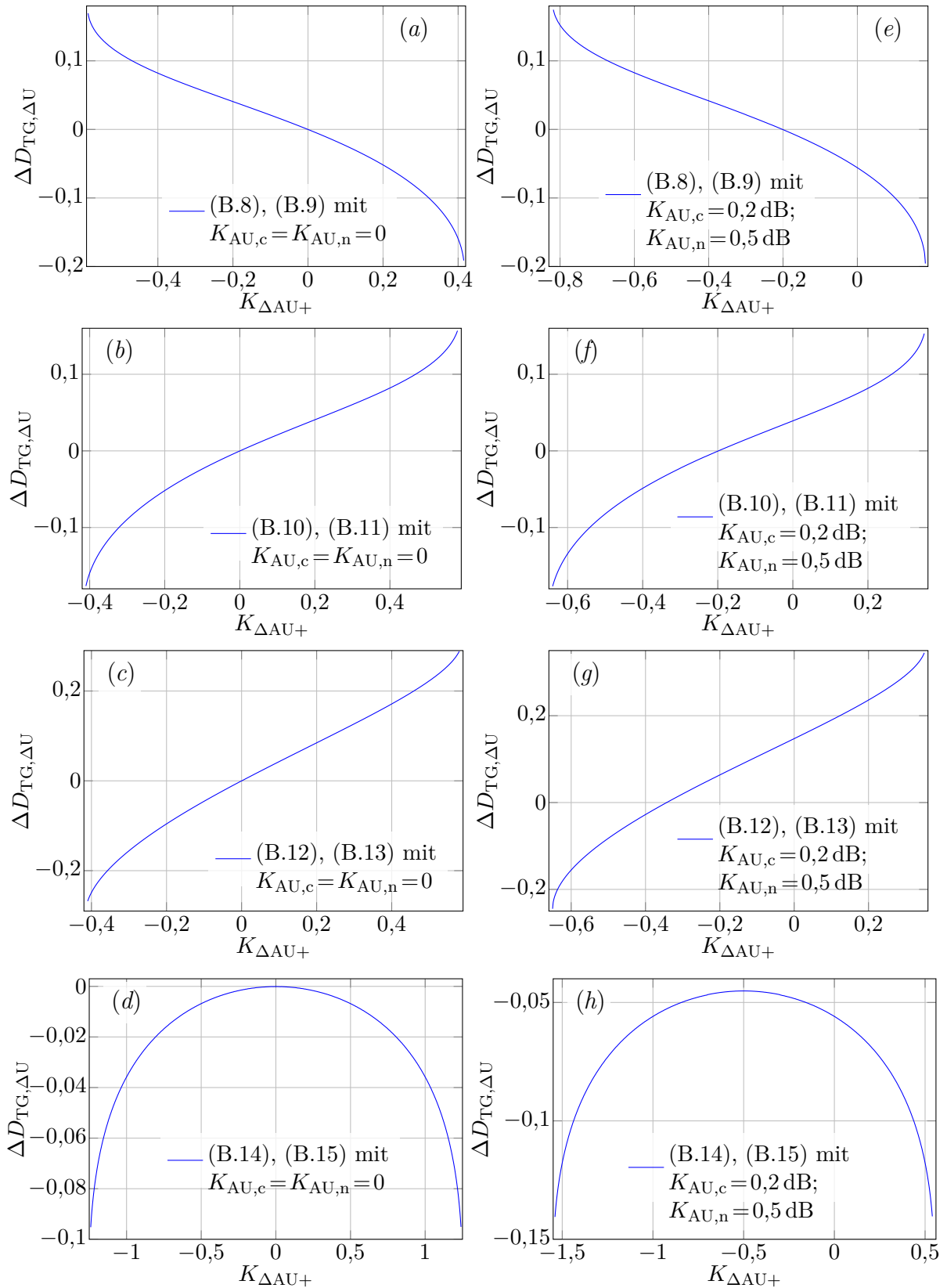


Abb. B.2: (B.13) bis (B.19) mit $m_A = \frac{1}{6}$ für $K > 0$ (relevanter Fall).

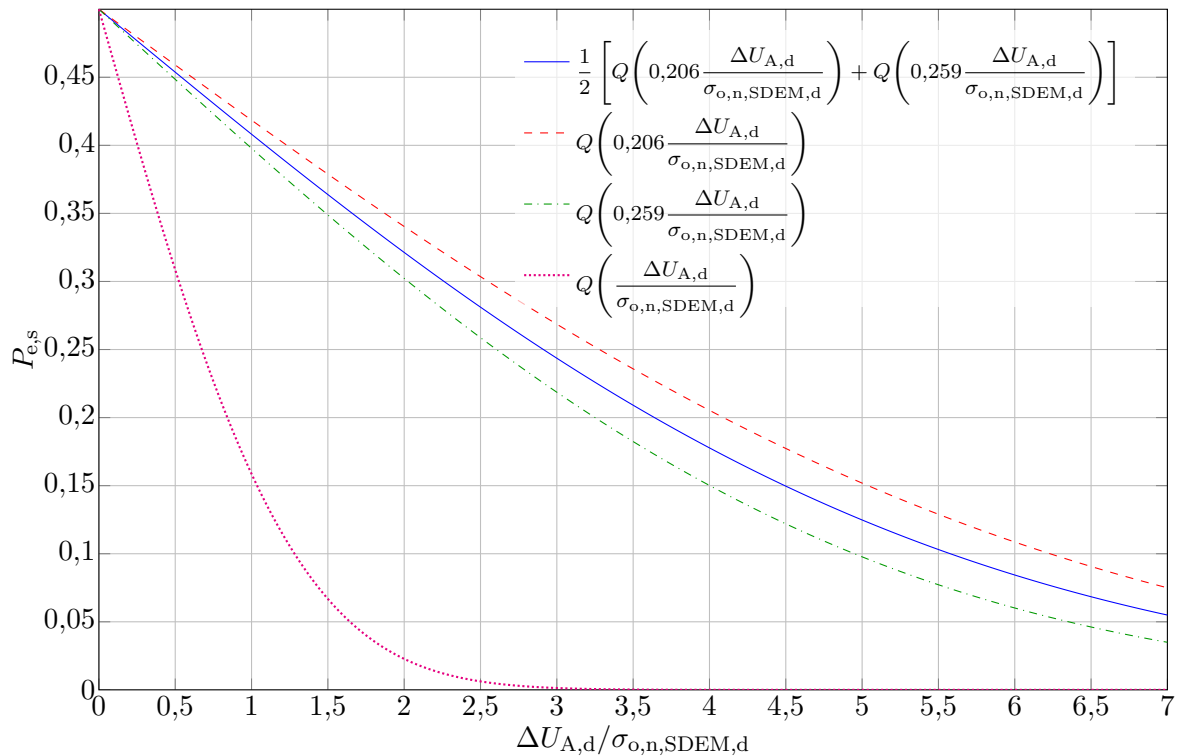


Abb. B.3: Symbolfehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,s}$ über $\Delta U_{A,d}/\sigma_{o,n,SDEM,d}$ für $m_A = 1/3$ nach (4.25) mit $K_{AU,c} = 0,45$ dB und $K_{AU,n} = 1$ dB.

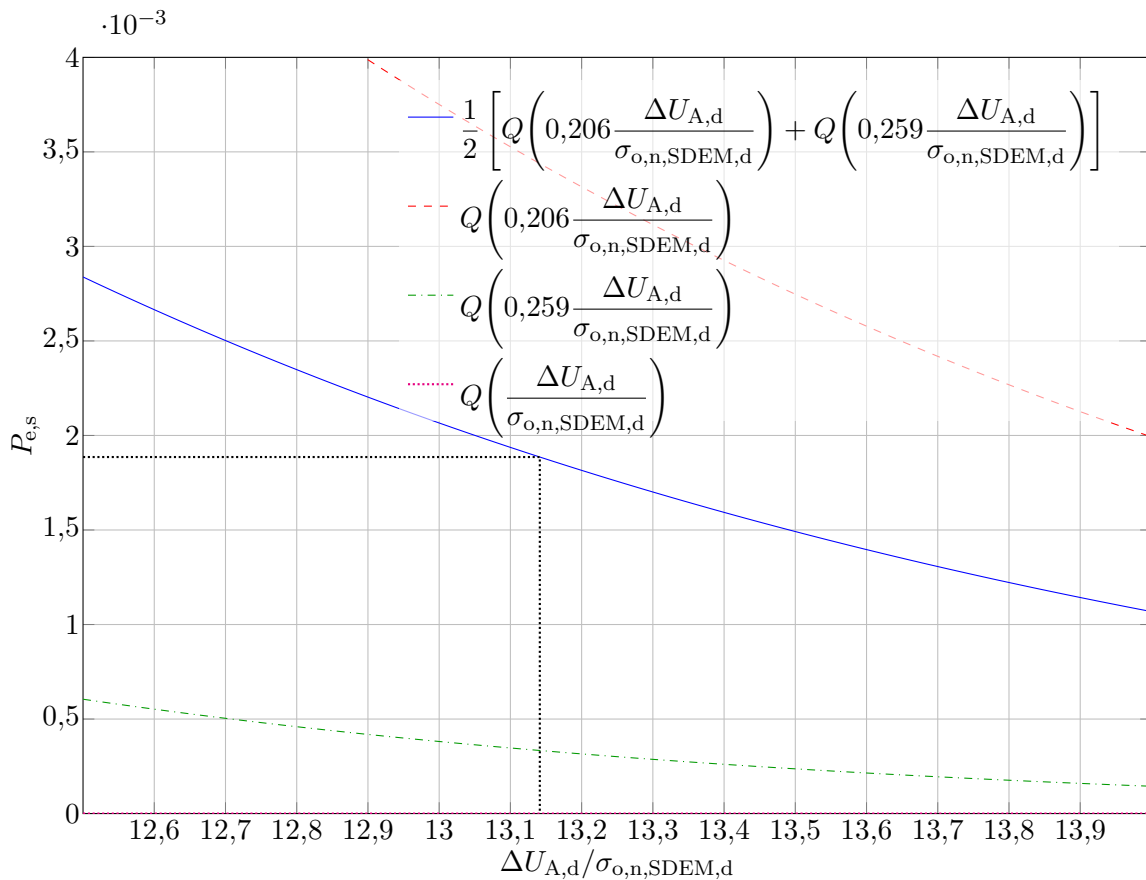


Abb. B.4: Symbolfehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,s}$ über $\Delta U_{A,d}/\sigma_{o,n,SDEM,d}$ wie in Abb. B.3 (anderer Ausschnitt) mit markiertem Punkt $(13,14 | 1,89 \cdot 10^{-3})$.

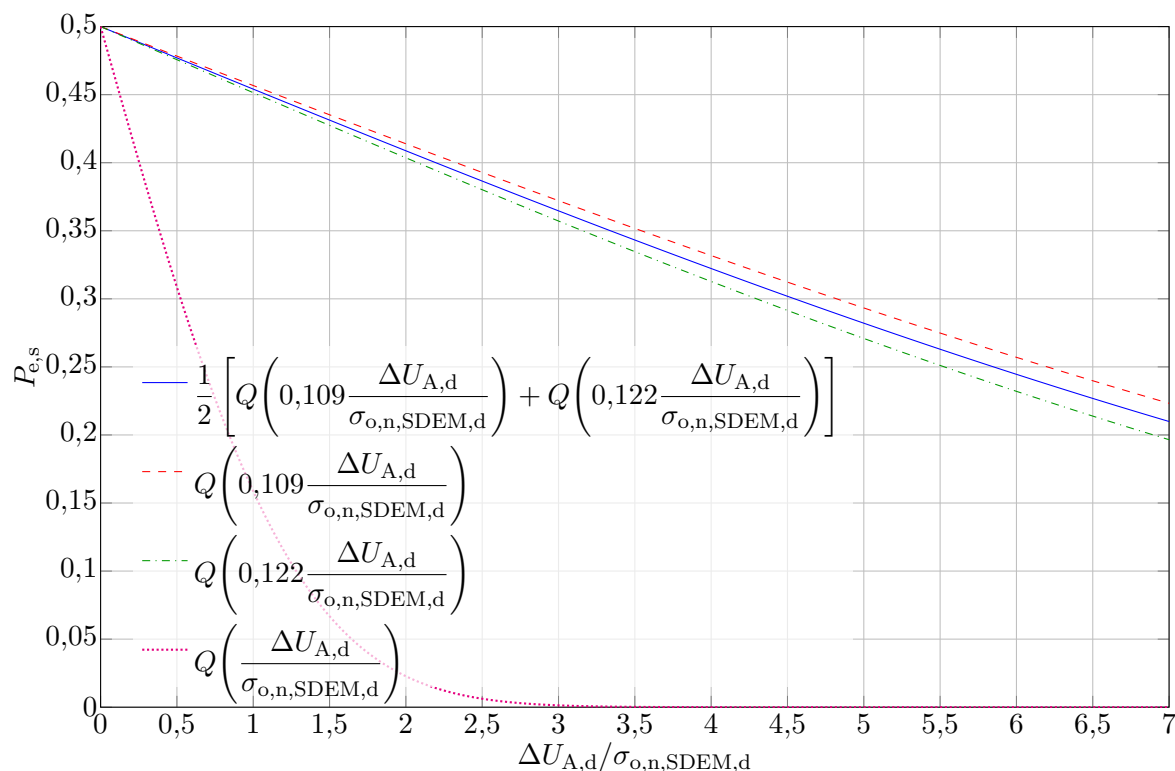


Abb. B.5: Symbolfehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,s}$ über $\Delta U_{A,d}/\sigma_{o,n,SDEM,d}$ für $m_A = 1/6$ nach (4.26) mit $K_{AU,c} = 0,2$ dB und $K_{AU,n} = 0,5$ dB.

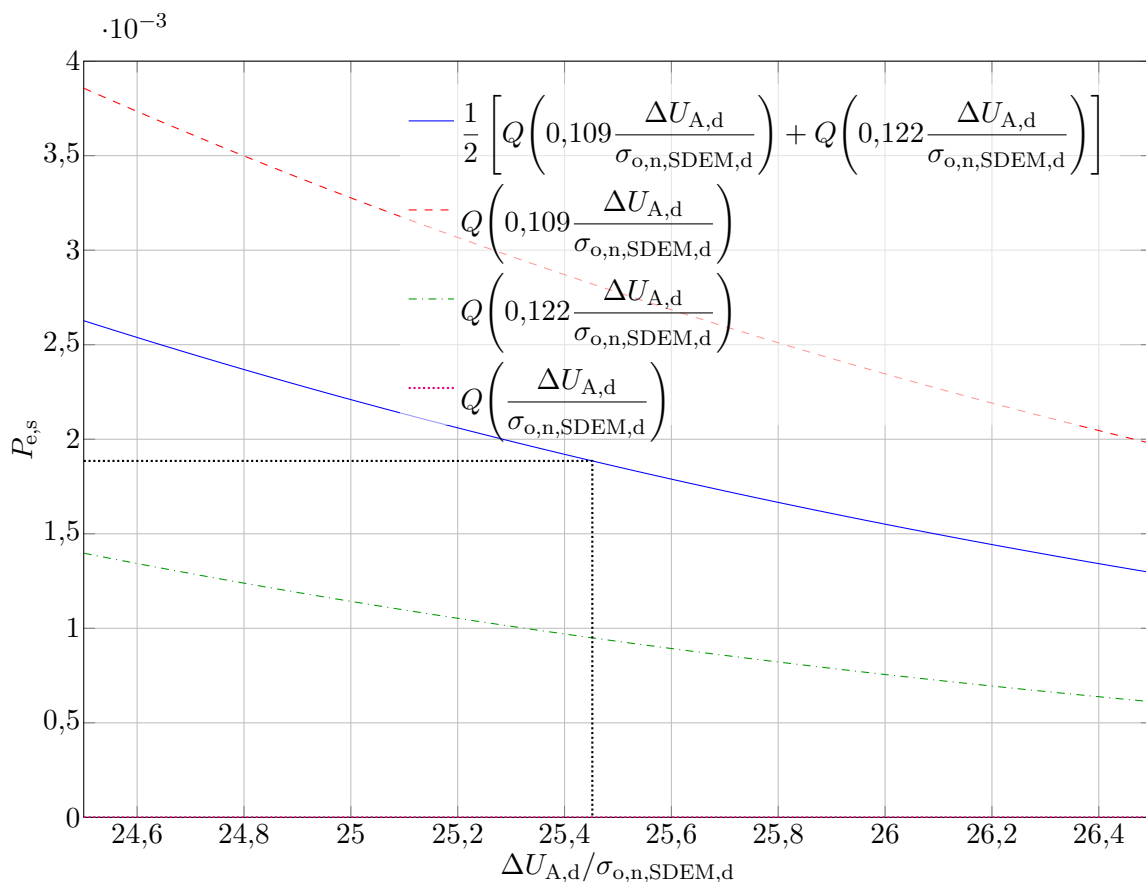


Abb. B.6: Symbolfehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,s}$ über $\Delta U_{A,d}/\sigma_{o,n,SDEM,d}$ wie in Abb. B.5 (anderer Ausschnitt) mit markiertem Punkt $(25,45 | 1,89 \cdot 10^{-3})$.

B.3 Simulationsergebnisse

B.3.1 Verstärkungs-Regelschleife

Zu Abschnitt 4.7:

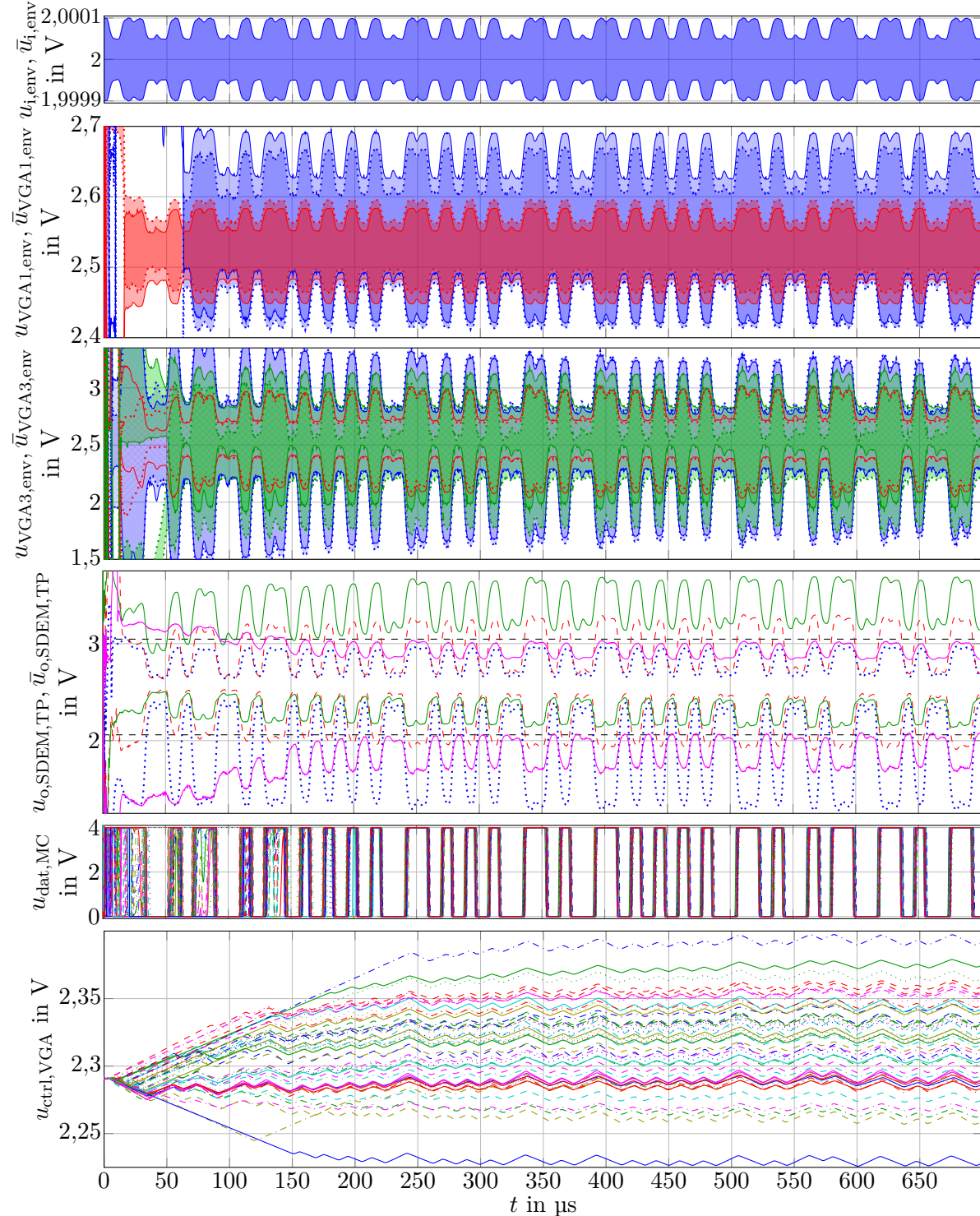


Abb. B.7: Ergebnisse Monte-Carlo-Simulationen mit 50 Durchläufen wie in Abb. 4.15 mit $U_{DD} = 4\text{ V}$, aber mit $m_A = 1/3$:

1. Zeile: Einhüllende der Eingangssignale $u_{i,\text{env}}$ und $\bar{u}_{i,\text{env}}$.
2. Zeile: Einhüllende nach 1. VGA $u_{\text{VGA1},\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA1},\text{env}}$.
3. Zeile: Einhüllende nach 3. VGA $u_{\text{VGA3},\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA3},\text{env}}$.
4. Zeile: Demodulierte Signale $u_{o,\text{SDEM},\text{TP}}$ und $\bar{u}_{o,\text{SDEM},\text{TP}}$ mit Referenz.
5. Zeile: Entschiedenenes Signal $u_{\text{dat},\text{MC}}$.
6. Zeile: Steuerspannung $u_{\text{ctrl},\text{VGA}}$.

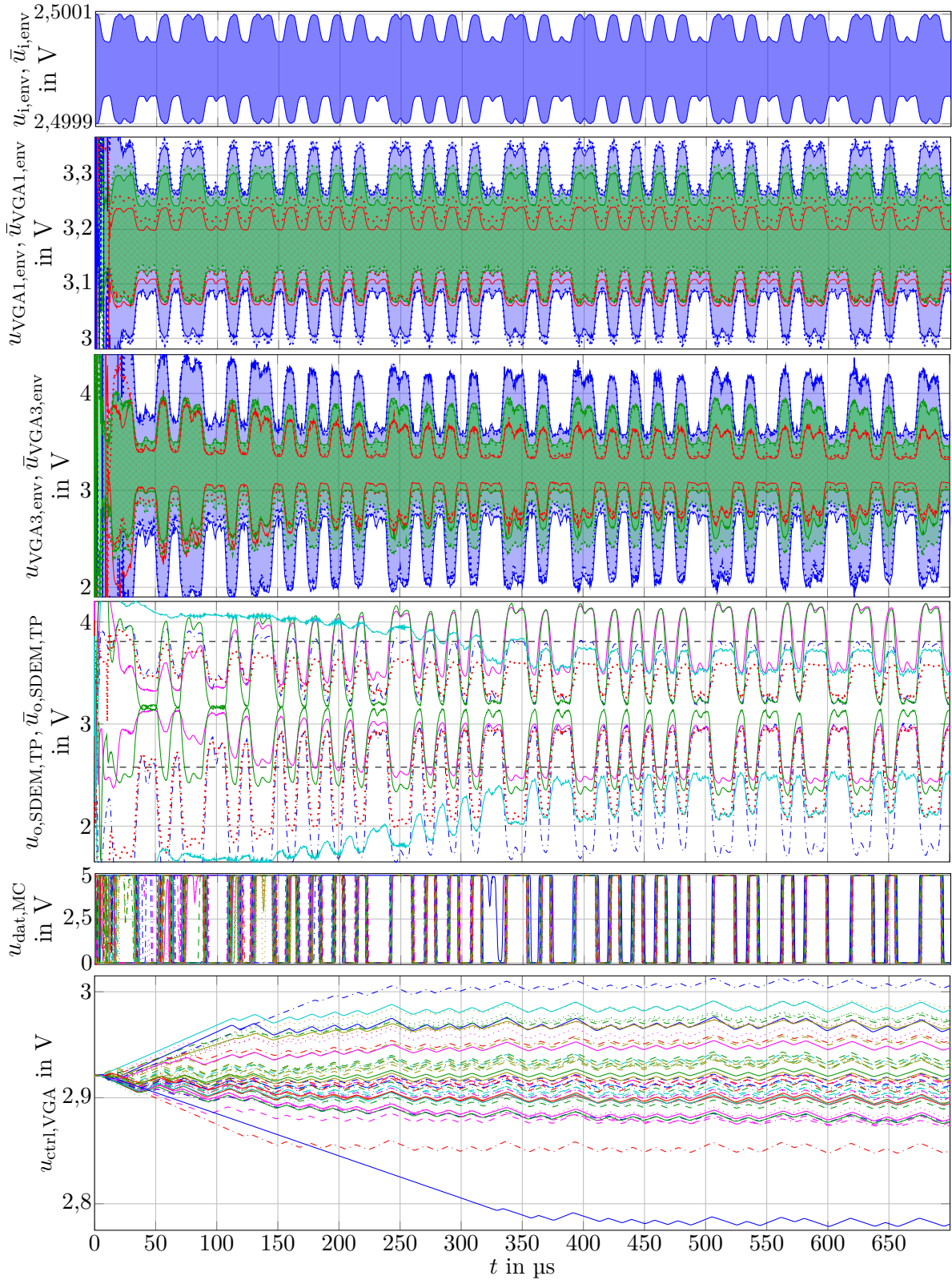


Abb. B.8: Ergebnisse Monte-Carlo-Simulationen mit 50 Durchläufen wie in Abb. B.7 mit $m_A = 1/3$, aber mit $U_{\text{DD}} = 5 \text{ V}$:

1. Zeile: Einhüllende der Eingangssignale $u_{i,\text{env}}$ und $\bar{u}_{i,\text{env}}$.
2. Zeile: Einhüllende nach 1. VGA $u_{\text{VGA1},\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA1},\text{env}}$.
3. Zeile: Einhüllende nach 3. VGA $u_{\text{VGA3},\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA3},\text{env}}$.
4. Zeile: Demodulierte Signale $u_{o,\text{SDEM,TP}}$ und $\bar{u}_{o,\text{SDEM,TP}}$ mit Referenz.
5. Zeile: Entschiedenenes Signal $u_{\text{dat,MC}}$.
6. Zeile: Steuerspannung $u_{\text{ctrl,VGA}}$.

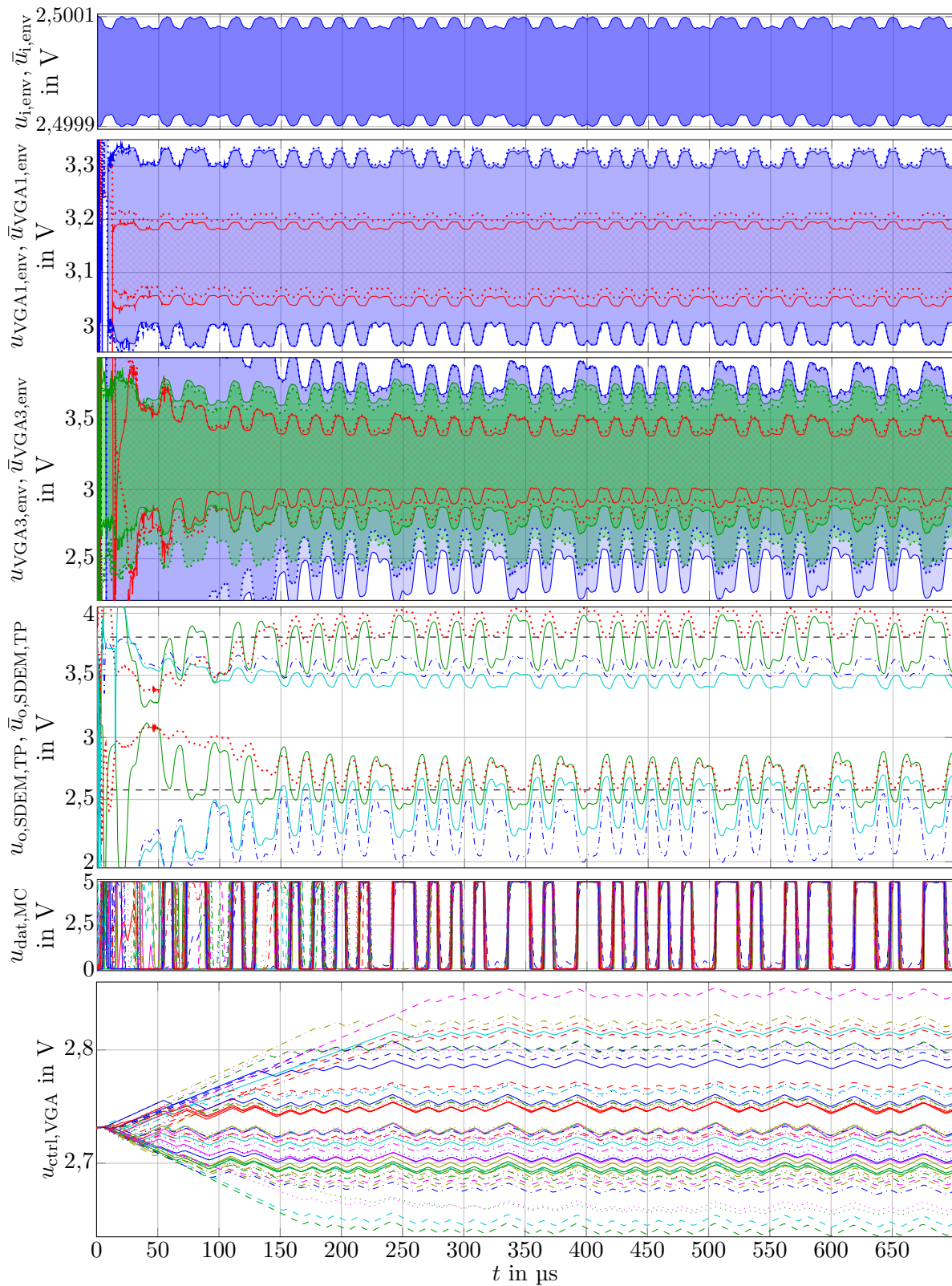


Abb. B.9: Ergebnisse Monte-Carlo-Simulationen mit 50 Durchläufen wie in Abb. B.8 mit $U_{DD} = 5 \text{ V}$, aber mit $m_A = 1/9$:

1. Zeile: Einhüllende der Eingangssignale $u_{i,env}$ und $\bar{u}_{i,env}$.
2. Zeile: Einhüllende nach 1. VGA $u_{VGA1,env}$ und $\bar{u}_{VGA1,env}$.
3. Zeile: Einhüllende nach 3. VGA $u_{VGA3,env}$ und $\bar{u}_{VGA3,env}$.
4. Zeile: Demodulierte Signale $u_{o,SDEM,TP}$ und $\bar{u}_{o,SDEM,TP}$ mit Referenz.
5. Zeile: Entschiedenenes Signal $u_{dat,MC}$ (TG in Abb. B.15 (b)).
6. Zeile: Steuerspannung $u_{ctrl,VGA}$.

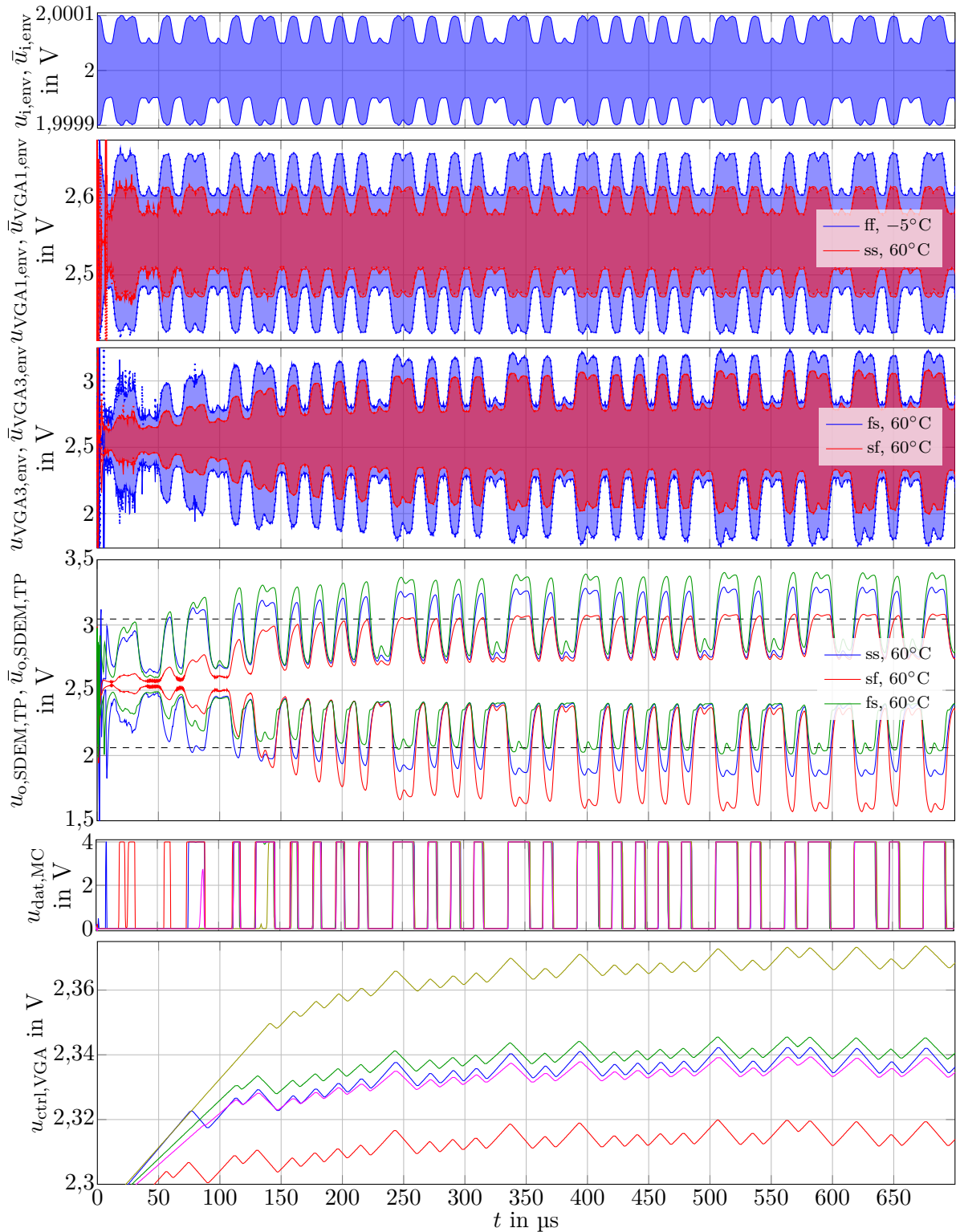


Abb. B.10: Ergebnisse mit globalen Prozess- und Temperaturschwankungen

mit $m_A = 1/3$ und $U_{\text{DD}} = 4 \text{ V}$:

1. Zeile: Einhüllende der Eingangssignale $u_{i,\text{env}}$ und $\bar{u}_{i,\text{env}}$.
2. Zeile: Einhüllende nach 1. VGA $u_{VGA1,\text{env}}$ und $\bar{u}_{VGA1,\text{env}}$.
3. Zeile: Einhüllende nach 3. VGA $u_{VGA3,\text{env}}$ und $\bar{u}_{VGA3,\text{env}}$.
4. Zeile: Demodulierte Signale $u_{o,\text{SDEM,TP}}$ und $\bar{u}_{o,\text{SDEM,TP}}$ mit Referenz.
5. Zeile: Entschiedenenes Signal $u_{\text{dat,MC}}$.
6. Zeile: Steuerspannung $u_{\text{ctrl,VGA}}$.

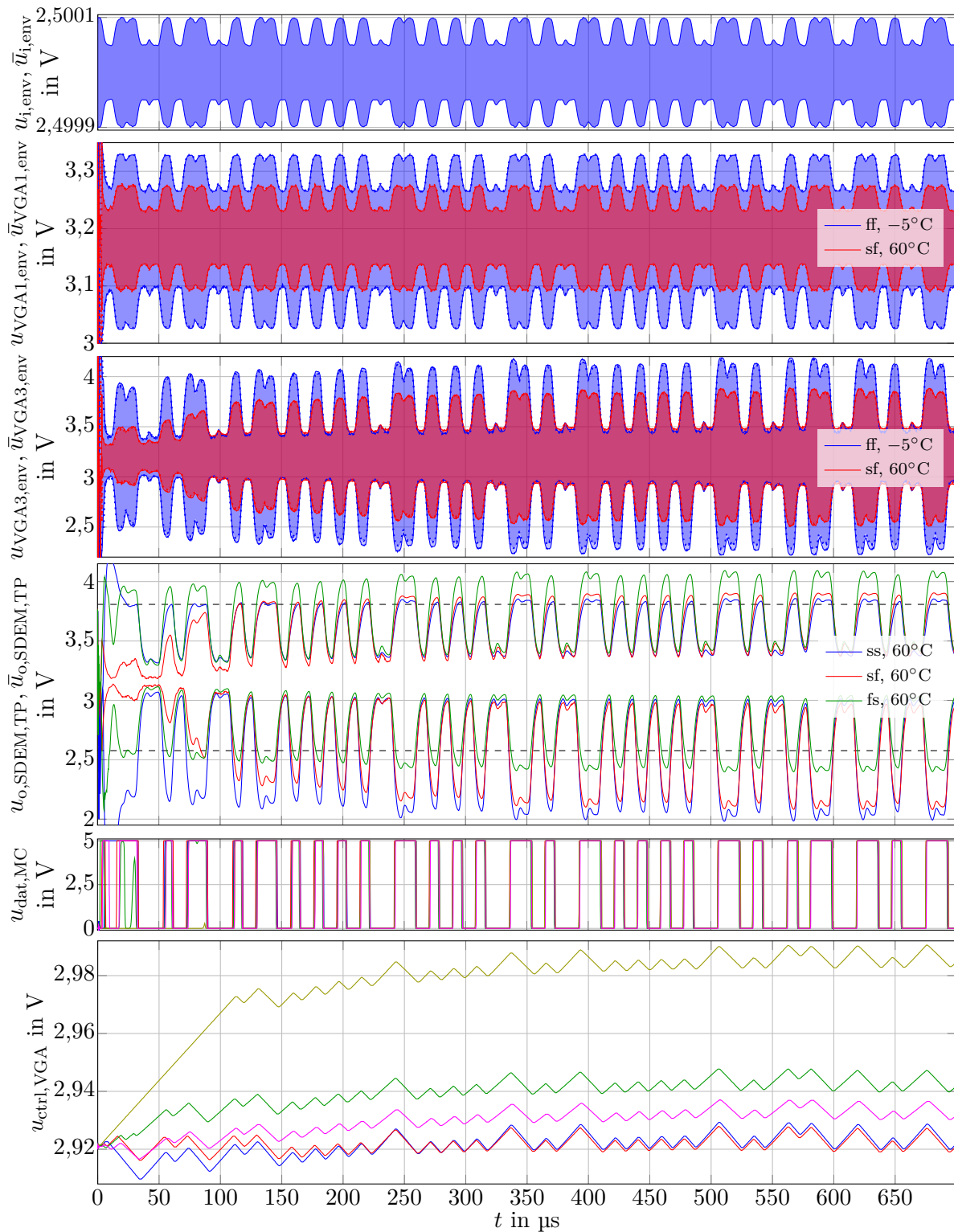


Abb. B.11: Ergebnisse mit globalen Prozess- und Temperaturschwankungen

mit $m_A = 1/3$ und $U_{\text{DD}} = 5\text{ V}$:

1. Zeile: Einhüllende der Eingangssignale $u_{i,\text{env}}$ und $\bar{u}_{i,\text{env}}$.
2. Zeile: Einhüllende nach 1. VGA $u_{\text{VGA1,env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA1,env}}$.
3. Zeile: Einhüllende nach 3. VGA $u_{\text{VGA3,env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA3,env}}$.
4. Zeile: Demodulierte Signale $u_{o,\text{SDEM,TP}}$ und $\bar{u}_{o,\text{SDEM,TP}}$ mit Referenz.
5. Zeile: Entschiedenenes Signal $u_{\text{dat,MC}}$.
6. Zeile: Steuerspannung $u_{\text{ctrl,VGA}}$.

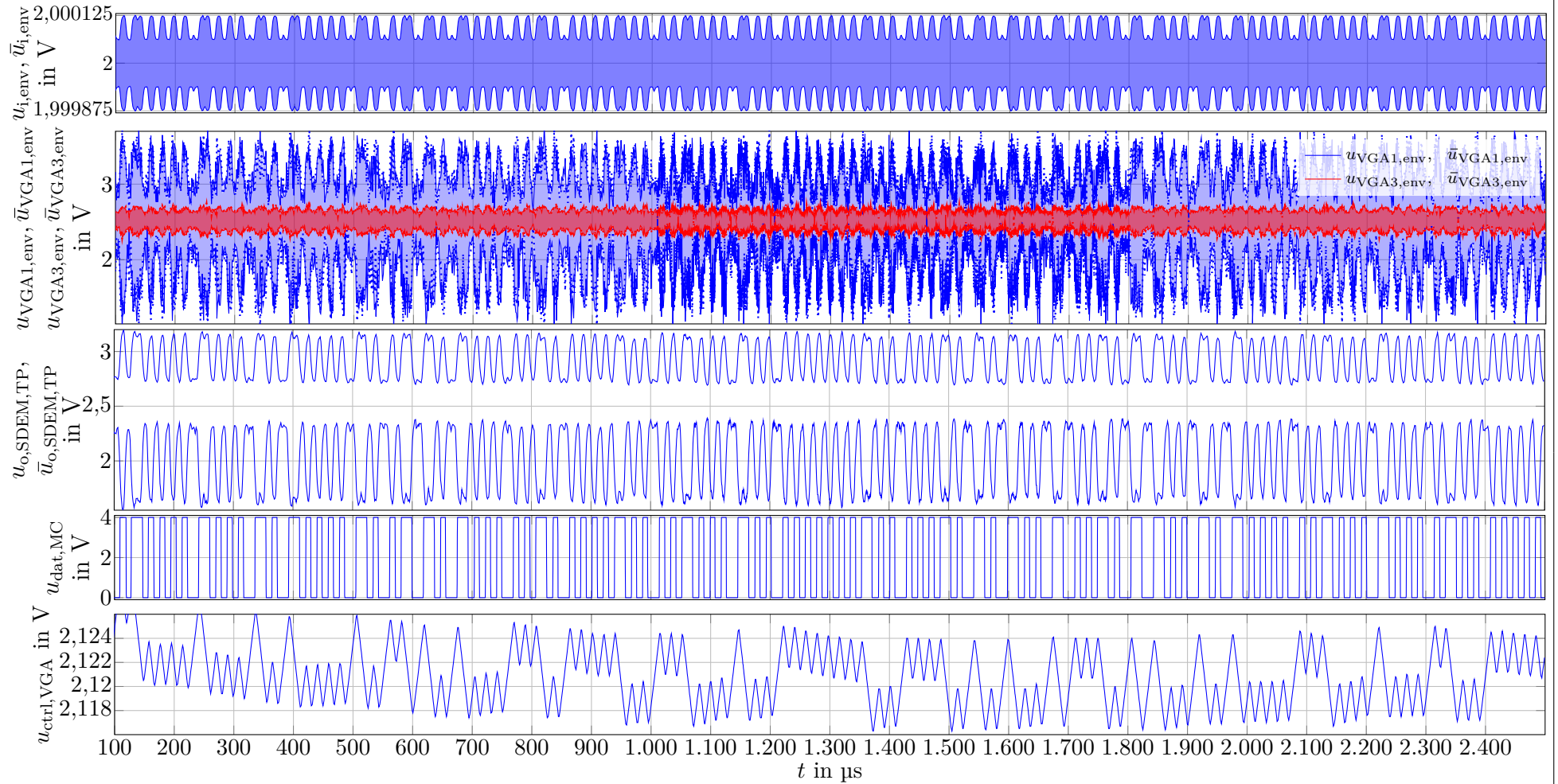


Abb. B.12: Ergebnisse bei ca. grenzwertigem SNR für Datenempfänger für eine Symbolfehlerrate von $P_{e,s} \leq 5 \cdot 10^{-3}$ bei $U_{DD} = 4 \text{ V}$ und $m_A = 1/3$: **1. Zeile:** Einhüllende der Eingangssignale $u_{i,env}$ und $\bar{u}_{i,env}$. **2. Zeile:** Einhüllende nach 1. VGA $u_{VGA1,env}$ und $\bar{u}_{VGA1,env}$ und 3. VGA $u_{VGA3,env}$ und $\bar{u}_{VGA3,env}$. **3. Zeile:** Demodulierte Signale $u_{o,SDEM,TP}$ und $\bar{u}_{o,SDEM,TP}$ mit Referenz. **4. Zeile:** Entschiedenenes Signal $u_{dat,MC}$ (TG in Abb. B.15 (c)). **5. Zeile:** Steuerspannung $u_{ctrl,VGA}$.

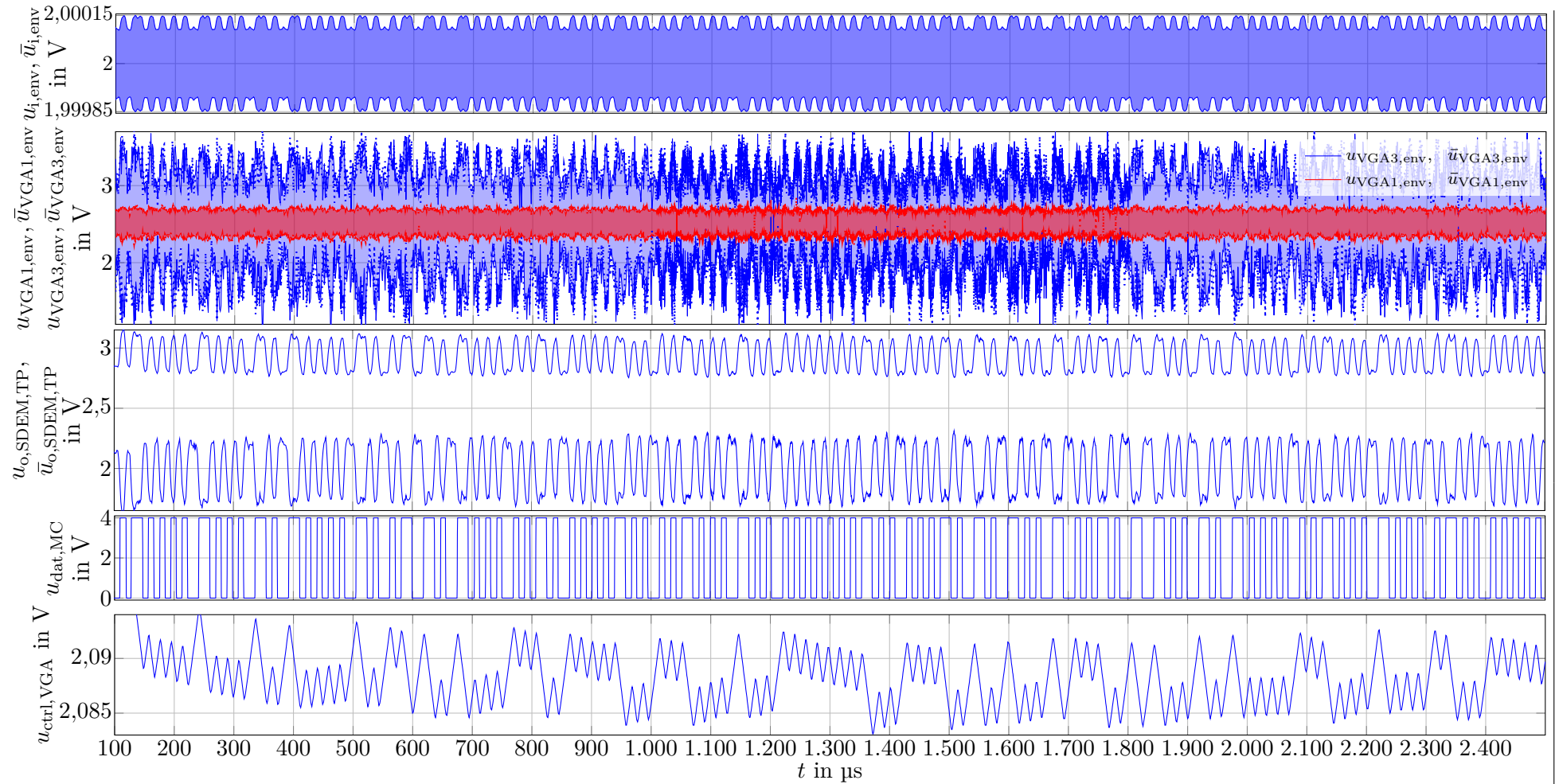


Abb. B.13: Ergebnisse bei ca. grenzwertigem SNR für Datenempfänger für eine Symbolfehlerrate von $P_{e,s} \leq 5 \cdot 10^{-3}$ bei $U_{\text{DD}} = 4 \text{ V}$ und $m_{\text{A}} = 1/6$: **1. Zeile:** Einhüllende der Eingangssignale $u_{i,\text{env}}$ und $\bar{u}_{i,\text{env}}$. **2. Zeile:** Einhüllende nach 1. VGA $u_{\text{VGA1},\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA1},\text{env}}$ und 3. VGA $u_{\text{VGA3},\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA3},\text{env}}$. **3. Zeile:** Demodulierte Signale $u_{o,\text{SDEM},\text{TP}}$ und $\bar{u}_{o,\text{SDEM},\text{TP}}$ mit Referenz. **4. Zeile:** Entschiedenenes Signal $u_{\text{dat},\text{MC}}$ (TG in Abb. B.15 (c)). **5. Zeile:** Steuerspannung $u_{\text{ctrl},\text{VGA}}$.

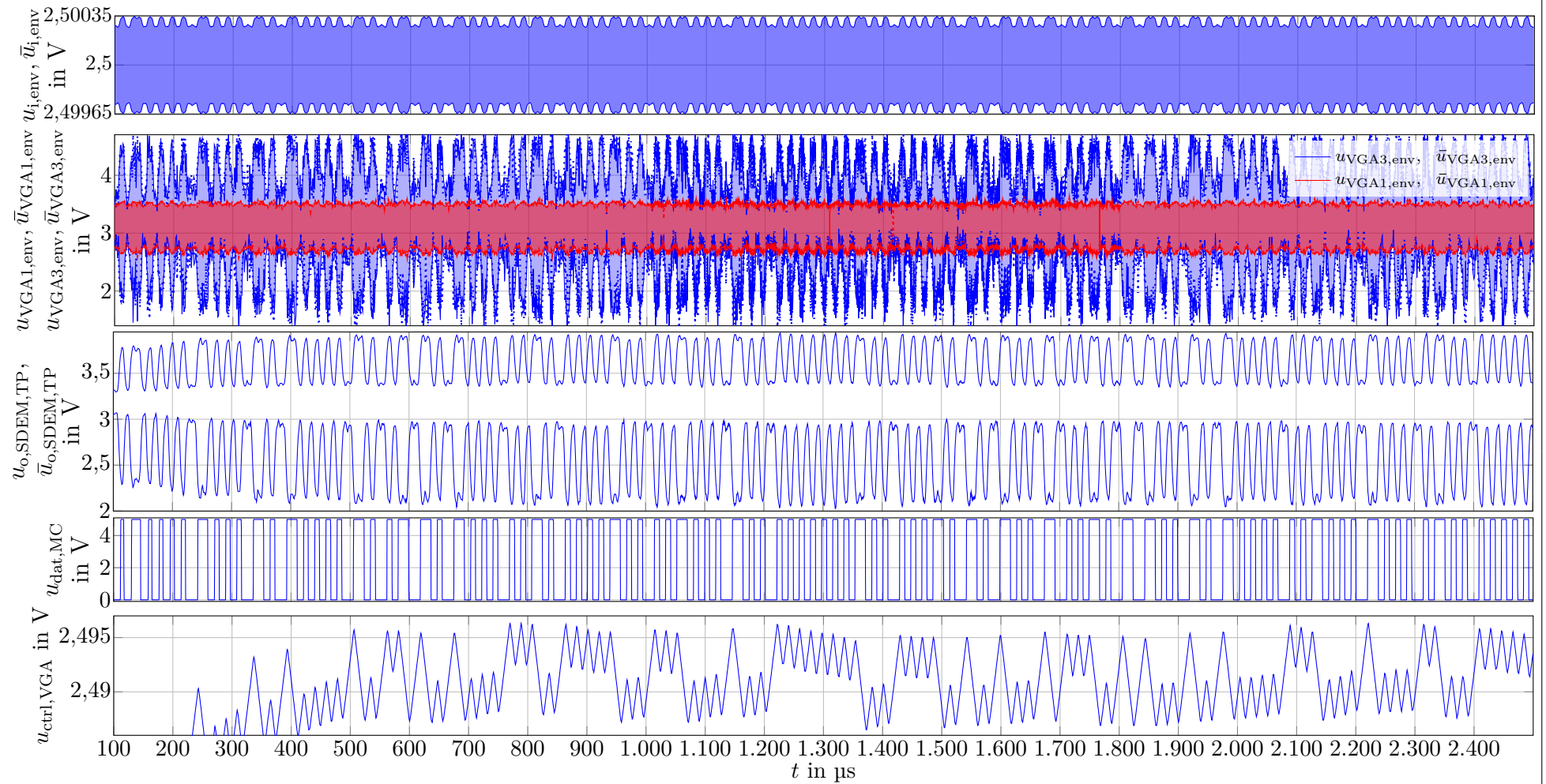


Abb. B.14: Ergebnisse bei ca. grenzwertigem SNR für Datenempfänger für eine Symbolfehlerrate von $P_{e,s} \leq 5 \cdot 10^{-3}$ bei $U_{\text{DD}} = 5 \text{ V}$ und $m_{\text{A}} = 1/9$: **1. Zeile:** Einhüllende der Eingangssignale $u_{i,\text{env}}$ und $\bar{u}_{i,\text{env}}$. **2. Zeile:** Einhüllende nach 1. VGA $u_{\text{VGA}1,\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA}1,\text{env}}$ und 3. VGA $u_{\text{VGA}3,\text{env}}$ und $\bar{u}_{\text{VGA}3,\text{env}}$. **3. Zeile:** Demodulierte Signale $u_{o,\text{SDEM},\text{TP}}$ und $\bar{u}_{o,\text{SDEM},\text{TP}}$ mit Referenz. **4. Zeile:** Entschiedenenes Signal $u_{\text{dat},\text{MC}}$ (TG in Abb. B.15 (c)). **5. Zeile:** Steuerspannung $u_{\text{ctrl},\text{VGA}}$.

Da der Tastgrad (TG) in den Abbildungen 4.15, B.9 sowie B.12, B.13, B.14 (jeweils 5. Zeile) nur ungenügend zu erkennen ist, ist er in Abb. B.15 für diese unterschiedlichen, kritischen Fälle im eingeschwungenen Zustand für $t > 500\mu\text{s}$ dargestellt. Für die Fälle mit größerem m_A liegen die Schwankungen geringer. Diese Fälle sind daher nicht gezeigt.

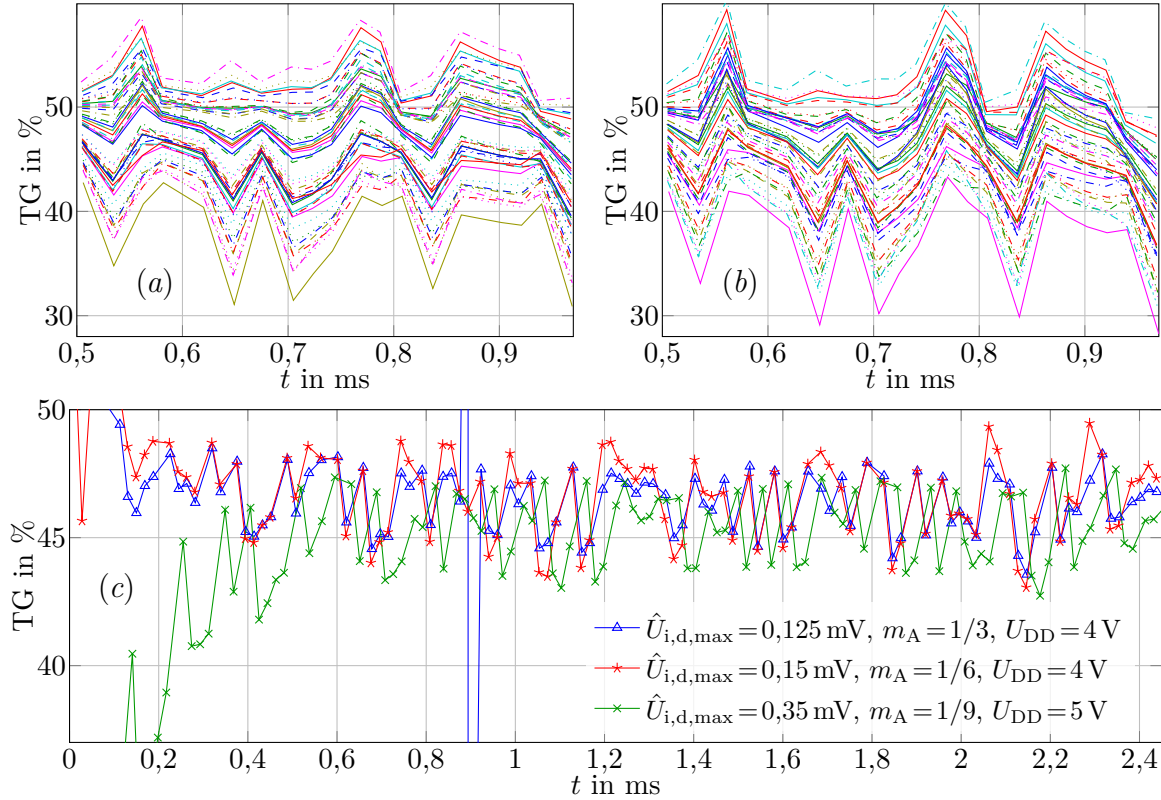


Abb. B.15: Simulierter TG der kritischen Fälle aus Abb. 4.15 (a) und Abb. B.9 (b), sowie Abb. B.12, Abb. B.13 und Abb. B.14 (c).

Mittelwerte und Standardabweichungen sowie Maxima und Minima der unterschiedlichen Durchläufe sind in Tab. B.1 angegeben. Dabei werden einerseits nur die Maxima und Minima jedes Durchlaufs verglichen und andererseits alle Werte jedes Durchlaufs.

Tab. B.1: Statistische Daten zu den unterschiedlichen kritischen Fällen.

U_{DD}	m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$	Auswahl je Run	TG_{avg}	σ	Min.	Max.
5 V	1/9	0,35 mV	Maximum	50,97 %	4,65 %	41,93 %	60,25 %
			Minimum	40 %	5,1 %	28,25 %	48,89 %
			alle	46,2 %	5,15 %	28,25 %	60,25 %
4 V	1/6	0,15 mV	Maximum	45,25 %	4,66 %	40,71 %	58,61 %
			Minimum	42,4 %	5,1 %	30,9 %	50,85 %
			Alle	46,86 %	4,74 %	30,9 %	58,61 %

B.3.2 Referenztakt

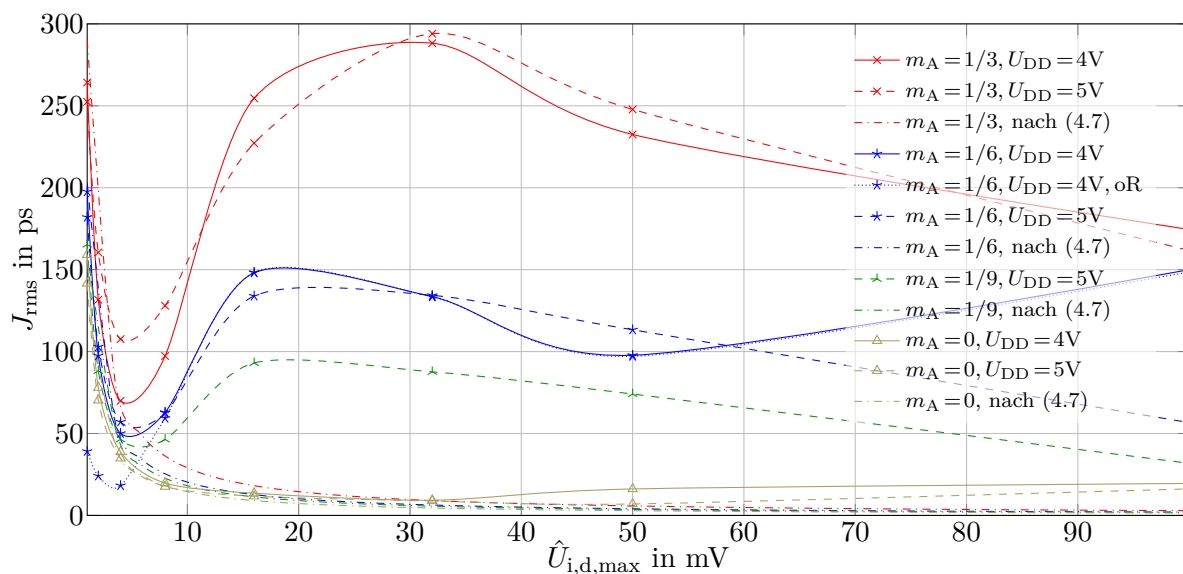


Abb. B.16: Simulierter RMS-Jitter J_{rms} über $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ ohne AGC (nur Referenzempfänger) mit Rauschen und teilweise ohne Rauschen („oR“) sowie Verlauf des berechneten maximalen Jitters nach (4.7). $U_{\text{DD}} = 5\text{V}$. Identisch zu Abb. 4.16 (b), jedoch mit größerem $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ -Bereich.

B.4 Messergebnisse

B.4.1 Datenempfänger

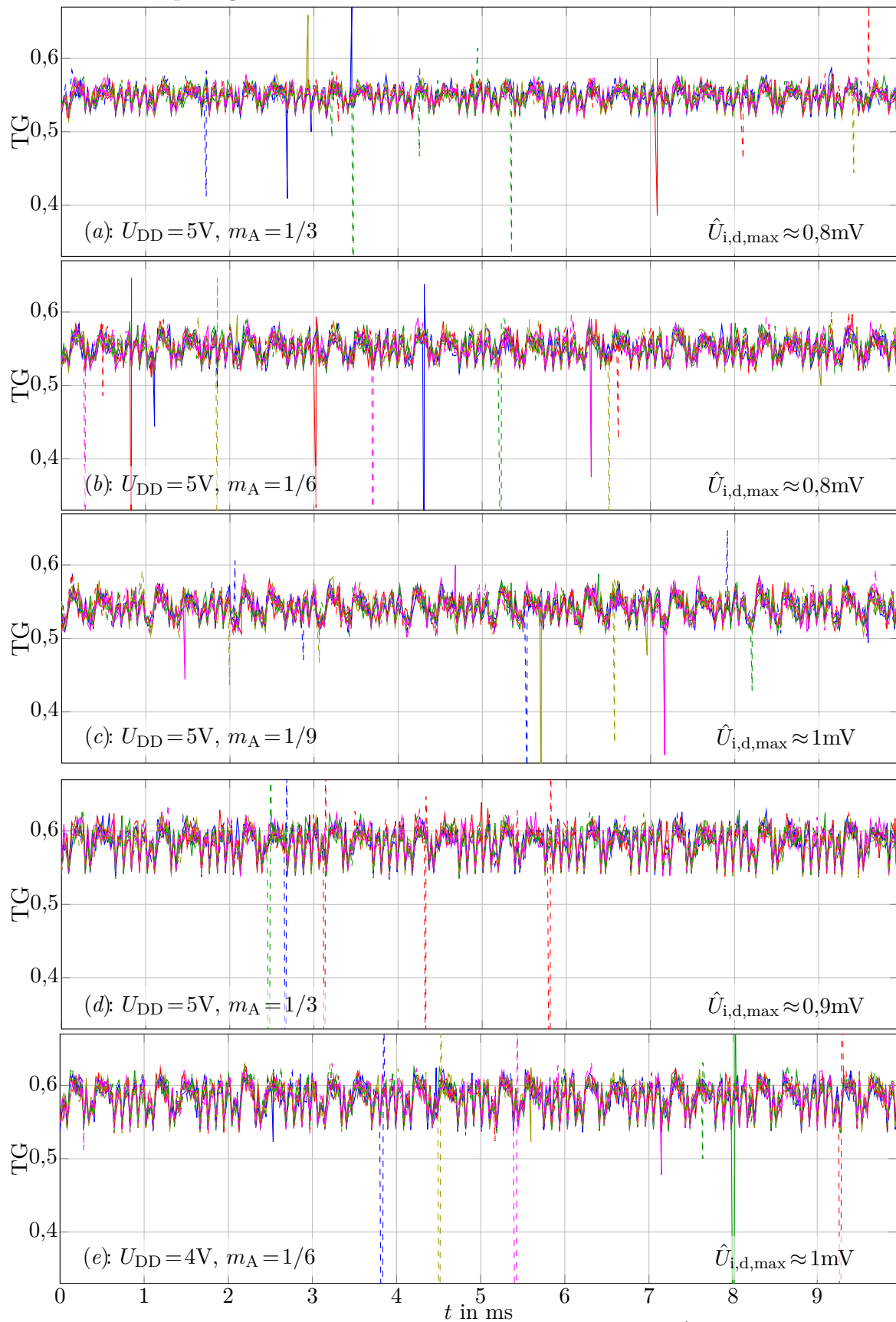


Abb. B.17: Zu Abschnitt 4.8.1: TG von $u_{dat,MC}$ mit grenzwertigen $\hat{U}_{i,d,max}$ für $P_{e,s} < 10^{-3}$ bei unterschiedlichen m_A und U_{DD} .

B.4.2 Referenzempfänger

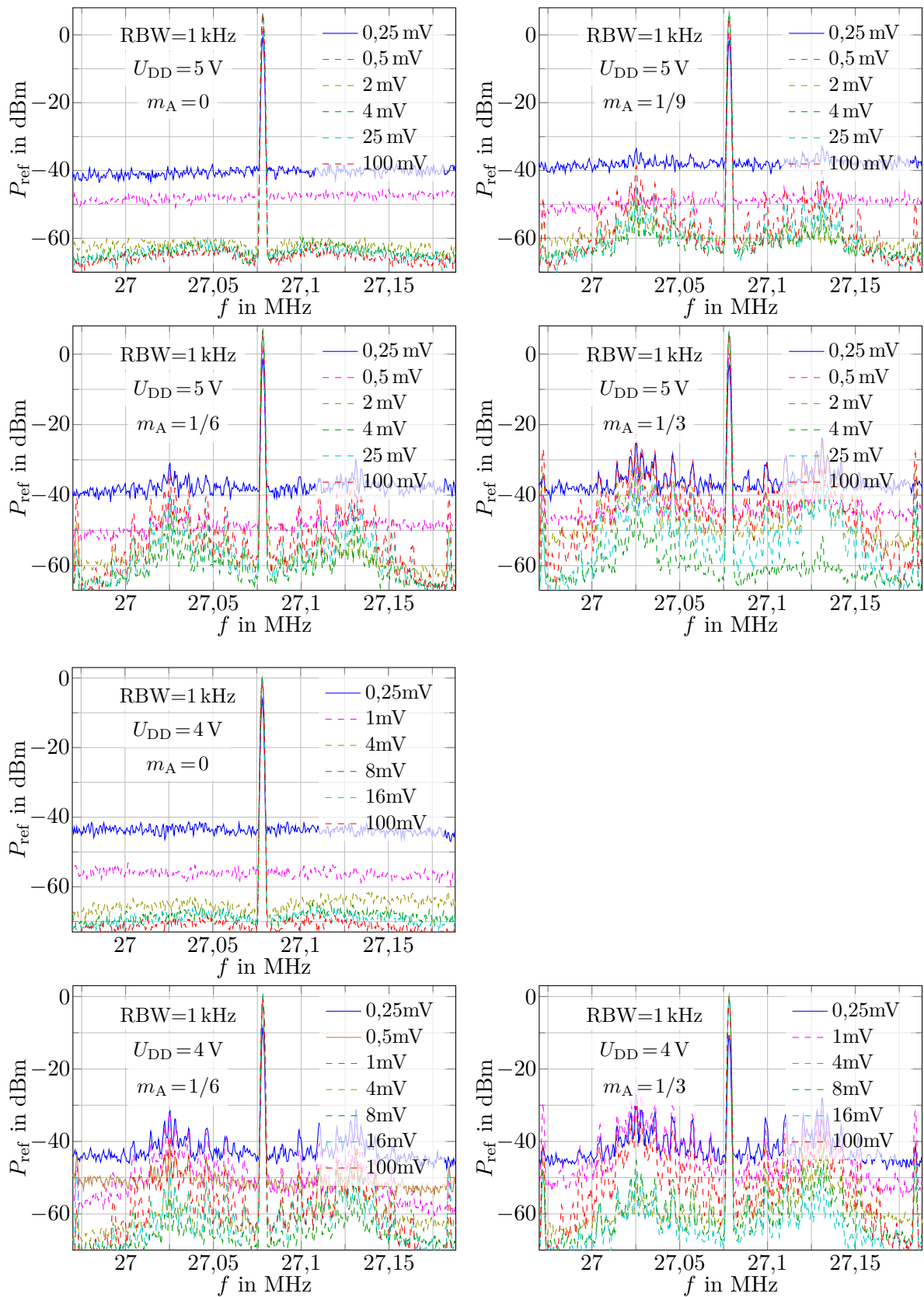


Abb. B.18: Gemessene Spektren der 1. Harmonischen der empfangenen Referenz bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,\max}$ bei RBW = 1 kHz. Referenz: Referenzempfänger (ohne Datenempfänger).

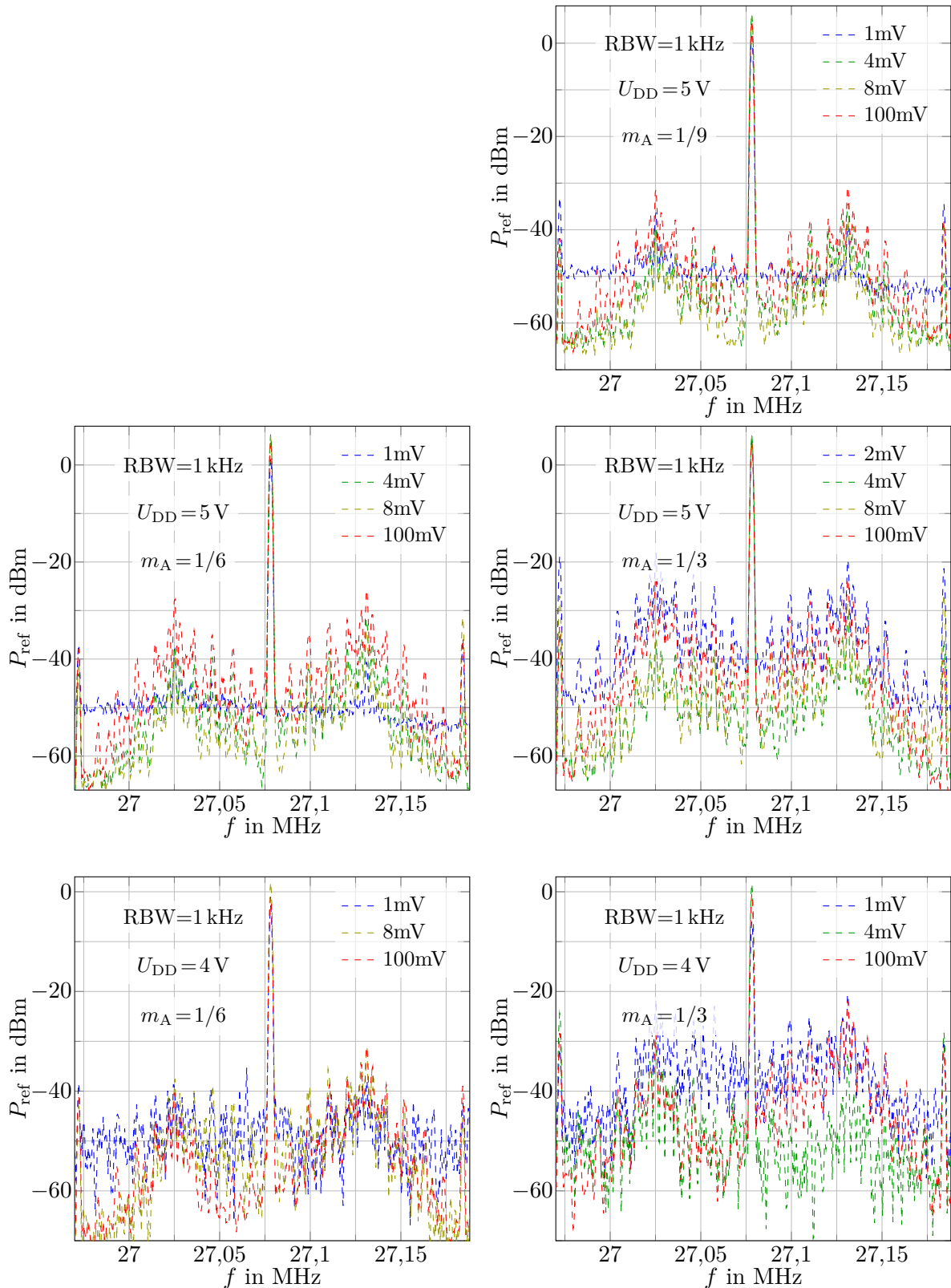


Abb. B.19: Gemessene Spektren der 1. Harmonischen der empfangenen Referenz bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,\max}$ bei $\text{RBW} = 1\text{ kHz}$. Referenz: Referenzempfänger mit Datenempfänger.

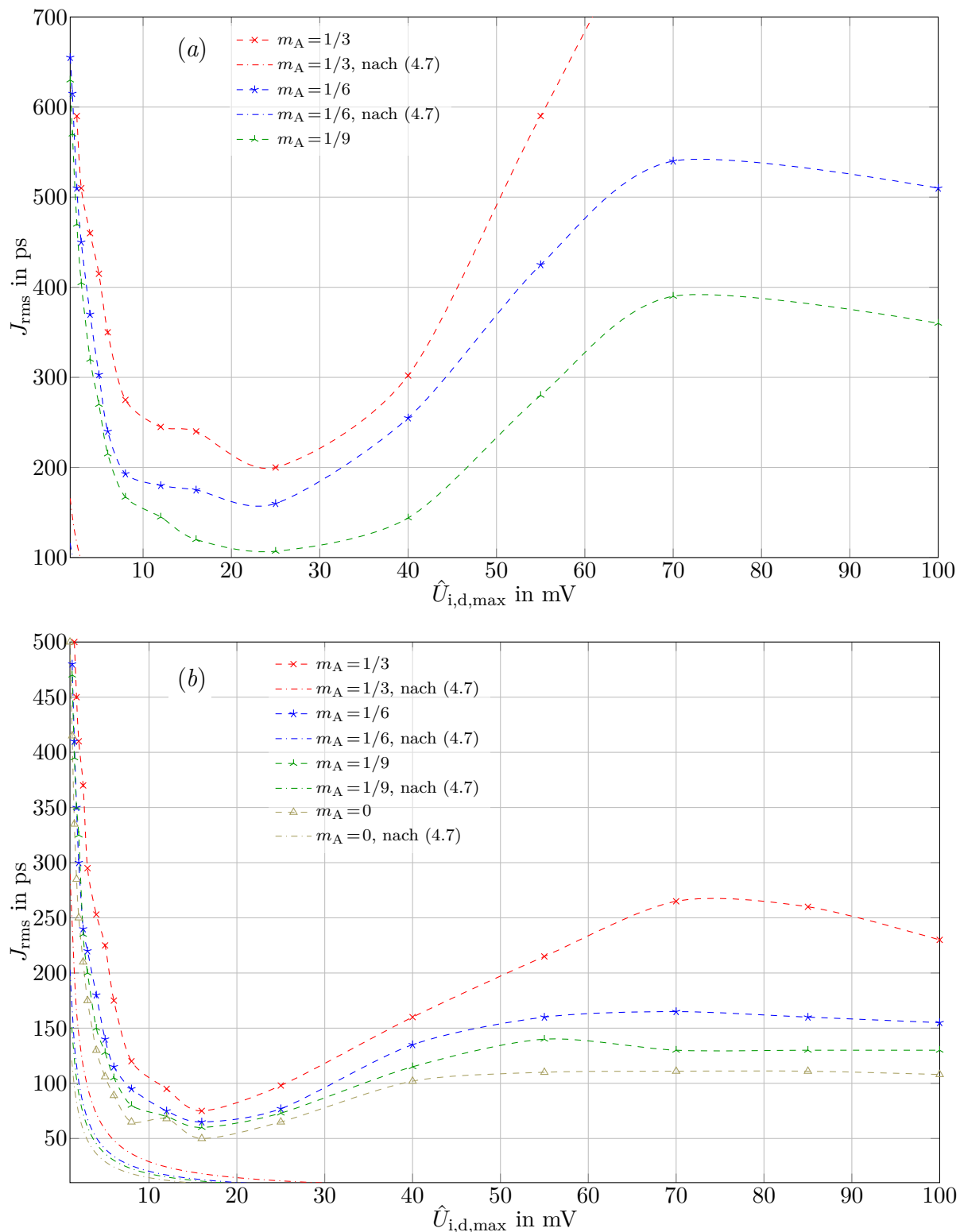


Abb. B.20: Gemessener RMS-Jitter J_{rms} über $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ mit aktivierter AGC (a) und ohne (nur Referenzempfänger) (b), sowie Verlauf des berechneten maximalen Jitters nach (4.7). Identisch zu Abb. 4.20, jedoch mit größerem $\hat{U}_{i,d,\text{max}}$ -Bereich.

C Sender

C.1 Phasenregelschleife

C.1.1 Herleitungen

C.1.1.1 Transitfrequenzen offene Schleife

Für das Filter nach Abb. 2.7 (c) gilt für die Transitfrequenz ω_T der an einer beliebigen Stelle geöffneten Schleife:

$$\begin{aligned}
 |G_{0,(c)}(p = j\omega)| &= \left| K_{0,(c)} \frac{j\omega + \omega_{n_1}}{(j\omega)^2} \right| = K_{0,(c)} \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_{n_1}^2}}{\omega^2} \stackrel{!}{=} 1 \\
 \text{mit } \omega_{n_1} &= \frac{1}{R_2 C_2}; \quad K_{0,(c)} = R_2 K_0; \quad K_0 = \frac{K_P K_{VCO}}{N} \\
 &\implies K_{0,(c)} \sqrt{\omega_{T,(c)}^2 + \omega_{n_1}^2} = \omega_{T,(c)}^2 \\
 &\implies \omega_{T,(c)}^4 - K_{0,(c)}^2 \omega_{T,(c)}^2 - K_{0,(c)}^2 \omega_{n_1}^2 = 0 \\
 &\xrightarrow{y = \omega_{T,(c)}^2} y_{1,2} = \frac{K_{0,(c)}^2 \pm \sqrt{K_{0,(c)}^4 + 4K_{0,(c)}^2 \omega_{n_1}^2}}{2} \\
 \omega_{T,(c)} > 0, \omega_{T,(c)} \in \mathbb{R} &\implies \omega_{T,(c)} = \frac{K_{0,(c)}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{\omega_{n_1}^2}{K_{0,(c)}^2}}} \quad (C.1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{mit } \omega_{0,(c)}^2 &= \frac{K_P K_{VCO}}{N C_2} \quad \text{und} \quad \zeta_{(c)} = \frac{\omega_{0,(c)}}{2\omega_{n_1}} = \frac{R_2}{2} \sqrt{\frac{K_P K_{VCO} C_2}{N}} \\
 &\implies \omega_{n_1} = \frac{\omega_{0,(c)}}{2\zeta_{(c)}}; \quad K_{0,(c)} = \frac{\omega_{0,(c)}^2}{\omega_{n_1}} = 2\omega_{0,(c)} \zeta_{(c)} \quad (C.2)
 \end{aligned}$$

$$\implies \omega_{T,(c)} = \sqrt{2} \omega_{0,(c)} \zeta_{(c)} \sqrt{1 + \sqrt{1 + \frac{1}{4\zeta_{(c)}^4}}} = \omega_{0,(c)} \sqrt{2\zeta_{(c)}^2 + \sqrt{4\zeta_{(c)}^4 + 1}} \quad (C.3)$$

Für das Filter nach Abb. 2.7 (d) gilt für die Transitfrequenz ω_T der an einer beliebigen Stelle geöffneten Schleife, wenn ω_T beim geometrische Mittel von $\omega_{p_2} = \omega_{n_1}(C_2/C_3 + 1) = \omega_{n_1}K_C$ und ω_{n_1} liegt ($\gamma = 1$, aufgrund der Stabilität eine sinnvolle Annahme):

$$\left| G_{0,(d)}(p = j\omega) \right| = \left| K_{0,(d)} \frac{j\omega + \omega_{n_1}}{(j\omega)^2 [j\omega + \underbrace{\omega_{n_1}(C_2/C_3 + 1)}_{\omega_{p_2} = \omega_{n_1}K_C}]} \right| \stackrel{!}{=} 1$$

$$\text{mit } K_{0,(d)} = \frac{K_0}{C_3}; \quad K_C = 1 + C_2/C_3; \quad \omega_{p_2} = \omega_{n_1}K_C = \omega_{n_1}(C_2/C_3 + 1) \quad (\text{C.4})$$

$$\Rightarrow \frac{K_{0,(d)}}{\omega^2} \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_{n_1}^2}}{\sqrt{\omega^2 + (\omega_{n_1}K_C)^2}} = \frac{K_{0,(d)}}{\omega^2 K_C} \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_{n_1}}\right)^2 + 1}}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_{n_1}K_C}\right)^2 + 1}} \stackrel{!}{=} 1$$

$$\text{mit } \frac{K_{0,(d)}}{K_C} = \omega_{0,(d)}^2; \quad \omega_{T,(d)}^2 = \gamma \omega_{n_1} \omega_{p_2} = \gamma \omega_{n_1}^2 K_C; \quad \zeta(d) = \frac{\omega_0}{2\omega_{n_1}} \quad (\text{C.5})$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \left(\frac{\omega_{0,(d)}}{\omega_{T,(d)}}\right)^2 \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_{T,(d)}}{\omega_{n_1}}\right)^2 + 1}}{\sqrt{\left(\frac{\gamma \omega_{n_1}}{\omega_{T,(d)}}\right)^2 + 1}} &= \left(\frac{\omega_{0,(d)}}{\omega_{T,(d)}}\right)^2 \frac{\sqrt{\left(2\zeta(d) \frac{\omega_{T,(d)}}{\omega_{0,(d)}}\right)^2 + 1}}{\sqrt{\left(\frac{\gamma \omega_{0,(d)}}{2\zeta(d)\omega_{T,(d)}}\right)^2 + 1}} \\ &= \frac{\sqrt{\left(2\zeta(d) \frac{\omega_{0,(d)}}{\omega_{T,(d)}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_{0,(d)}}{\omega_{T,(d)}}\right)^4}}{\sqrt{\left(\frac{\gamma \omega_{0,(d)}}{2\zeta(d)\omega_{T,(d)}}\right)^2 + 1}} \stackrel{!}{=} 1 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \left(2\zeta(d) \frac{\omega_{0,(d)}}{\omega_{T,(d)}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_{0,(d)}}{\omega_{T,(d)}}\right)^4 - \left(\frac{\gamma \omega_{0,(d)}}{2\zeta(d)\omega_{T,(d)}}\right)^2 - 1 = 0$$

$$\stackrel{y = \omega_{T,(d)}^2}{\Rightarrow} y_{1,2} = \frac{\omega_{0,(d)}^2}{2} \left((2\zeta(d))^2 - \left(\frac{\gamma}{2\zeta(d)}\right)^2 \pm \sqrt{\left[\left(\frac{\gamma}{2\zeta(d)}\right)^2 - (2\zeta(d))^2\right]^2 + 4} \right)$$

$$\stackrel{\omega_T > 0, \omega_T \in \mathbb{R}}{\Rightarrow} \omega_{T,(d)} = \frac{\omega_{0,(d)}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(2\zeta(d)\right)^2 - \left(\frac{\gamma}{2\zeta(d)}\right)^2 + \sqrt{\left[\left(\frac{\gamma}{2\zeta(d)}\right)^2 - (2\zeta(d))^2\right]^2 + 4}} \quad (\text{C.6})$$

$$\begin{aligned} \stackrel{\gamma=1}{\Rightarrow} \omega_{T,(d)} &= \frac{\omega_{0,(d)}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(2\zeta(d)\right)^2 - \left(\frac{1}{2\zeta(d)}\right)^2 + \sqrt{\left[\left(\frac{1}{2\zeta(d)}\right)^2 + (2\zeta(d))^2\right]^2}} \\ &= 2\zeta(d)\omega_{0,(d)} \quad (\text{C.7}) \end{aligned}$$

C.1.1.2 3 dB-Grenzfrequenz geschlossene Schleife

Für das Filter nach Abb. 2.7 (c) gilt für die 3 dB-Grenzfrequenz der geschlossene Schleife

$\omega_{3\text{dB,PLL,(c)}}$:

$$\begin{aligned}
 |G_{0,(c)}(p = j\omega)| &= \left| N \frac{j\omega 2\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)} + \omega_{0,(c)}^2}{(j\omega)^2 + j\omega 2\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)} + \omega_{0,(c)}^2} \right| \stackrel{!}{=} \frac{N}{\sqrt{2}} \\
 \text{mit } \omega_{0,(c)}^2 &= \frac{K_P K_{\text{VCO}}}{N C_2} \quad \text{und} \quad \zeta_{(c)} = \frac{\omega_{0,(c)}}{2\omega_{n_1}} = \frac{R_2}{2} \sqrt{\frac{K_P K_{\text{VCO}} C_2}{N}} \\
 &\implies \frac{\sqrt{\omega_{0,(c)}^4 + (2\omega\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)})^2}}{\sqrt{(\omega_{0,(c)}^2 - \omega^2)^2 + (2\omega\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)})^2}} \stackrel{!}{=} \frac{1}{\sqrt{2}} \\
 &\implies 2\omega_{0,(c)}^4 + 2(2\omega\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)})^2 \stackrel{!}{=} (\omega_{0,(c)}^2 - \omega^2)^2 + (2\omega\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)})^2 \\
 &= \omega_{0,(c)}^4 - 2\omega_{0,(c)}^2\omega^2 + \omega^4 + (2\omega\zeta_{(c)}\omega_{0,(c)})^2 \\
 &\implies \omega^4 - \omega^2 2\omega_{0,(c)}^2 (2\zeta_{(c)}^2 + 1) - \omega_{0,(c)}^4 \stackrel{!}{=} 0 \\
 \stackrel{y=\omega^2}{\implies} y_{1,2} &= \frac{2\omega_{0,(c)}^2 (2\zeta_{(c)}^2 + 1) \pm \sqrt{[2\omega_{0,(c)}^2 (2\zeta_{(c)}^2 + 1)]^2 + 4\omega_{0,(c)}^4}}{2} \\
 &= \omega_{0,(c)}^2 (2\zeta_{(c)}^2 + 1) \pm \omega_{0,(c)}^2 \sqrt{(2\zeta_{(c)}^2 + 1)^2 + 1} \\
 \omega_{3\text{dB,PLL}} > 0, \omega_{3\text{dB,PLL}} \in \mathbb{R} &\implies \omega_{3\text{dB,PLL}} = \omega_{0,(c)} \sqrt{2\zeta_{(c)}^2 + 1 + \sqrt{(2\zeta_{(c)}^2 + 1)^2 + 1}} \quad (\text{C.8})
 \end{aligned}$$

C.1.1.3 Dämpfungsgrad und Phasenreserve

Die Phase $\varphi\{G_0(p)\}$ besitzt nach (2.18) und (2.19) aufgrund der jeweils doppelten Polstelle bei $p = 0$ eine konstante Phasenverschiebung um $-\pi$. Die Phasenreserve φ_R ist definiert über den Phasenabstand von $-\pi$ bei der Grenzfrequenz ω_T . Für das Filter nach Abb. 2.7 (c) gilt daher:

$$\begin{aligned}
 \varphi\{G_{0,(c)}(p = j\omega)\} &= -\pi + \arctan(\omega/\omega_{n1}) \\
 \implies \varphi_{R,(c)} &= \varphi\{G_{0,(c)}(p = j\omega_T)\} - (-\pi) = \arctan(\omega_{T,(c)}/\omega_{n1}) \\
 &\implies \tan(\varphi_{R,(c)}) = \omega_{T,(c)}/\omega_{n1} \\
 \stackrel{\text{C.2,C.3}}{\implies} \tan(\varphi_{R,(c)}) &= 2\zeta_{(c)}\sqrt{2\zeta_{(c)}^2 + \sqrt{4\zeta_{(c)}^4 + 1}} \quad (\text{C.9})
 \end{aligned}$$

Für das Filter nach Abb. 2.7 (d) gilt:

$$\begin{aligned}
 \varphi\{G_{0,(d)}(p = j\omega)\} &= -\pi + \arctan(\omega/\omega_{n1}) - \arctan(\omega/\omega_{p2}) \\
 \implies \varphi_{R,(d)} &= \varphi\{G_{0,(d)}(p = j\omega_T)\} - (-\pi) \\
 &= \arctan(\omega_{T,(d)}/\omega_{n1}) - \arctan(\omega_{T,(d)}/\omega_{p2}) \\
 \text{mit } \tan(x \pm y) &= \frac{\tan(x) \pm \tan(y)}{1 \mp \tan(x)\tan(y)} \quad [\text{116}] \\
 \implies \tan(\varphi_{R,(d)}) &= \frac{\frac{\omega_{T,(d)}}{\omega_{n1}} - \frac{\omega_{T,(d)}}{\omega_{p2}}}{1 + \frac{\omega_{T,(d)}^2}{\omega_{n1}\omega_{p2}}} \stackrel{\text{C.5,C.4}}{=} \frac{1}{1 + \gamma} \left(\frac{\omega_{T,(d)}}{\omega_{n1}} - \frac{\gamma\omega_{n1}}{\omega_{T,(d)}} \right) \quad (\text{C.10})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &\stackrel{\text{C.2,C.7}}{=} \frac{1}{1 + \gamma} \left(4\zeta_{(d)}^2 - \frac{\gamma}{4\zeta_{(d)}^2} \right) \\
 \implies \varphi_{R,(d)} &= \arctan \left[\frac{1}{1 + \gamma} \left(4\zeta_{(d)}^2 - \frac{\gamma}{4\zeta_{(d)}^2} \right) \right] \quad (\text{C.11})
 \end{aligned}$$

$$\text{bzw. } \zeta_{(d)}^4 - \zeta_{(d)}^2 \frac{(1 + \gamma) \tan(\varphi_{R,(d)})}{2^2} - \frac{1}{2^4} = 0$$

$$\begin{aligned}
 \stackrel{y=\zeta_{(d)}^2}{\implies} y_{1,2} &= \frac{1}{2^3} \left((1 + \gamma) \tan(\varphi_{R,(d)}) \pm \sqrt{(1 + \gamma)^2 \tan^2(\varphi_{R,(d)}) + 4} \right) \\
 \zeta_{(d)} > 0, \zeta_{(d)} \in \mathbb{R} \implies \zeta_{(d)} &= \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt{(1 + \gamma) \tan(\varphi_{R,(d)}) \pm \sqrt{(1 + \gamma)^2 \tan^2(\varphi_{R,(d)}) + 4}} \quad (\text{C.12})
 \end{aligned}$$

$$\stackrel{\gamma=1}{\implies} \varphi_{R,(d)} = \arctan \left(2\zeta_{(d)}^2 - \frac{1}{8\zeta_{(d)}^2} \right) \quad \text{bzw.} \quad \zeta_{(d)} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1 + \sin(\varphi_{R,(d)})}{\cos(\varphi_{R,(d)})}} \quad (\text{C.13})$$

C.1.1.4 Rauschbandbreite Referenz

$$\begin{aligned}
f_{\text{BW,n,ref,(d)}} &\stackrel{[26]}{=} N^2 \frac{K_{0,(d)}}{4K_C \omega_{n_1}} \frac{1 + \frac{K_C \omega_{n_1}^2}{K_{0,(d)}}}{1 - \frac{1}{K_C}} \stackrel{(C.5)}{=} N^2 \frac{K_C \omega_{0,(d)}^2}{4K_C \omega_{n_1}} \frac{1 + \frac{K_C \omega_{n_1}^2}{K_C \omega_{0,(d)}^2}}{1 - \frac{1}{K_C}} \\
&\stackrel{(C.5)}{=} N^2 \frac{\omega_{0,(d)}^2}{4\omega_{n_1}} \frac{1 + \frac{\omega_{n_1}^2}{\omega_{0,(d)}^2}}{1 - \frac{\gamma \omega_{n_1}^2}{\omega_{T,(d)}^2}} \stackrel{(C.5)}{=} \omega_{0,(d)} N^2 \frac{\zeta}{2} \frac{1 + \frac{1}{4\zeta^2}}{1 - \frac{\gamma \omega_{0,(d)}^2}{4\zeta^2 \omega_{T,(d)}^2}} \quad (C.14)
\end{aligned}$$

mit $\omega_{T,(d)}$ aus (C.6)

Für $\gamma = 1$ gilt:

$$\stackrel{(C.7)}{\implies} f_{\text{BW,n,ref,(d)}} = \omega_{0,(d)} N^2 \frac{\zeta}{2} \frac{1 + \frac{1}{4\zeta^2}}{1 - \frac{1}{2^4 \zeta^4}} \quad (C.15)$$

C.1.1.5 Ziehdauer

$$\begin{aligned}
\frac{df_{\text{osc}}}{dt} &= \frac{df_{\text{osc}}}{du_{\text{VCO}}} \frac{du_{\text{VCO}}}{dt} \stackrel{!}{=} \frac{df_{\text{osc}}}{du_{\text{VCO}}} \frac{du_{C_2}}{dt} \stackrel{(2.7)}{=} \frac{K_{\text{VCO}}}{2\pi} \frac{i_{\text{PFDA,avg}}}{C_2} \stackrel{(2.9)}{=} \frac{I_{\text{PFDA}} K_{\text{VCO}}}{2\pi C_2} D_{\text{TG,avg}} \\
&\stackrel{(2.10)}{=} \frac{I_{\text{PFDA}} K_{\text{VCO}}}{2\pi C_2} \left(1 - \frac{1}{2K_f}\right) = \frac{I_{\text{PFDA}} K_{\text{VCO}}}{2\pi C_2} \left(1 - \frac{f_{\text{osc}}}{2N f_{\text{ref}}}\right) \\
\implies &\int_{f_{\text{osc},0}}^{f_{\text{osc},Z}} \frac{2\pi C_2}{I_{\text{PFDA}} K_{\text{VCO}}} \frac{1}{1 - \frac{f_{\text{osc}}}{2N f_{\text{ref}}}} df_{\text{osc}} = \int_{f_{\text{osc},Z}}^{f_{\text{osc},0}} \frac{2\pi C_2}{I_{\text{PFDA}} K_{\text{VCO}}} \frac{1}{\frac{f_{\text{osc}}}{2N f_{\text{ref}}} - 1} df_{\text{osc}} = \int_{t_0}^{t_{\text{del,PLL}}} dt \\
\implies &T_{\text{PI}} \approx \frac{2C_2 N \omega_{\text{ref}}}{I_{\text{PFDA}} K_{\text{VCO}}} \left[\ln \left| \frac{f_{\text{osc}}}{2N f_{\text{ref}}} - 1 \right| \right]_{f_{\text{osc},Z=N f_{\text{ref}}}}^{f_{\text{osc},0}} \\
&= \frac{2C_2 N \omega_{\text{ref}}}{I_{\text{PFDA}} K_{\text{VCO}}} \left(\ln \left| \frac{f_{\text{osc},0}}{2N f_{\text{ref}}} - 1 \right| - \ln \left(\frac{1}{2} \right) \right) \stackrel{f_{\text{osc},0}=0}{=} - \frac{2C_2 N \omega_{\text{ref}}}{I_{\text{PFDA}} K_{\text{VCO}}} \ln \left(\frac{1}{2} \right) \\
T_{\text{PI}} &\stackrel{(2.8)}{\approx} \frac{\omega_{\text{ref}}}{\pi \omega_0^2} \left(\ln \left| \frac{f_{\text{osc},0}}{2N f_{\text{ref}}} - 1 \right| - \ln \left(\frac{1}{2} \right) \right) \stackrel{f_{\text{osc},0}=0}{=} - \frac{\omega_{\text{ref}}}{\pi \omega_0^2} \ln \left(\frac{1}{2} \right) \approx T_{\text{PI},0} \quad (C.16)
\end{aligned}$$

C.1.2 Graphische Zusammenhänge

C.1.2.1 Stabilität über Ortskurve geöffneter Schleife

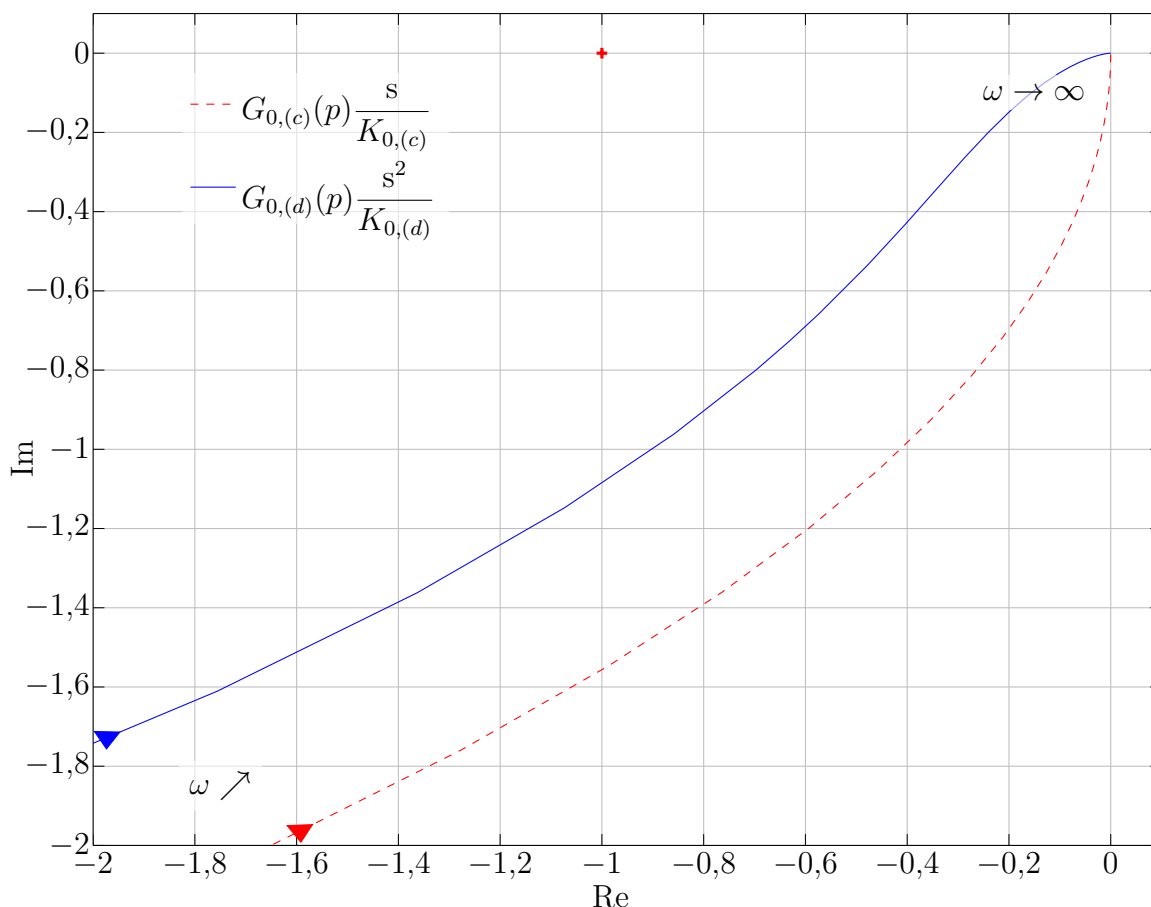


Abb. C.1: Ortskurve zu den Übertragungsfunktionen der geöffneten Schleifen $G_{0,(c)}(p)$ und $G_{0,(d)}(p)$ zu Abb. 2.9.

Gemäß dem allgemeinen Nyquist-Kriterium ist die asymptotische Stabilität eines LTI-Regelkreises genau dann gegeben, wenn die auf den kritischen Punkt $(-1, j0)$ bezogene, stetige Winkeländerung $\Delta\varphi_S$ der Ortskurve von $G_0(p)$ $P\pi + \mu\pi/2$ ergibt. Wobei P die Anzahl der Polstellen von $G_0(p)$ auf der rechten Laplace-Halbebene, und μ die Anzahl der Polstellen auf der imaginären Achse entspricht. Asymptotische Stabilität bedeutet weiterhin, dass die Impulsantwort $g(t)$ für $t \Rightarrow \infty$ auf Null abklingt. Da $G_0(p)$ jeweils zwei Pole bei $p = 0$ besitzt und $\Delta\varphi_S = \pi$ beträgt, sind die zugehörigen Regelkreise asymptotisch stabil. [117]

Die asymptotische Stabilität sagt aus, dass eine bei einer sprunghaften Änderung von ϕ_{ref} auftretende Schwingung nach Abschluss der Änderung abklingt. In der Praxis ist allerdings zusätzlich eine genügend schnelle Dämpfung dieser auftretenden Schwingung erforderlich. Dies ist gleichbedeutend mit einem großen Abstand der Ortskurve vom kritischen Punkt $(-1, j0)$ und kann bei genügend hoher Dämpfungszunahme über der Frequenz in der Nähe des kritischen Punkts ebenfalls anhand der Phasenreserve φ_R abgeschätzt werden.

C.1.2.2 Transitfrequenz und 3 dB-Grenzfrequenz über Dämpfungsgrad

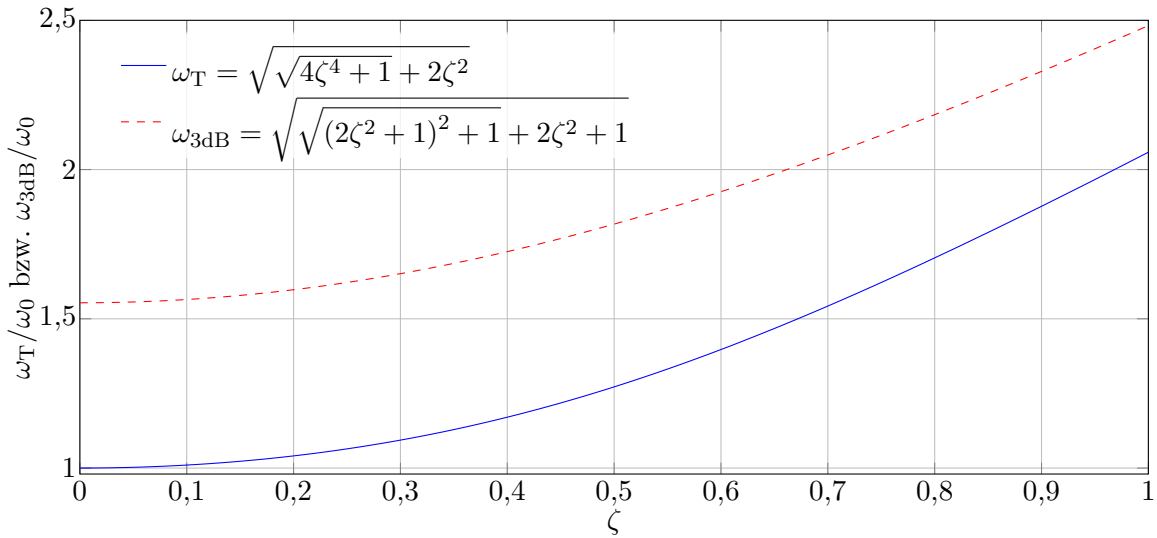


Abb. C.2: Transitfrequenz und 3 dB Grenzfrequenz über Dämpfungsgrad bei Filter nach Abb. 2.7 (c): C.3 und C.8 über ζ .

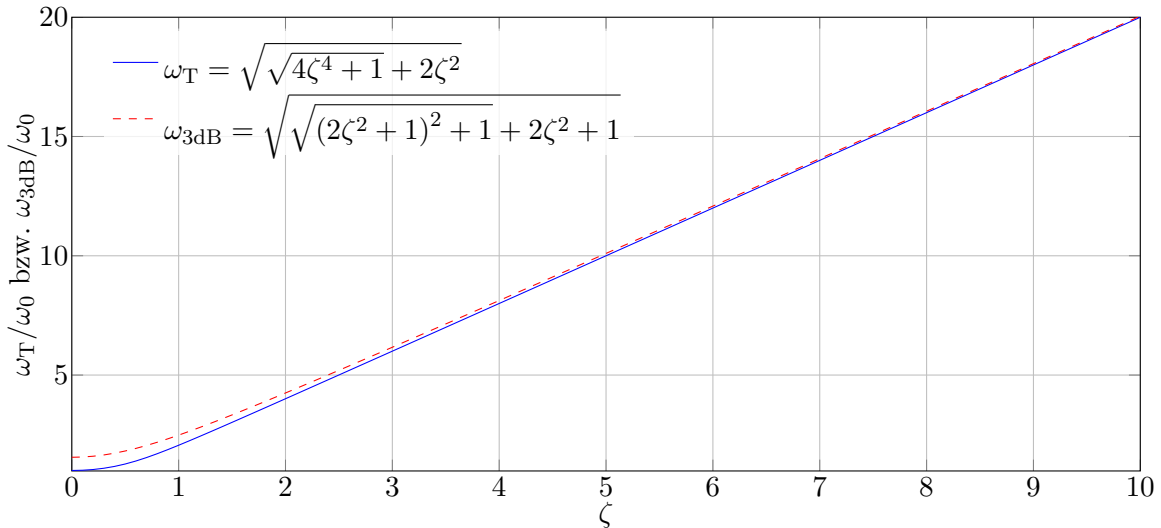


Abb. C.3: Transitfrequenz und 3 dB Grenzfrequenz über Dämpfungsgrad bei Filter nach Abb. 2.7 (c): C.3 und C.8 über ζ (größerer Ausschnitt).

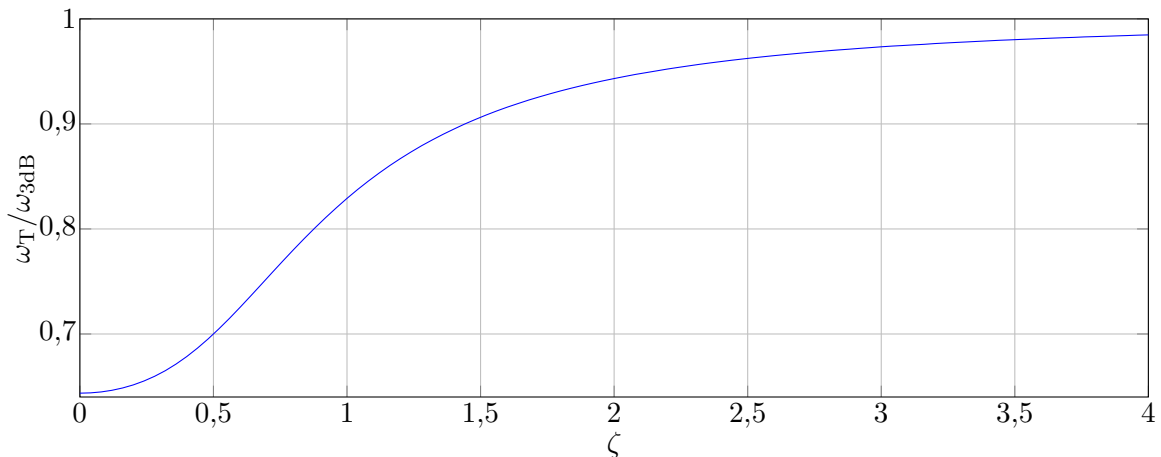


Abb. C.4: Verhältnis von Transitfrequenz zu 3 dB Grenzfrequenz über Dämpfungsgrad bei Filter nach Abb. 2.7 (c): C.3/C.8 über ζ .

C.1.2.3 Rauschbandbreite über Dämpfungsgrad

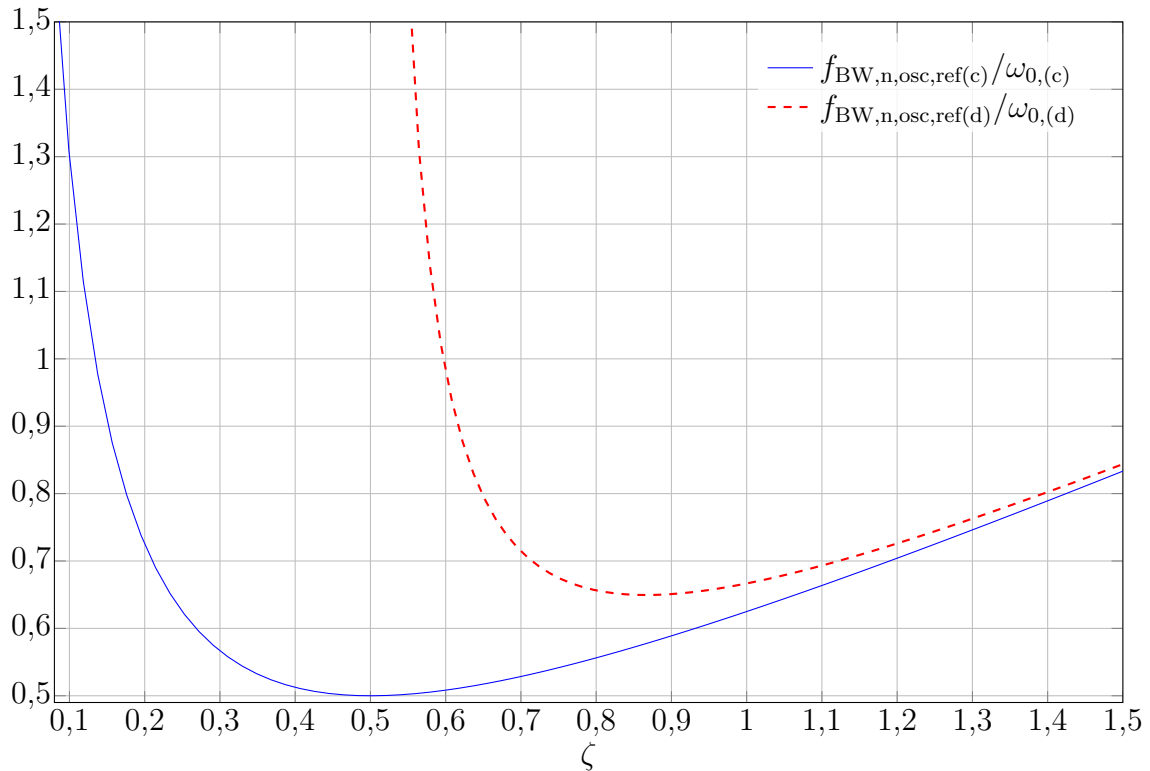


Abb. C.5: Normierte Rauschbandbreiten $f_{\text{BW},n,\text{osc},\text{ref}}/\omega_0$ über Dämpfungsgrad ζ (2.43) und (2.44) bzw. (C.15) mit $N = 1$.

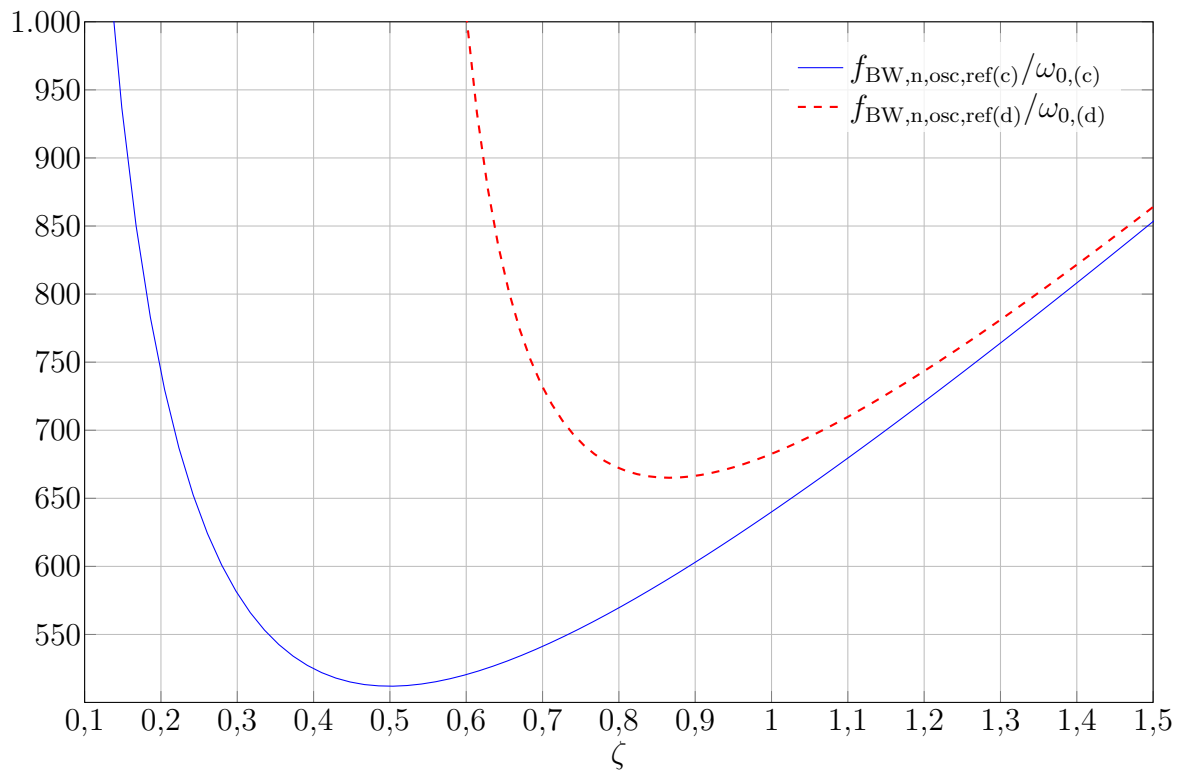


Abb. C.6: Normierte Rauschbandbreiten $f_{\text{BW},n,\text{osc},\text{ref}}/\omega_0$ über Dämpfungsgrad ζ (2.43) und (2.44) bzw. (C.15) mit $N = 32$.

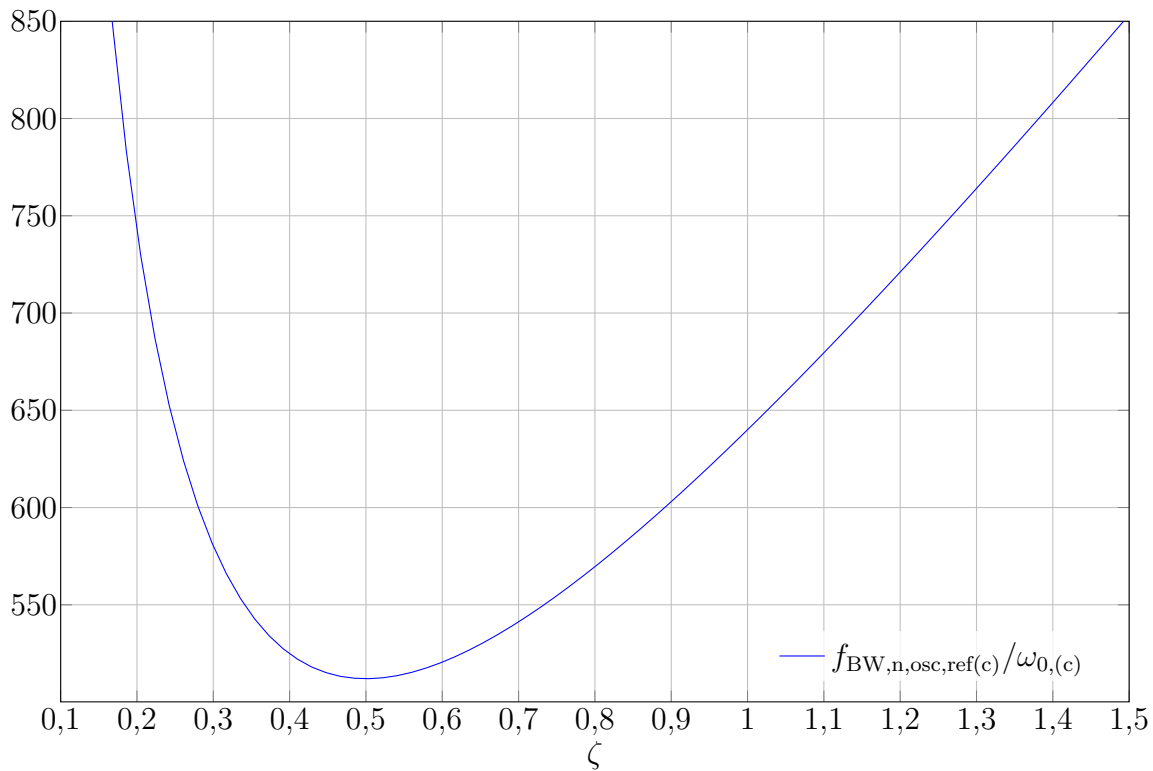


Abb. C.7: Normierte Rauschbandbreiten $f_{\text{BW},n,\text{osc,ref}}/\omega_0$ über Dämpfungsgrad ζ (2.43) und (2.44) bzw. (C.15) mit $N = 32$.

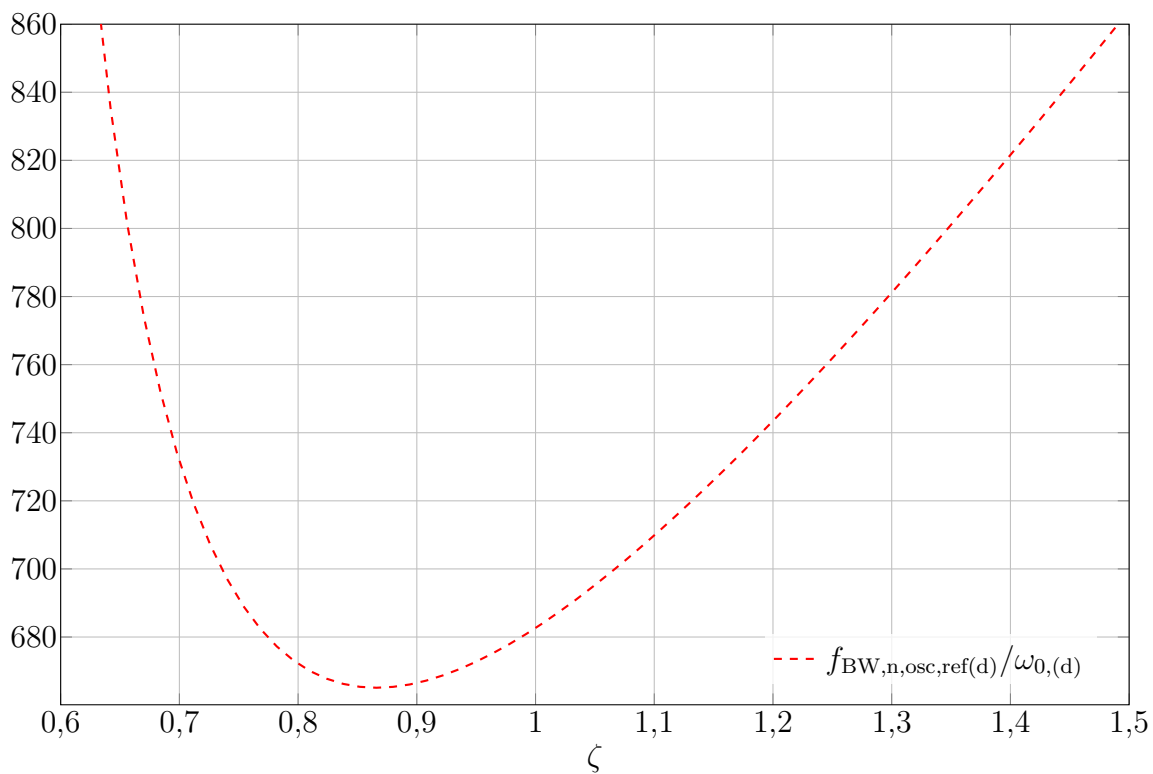


Abb. C.8: Auf $\omega_{0,(d)}$ normiertes $f_{\text{BW},n,\text{osc,ref}(d)}$ über Dämpfungsgrad ζ (2.44) bzw. (C.15) mit $N = 32$ und $\gamma = 1$.

C.2 Ausgangsverstärker

C.2.1 Ausgangsleistung Antenne (Kleinsignal-Modell)

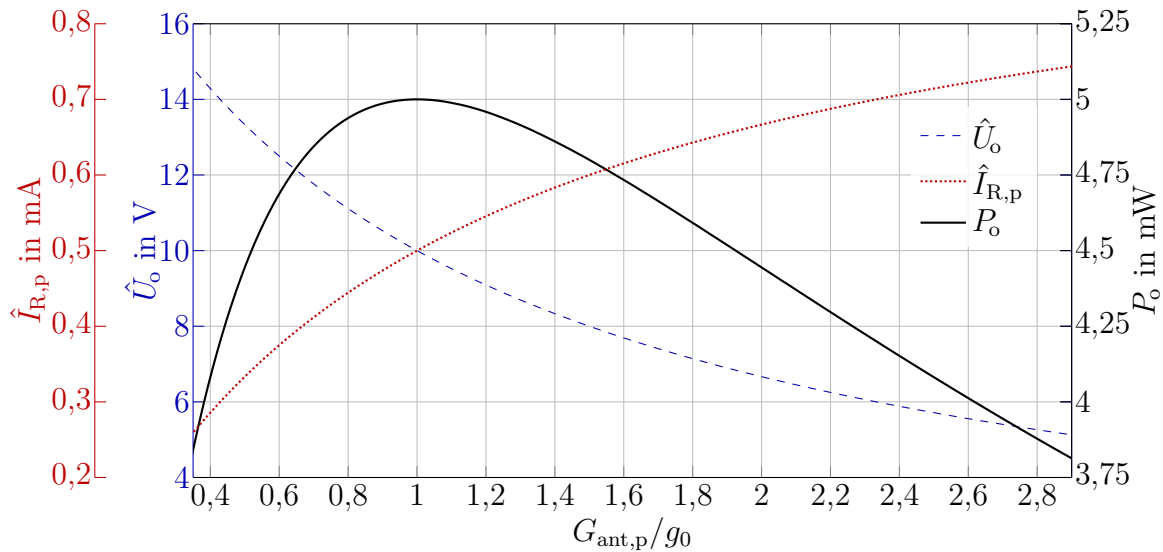


Abb. C.9: PA-Ausgangsamplitude \hat{U}_o , Stromamplitude durch äquivalenten, parallelen Antennenwiderstand $\hat{I}_{R,p}$ sowie mittlere PA-Ausgangsleistung P_o bei $\hat{U}_{\text{osc}} = 1$ V in Abhängigkeit von $\frac{G_{\text{ant,p}}}{g_0}$ nach KS-Modell aus Abb. 5.11 für $k_g \approx 20$ und $g_m \approx 1$ mS (einzelner digital-MOSFET-Finger).

C.2.2 Ausgangskennlinienfeld

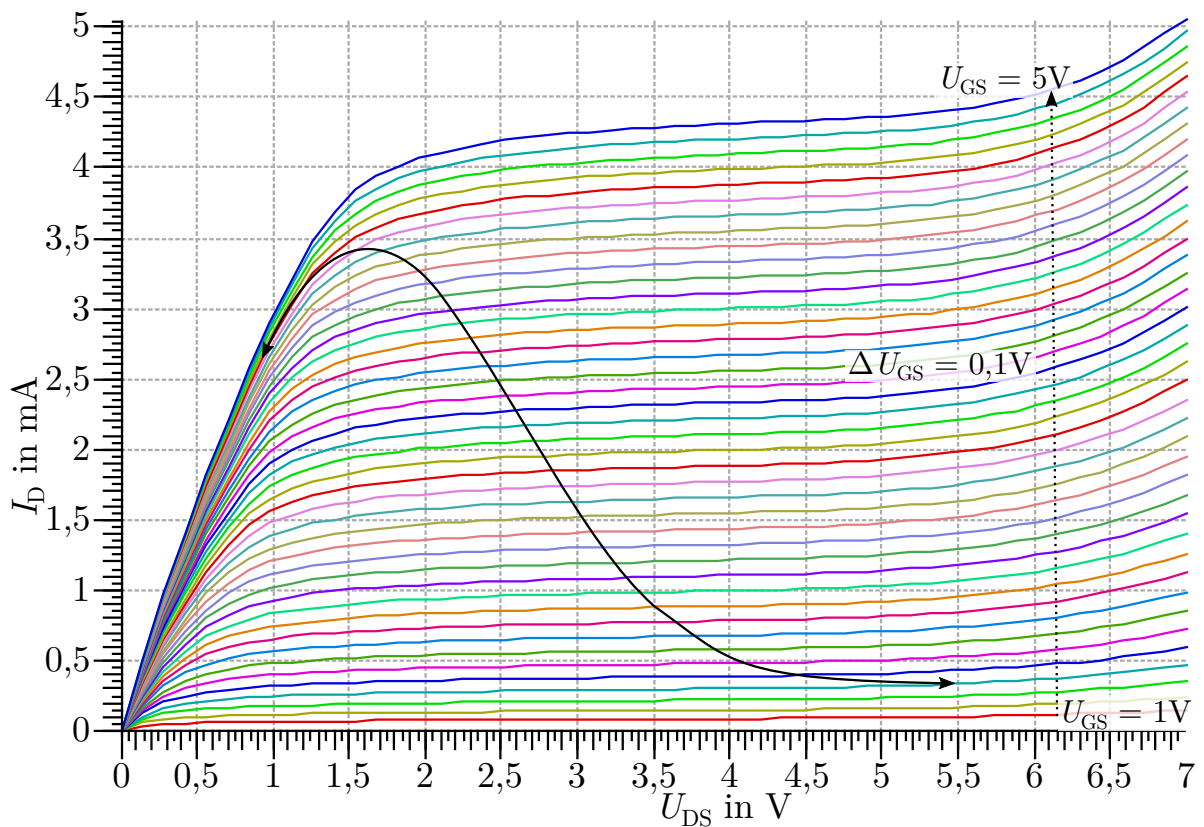


Abb. C.10: Ausgangskennlinienfeld eines Digital-N-MOSFET des Sea-of-Gates mit ungefährem Verlauf der Spannungen innerhalb einer Periodendauer bei einer Ausgangsamplitude von $\hat{U}_o \approx 2,3$ V. Die Schwellenspannung beträgt ca. 0,7 V.

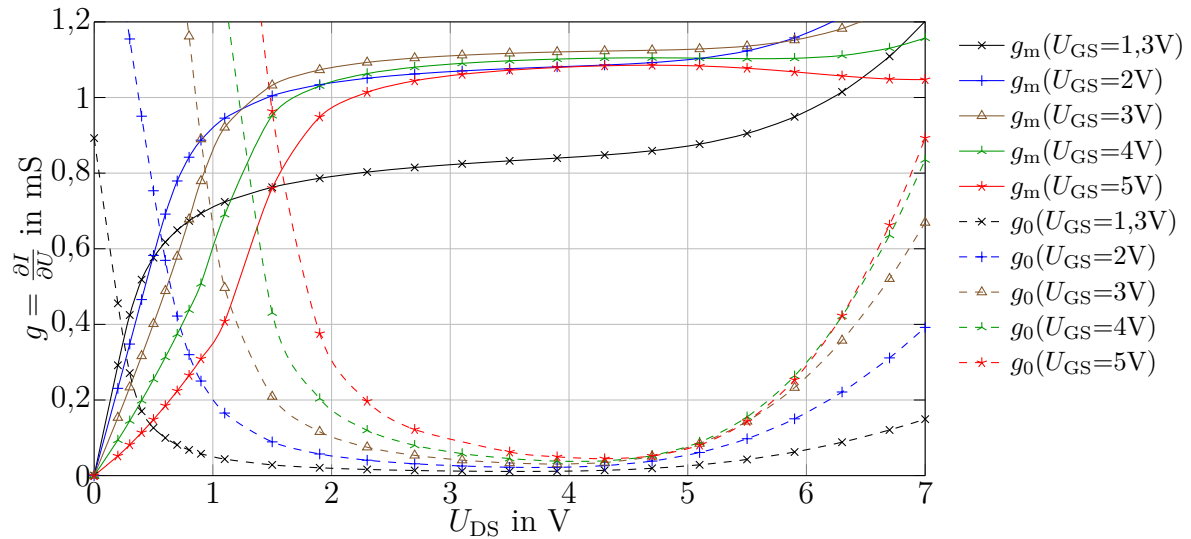


Abb. C.11: g_m und g_0 eines N-Digital-MOSFETs über U_{DS} für unterschiedliche U_{GS} .

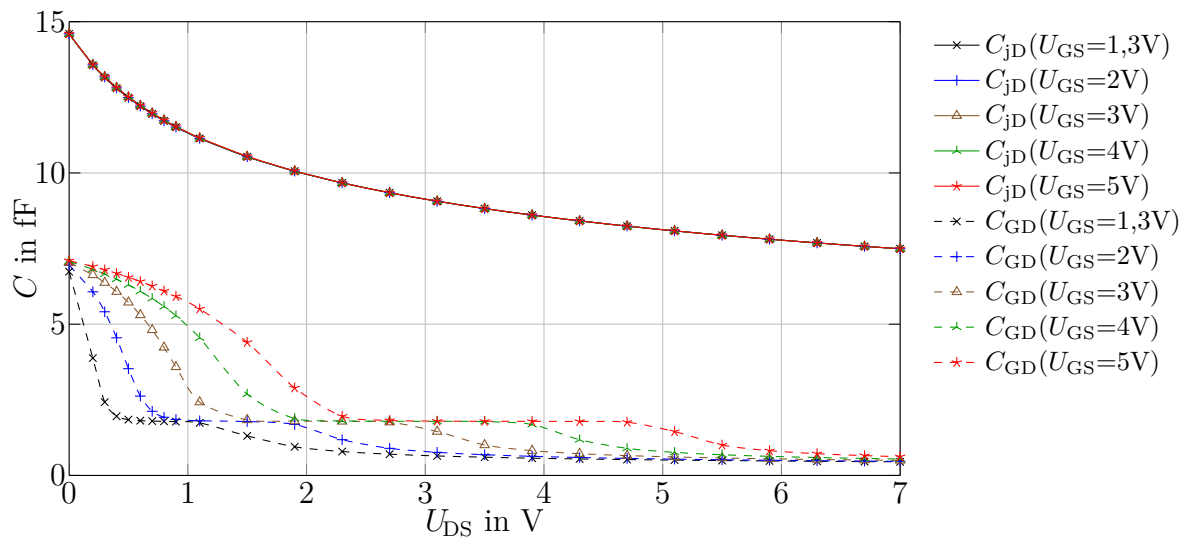


Abb. C.12: C_{jD} und C_{GD} eines N-Digital-MOSFET Fingers über U_{DS} für unterschiedliche U_{GS} .

C.3 Simulationsergebnisse

C.3.1 PLL

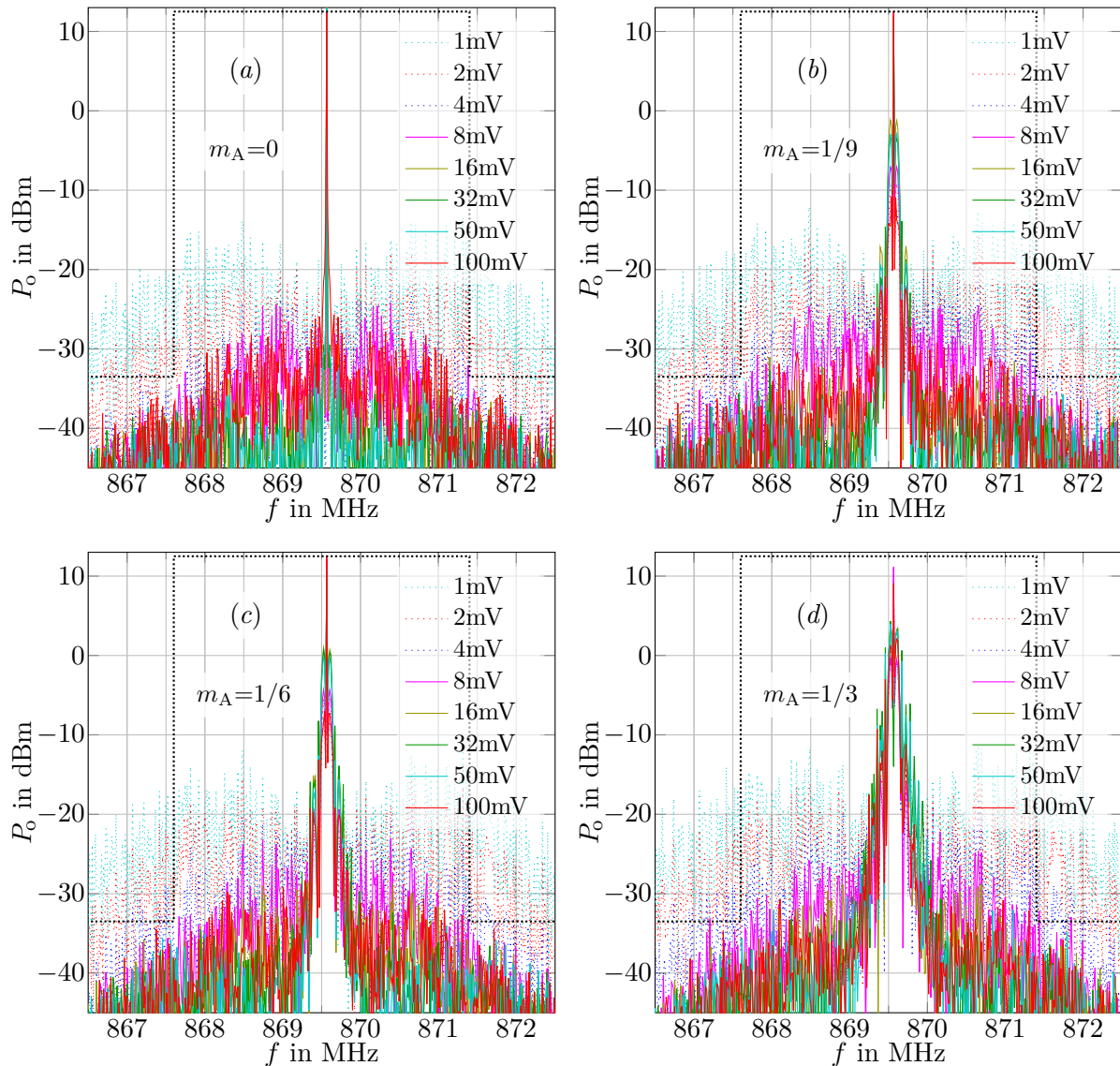


Abb. C.13: Simulierte Spektren mit RX bei alleinigem Referenzempfang nach eingeschwungener PLL und jeweils unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ bei verschiedenen m_A mit Grenzen nach [46], wenn Bandleistung auf maximal 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). $U_{DD} = 5$ V. Werte bei anderen Frequenzen in Tab. C.1. Zu Abschnitt 5.2.8.3.

Tab. C.1: Spitzenwerte bei Referenzempfang zu Abbildung C.13 ($U_{DD} = 5\text{ V}$). Zu Abschnitt 5.2.8.3.

m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	1. Harmon. in dBV ^I	bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBV							
			-8^{II}	-4^{II}	-2^{II}	-1^{III}	1^{III}	2^{II}	4^{II}	8^{II}
0	1	12	-49,8	-40,6	-35,2	-49,8	-42,2	-36,3	-42,3	-52,3
0	2	12,3	-50,4	-40,4	-34,7	-46,9	-44,6	-35,6	-42,2	-52,9
0	4	12,5	-50,7	-39,7	-33,9	-42,8	-43	-34,6	-41	-52,3
0	8	12,6	-51,1	-39,8	-33,8	-41,2	-41,4	-34,5	-41,3	-53,2
0	16	12,6	-53,3	-40,2	-33,3	-39,5	-40	-34,1	-41,9	-53,5
0	32	12,6	-50,3	-41,1	-34,2	-44,5	-44,8	-34,9	-42,6	-52,9
0	50	12,6	-48,8	-41,3	-34,1	-47,6	-48,2	-34,7	-42,5	-50,7
0	100	12,6	-49,1	-42,8	-34,6	-44,7	-44,9	-35,4	-44,3	-51,7
11	1	11,8	-49,9	-40,8	-35,6	-50	-42,5	-36,8	-42,9	-53,1
11	2	12,3	-49,4	-41,1	-35,2	-46,4	-44	-36,4	-43,1	-52,8
11	4	12,6	-49,9	-40,7	-34,3	-42,5	-42,6	-35,2	-42,4	-52,5
11	8	12,5	-50	-40,3	-33,8	-40,3	-40,5	-34,6	-42	-52,5
11	16	12,5	-51,6	-40,5	-33,5	-39,6	-39,9	-34,5	-42	-53,2
11	32	12,6	-50,2	-41,1	-34,2	-45	-44,7	-35	-42,5	-52,8
11	50	12,6	-49,8	-42,4	-34,8	-47,5	-47,2	-35,6	-44,2	-52,2
11	100	12,5	-49	-42,7	-34,8	-46,9	-47,2	-35,5	-44,5	-51,8
17	1	11,6	-50,2	-41	-35,6	-51,2	-42,8	-36,9	-43	-53,1
17	2	12,2	-50,3	-40,7	-34,9	-46,4	-44,2	-36	-42,5	-52,9
17	4	12,5	-50,9	-40,5	-34,5	-43,1	-43,1	-35,5	-42,1	-53,2
17	8	12,6	-51,2	-40,1	-33,9	-40,6	-40,8	-34,8	-41,8	-53,6
17	16	12,5	-53,7	-41,4	-35	-41,3	-42	-36,1	-42,4	-55
17	32	12,5	-53,1	-41,8	-35	-45,7	-45,2	-36,2	-43,3	-53,1
17	50	12,5	-49,4	-41,5	-34,7	-47,9	-47	-35,5	-43,1	-52,6
17	100	12,6	-49,2	-42,7	-35	-49,1	-49,4	-35,9	-44,3	-52
33	1	11,2	-52,7	-43,2	-37,4	-53,2	-45	-40,1	-45	-55,8
33	2	12,1	-50,5	-42	-35,8	-52,2	-45,9	-37,4	-44	-53,8
33	4	12,4	-49,8	-41,2	-35,1	-45,5	-44,8	-36,2	-43,2	-53,1
33	8	12,5	-50,5	-41	-34,4	-42,5	-42,7	-35,5	-42,8	-53
33	16	12,2	-54,4	-42,6	-36,4	-48,8	-49,3	-37,6	-42,4	-53,8
33	32	12,1	-54	-42,3	-37,2	-49	-49	-38	-42,9	-53,8
33	50	12,2	-53,5	-42,8	-37,9	-49,2	-49,3	-38,4	-43	-53,4
33	100	12,4	-49,9	-42,1	-35,2	-48,4	-48,1	-36,3	-43,9	-53,2

^I RBW = 3 MHz

^{II} RBW = 100 kHz

^{III} RBW = 10 kHz

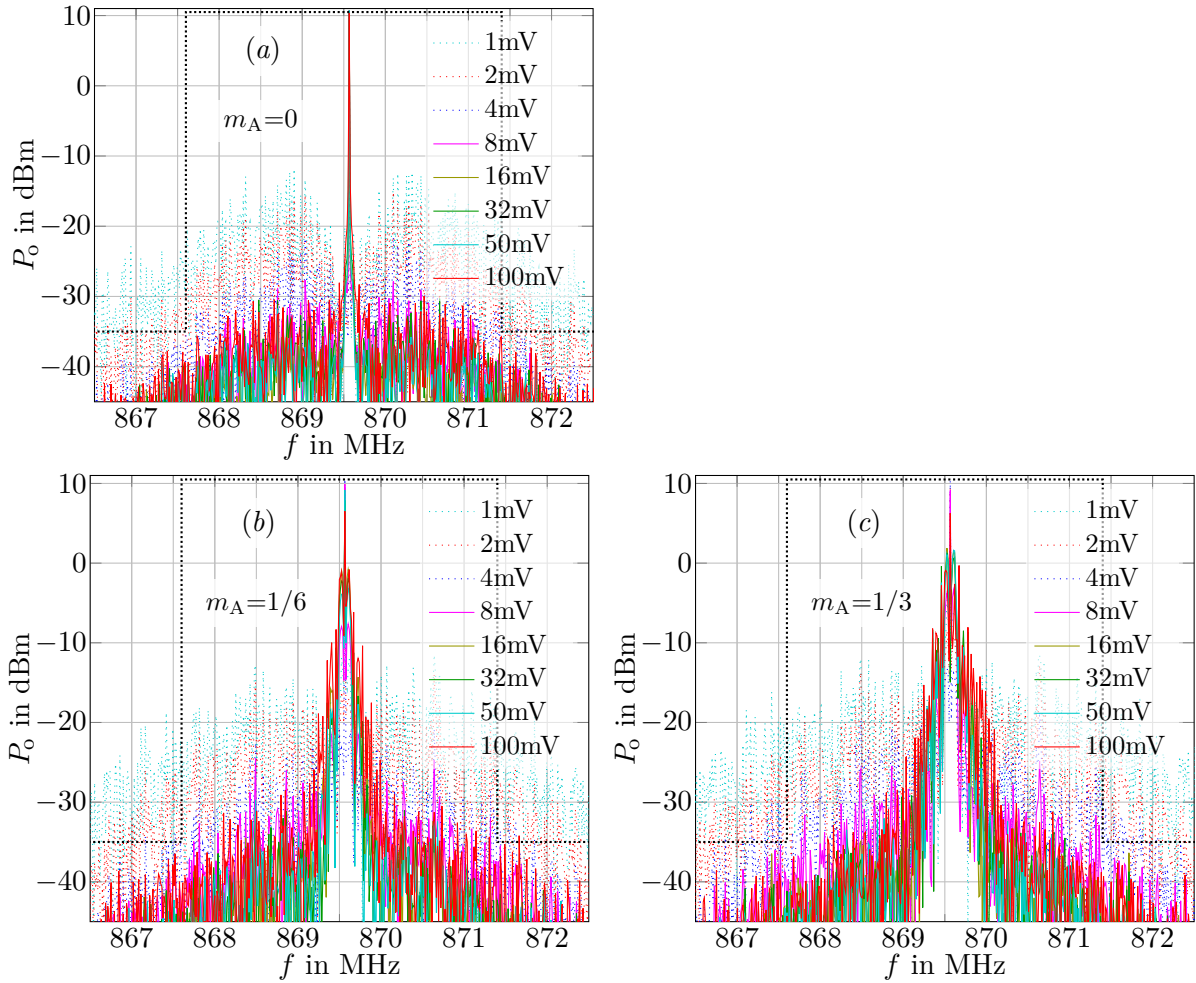


Abb. C.14: Simulierte Spektren mit RX bei alleinigem Referenzempfang nach eingeschwungener PLL und jeweils unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,\max}$ bei verschiedenen m_A mit Grenzen nach [46], wenn Bandleistung auf maximal 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). $U_{DD} = 4$ V. Werte bei anderen Frequenzen in Tab. C.2.

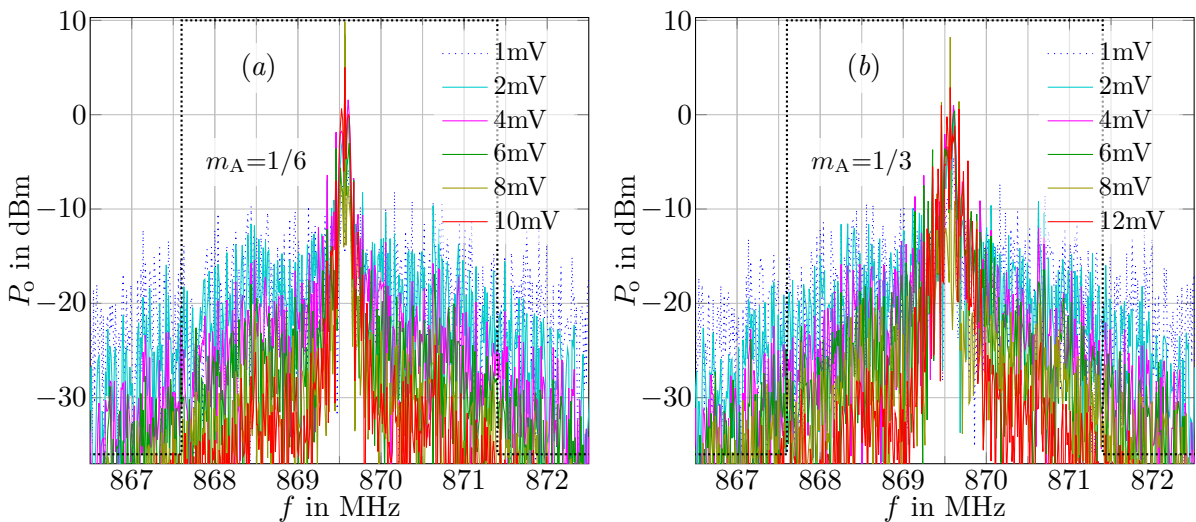


Abb. C.15: Simulierte Spektren mit RX bei Referenz- und Datenempfang nach eingeschwungener PLL und jeweils unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,\max}$ bei verschiedenen m_A mit Grenzen nach [46], wenn Bandleistung auf maximal 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). $U_{DD} = 4$ V. Werte bei anderen Frequenzen in Tab. C.3. Zu Abschnitt 5.2.8.3.

Tab. C.2: Spitzenwerte bei Referenzempfang zu Abbildung C.14 ($U_{DD} = 4\text{ V}$). Zu Abschnitt 5.2.8.3.

m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	1. Harmon. in dBV ^I	bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBV							
			-8^{II}	-4^{II}	-2^{II}	-1^{III}	1^{III}	2^{II}	4^{II}	8^{II}
0	1	9	-50,7	-45,7	-40,2	-36,3	-36,8	-42,4	-49	-54,9
0	2	9,9	-50,2	-44,7	-38,9	-35,7	-36,3	-40,6	-47,3	-53,3
0	4	10,2	-50,3	-44,4	-38,1	-35,8	-36,4	-39,4	-46,6	-53,3
0	8	10,3	-50,6	-44,2	-38,3	-35,8	-36,7	-39,7	-46,4	-54
0	16	10,3	-51,3	-43,9	-37,8	-35,7	-36,4	-39	-45,8	-54,8
0	32	10,4	-53,4	-44,2	-38,2	-34,4	-34,9	-39,4	-46,2	-54,4
0	50	10,3	-53,9	-44,4	-38	-36,3	-37,1	-39,2	-46,3	-55,2
0	100	10,3	-53,6	-44,4	-38,2	-34,8	-35,4	-39,4	-46,1	-54,7
17	1	9	-51,1	-46,3	-40,5	-36,6	-37,3	-41,8	-49	-56
17	2	9,8	-50,2	-45,2	-39,5	-35,2	-35,7	-41,1	-47,7	-53,9
17	4	10,2	-50,3	-44,7	-38,7	-36,1	-36,8	-40,3	-47,1	-53,6
17	8	10,3	-50,3	-44,1	-38,1	-35	-35,6	-39,5	-46,3	-53,3
17	16	10,2	-51,5	-44,7	-38,5	-38,2	-39,5	-40,4	-47,3	-55
17	32	10,2	-53,3	-45,7	-38,8	-36,8	-37,6	-40,8	-48,3	-55,7
17	50	10,3	-53,9	-44,1	-38	-36,7	-37,4	-39,3	-46,2	-54,7
17	100	10	-54,5	-45,5	-38,7	-38,7	-39,5	-40	-47	-57,7
33	1	8,4	-52,5	-47,8	-41,7	-38,5	-39,4	-43,3	-50,9	-58,2
33	2	9,7	-50,6	-45,6	-39,7	-35,7	-36,3	-41,2	-48,1	-54,5
33	4	10,1	-50,7	-45	-39,1	-36,1	-36,8	-40,7	-47,6	-54,3
33	8	10,2	-50,8	-44,8	-38,8	-36,2	-36,8	-40,4	-47,3	-54,4
33	16	9,9	-54,6	-47,1	-40,1	-44,6	-45,3	-40,3	-48,9	-56,4
33	32	9,8	-54,6	-47,5	-39,9	-43,5	-43,9	-40,9	-50,8	-55,4
33	50	10	-55	-47,4	-40,2	-44,1	-45,2	-40,9	-49,7	-55,4
33	100	9,8	-56	-47	-39,7	-39,7	-40,7	-41,6	-47,9	-56,4

^I RBW = 3 MHz

^{II} RBW = 100 kHz

^{III} RBW = 10 kHz

Tab. C.3: Spitzenwerte bei Referenz- und Datenempfang zu Abbildung C.15 ($U_{DD} = 4\text{ V}$). Zu Abschnitt 5.2.8.3.

m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	1. Harmon. in dBV ^I	bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBV							
			-8^{II}	-4^{II}	-2^{II}	-1^{III}	1^{III}	2^{II}	4^{II}	8^{II}
17	1	2	-59,4	-55,4	-48,7	-50,3	-52,7	-49,1	-57,1	-65
17	2	7,3	-55,2	-49,7	-43	-45,8	-47,4	-44,1	-52,2	-59,4
17	4	9,1	-54	-47,7	-40,5	-43,9	-45,1	-40,8	-48,3	-54,6
17	6	9,8	-52,5	-47,9	-41,2	-36,9	-37,3	-41,9	-49,1	-55
17	8	10,1	-51,2	-46,9	-40,5	-36,5	-37,1	-42	-49,8	-55,6
17	10	10	-51	-46,9	-40,8	-41	-42,6	-40,6	-47,8	-54,2
33	1	2	-59,6	-55,4	-48,6	-49,1	-52,4	-49	-56,9	-63,6
33	2	7,1	-55,1	-49,6	-42,9	-45,6	-46,6	-44	-52,3	-60,1
33	4	8,5	-52,9	-47,1	-40,4	-44,5	-45,7	-41,5	-49,5	-56,7
33	6	8,8	-53,5	-47,5	-40,6	-44,7	-45,6	-41,4	-49,2	-55,9
33	8	9,6	-53,1	-46,8	-39,7	-37,4	-37,9	-40,3	-47,7	-54,2
33	12	9,5	-52,9	-47,3	-40,9	-44,4	-43,1	-43	-51,2	-57,1

^I RBW = 3 MHz

^{II} RBW = 100 kHz

^{III} RBW = 10 kHz

C.4 Messergebnisse

C.4.1 PLL

C.4.1.1 Externe Referenz

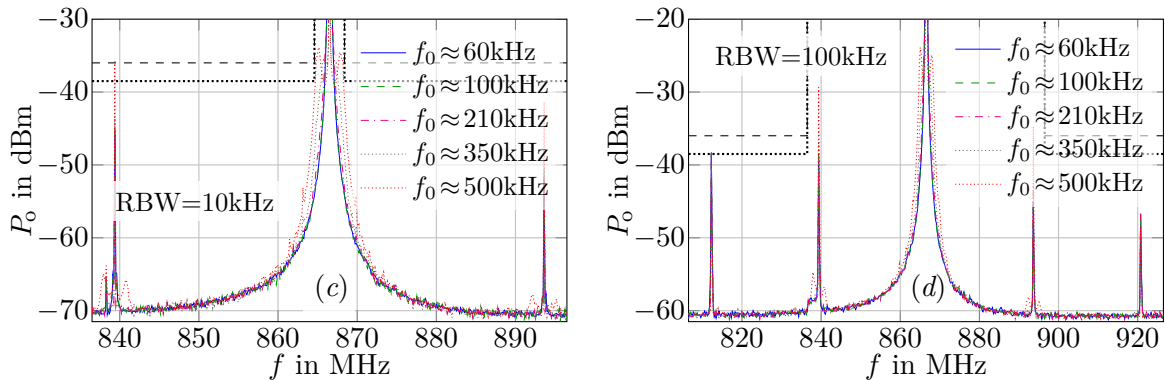


Abb. C.16: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL ergänzend zu Abb. C.16 mit $U_{DD} = 5$ V. Zugehörige Spitzenwerte sind in Tab. 5.10 gegeben.

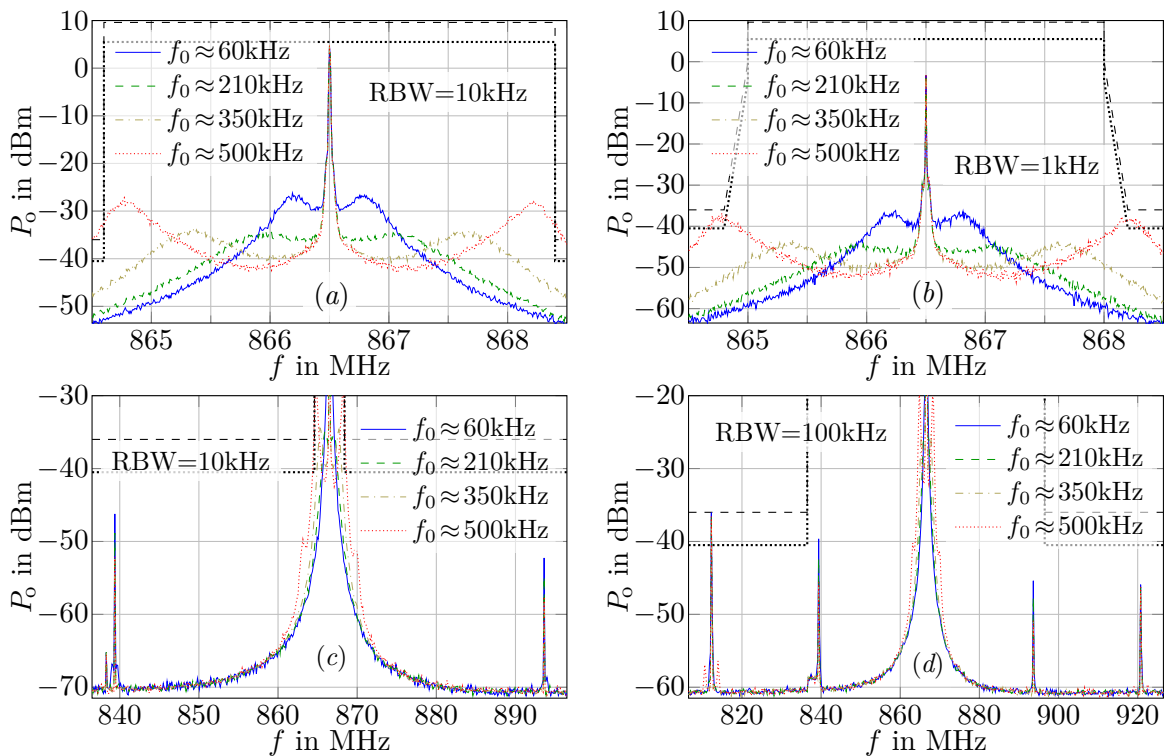


Abb. C.17: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL und jeweils unterschiedlichen PLL-Bandbreiten bei unterschiedlichen Frequenzbereichen und RBWen mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Signalgenerator. $U_{DD} = 4$ V. Mit $U_{DD} = 5$ V in Abb. 5.18.

Tab. C.4: Gemessene Beträge der Spitzenwerte mit Frequenzen zu Abb. 5.18.

f_0 (PLL)	Harmonische in dBm			bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBm			
	1. ^I	2. ^{II}	3. ^{II}	-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}
≈ 60 kHz	5,62	-26,62	-32,6	-36	-46,2	-52,2	-45,9
≈ 210 kHz	5,62	-26,22	-32,6	-36,6	-48,9	-54,7	-46,3
≈ 350 kHz	5,62	-26,24	-32,5	-37,3	-52,4	-58,1	-46,8
≈ 500 kHz	5,57	-26,52	-33,3	-36,6	-52,1	-57,6	-46,2

^I bei RBW = 3 MHz

^{II} bei RBW = 100 kHz

^{III} bei RBW = 10 kHz

C.4.1.2 Interne Referenz ohne Datenempfänger

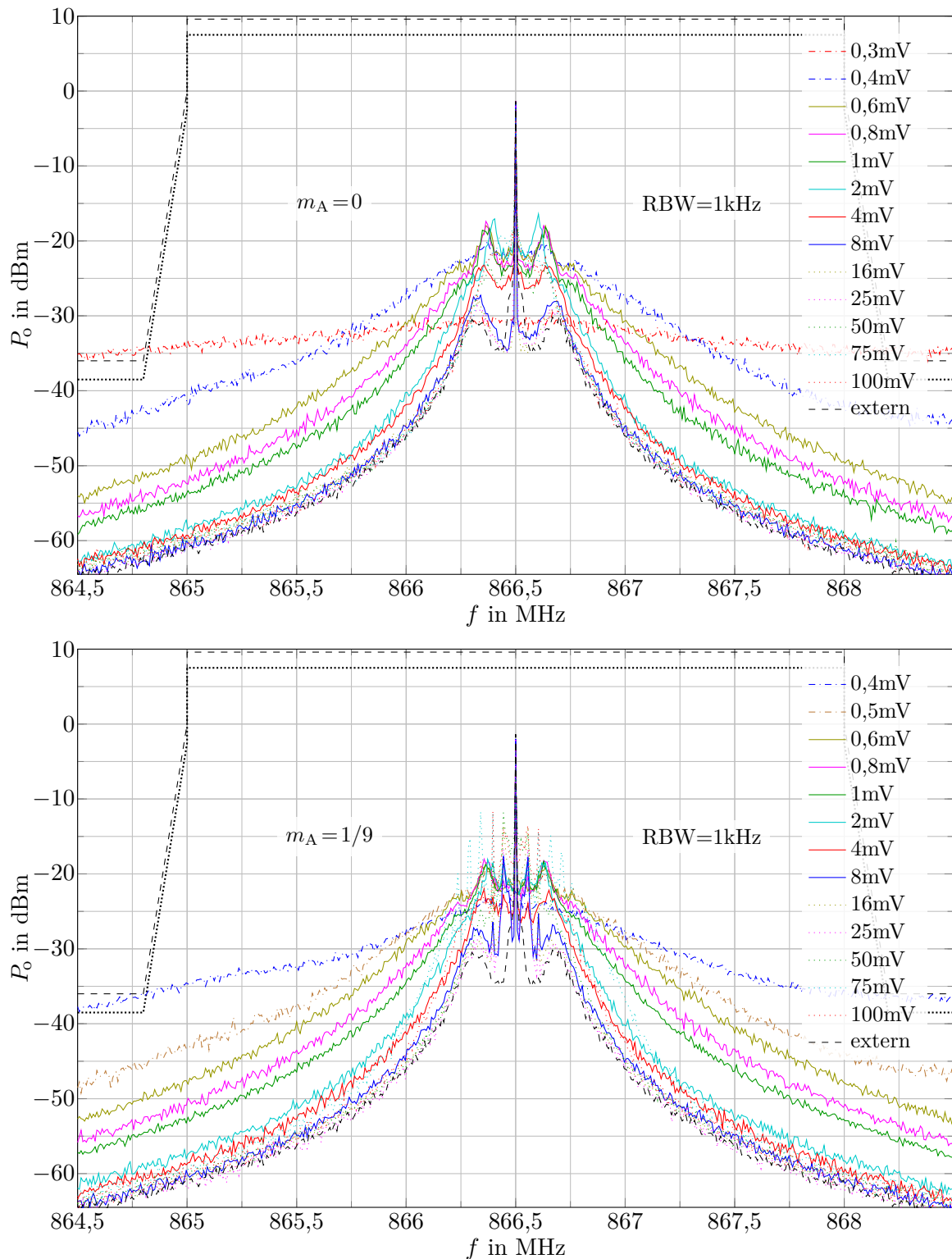


Abb. C.18: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$, $RBW = 1\text{ kHz}$ sowie $m_A = 0$ und $m_A = 1/9$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger (Datenempfänger deaktiviert). $U_{DD} = 5\text{ V}$. PLL: $f_0 \approx 60\text{ kHz}$. Mit $RBW = 10\text{ kHz}$ in Abb. C.20. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.5

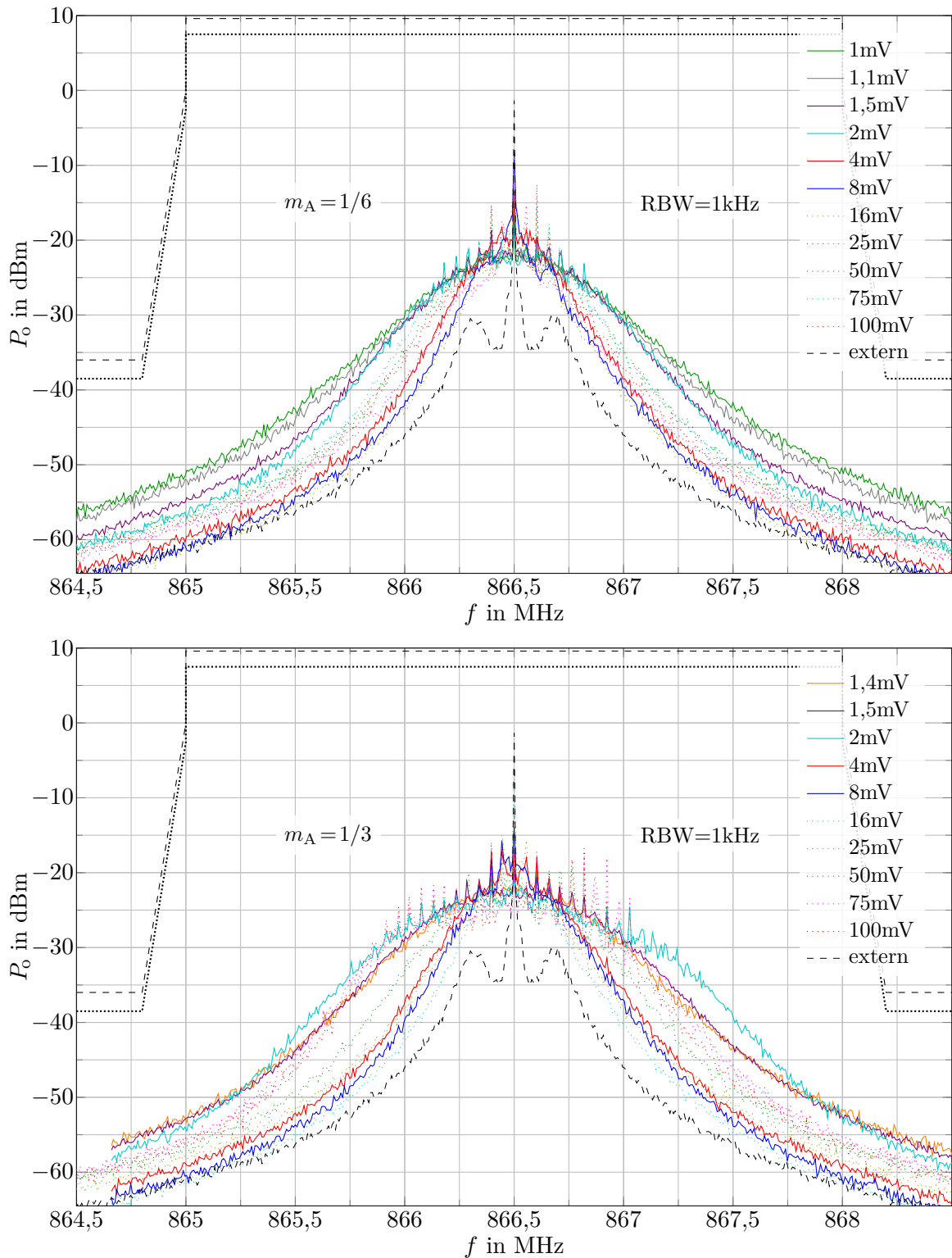


Abb. C.19: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ und $RBW = 1 \text{ kHz}$ sowie $m_A = 1/6$ und $m_A = 1/3$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger (Datenempfänger deaktiviert). $U_{DD} = 5 \text{ V}$. PLL: $f_0 \approx 60 \text{ kHz}$. Mit $RBW = 10 \text{ kHz}$ in Abb. C.21. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.6

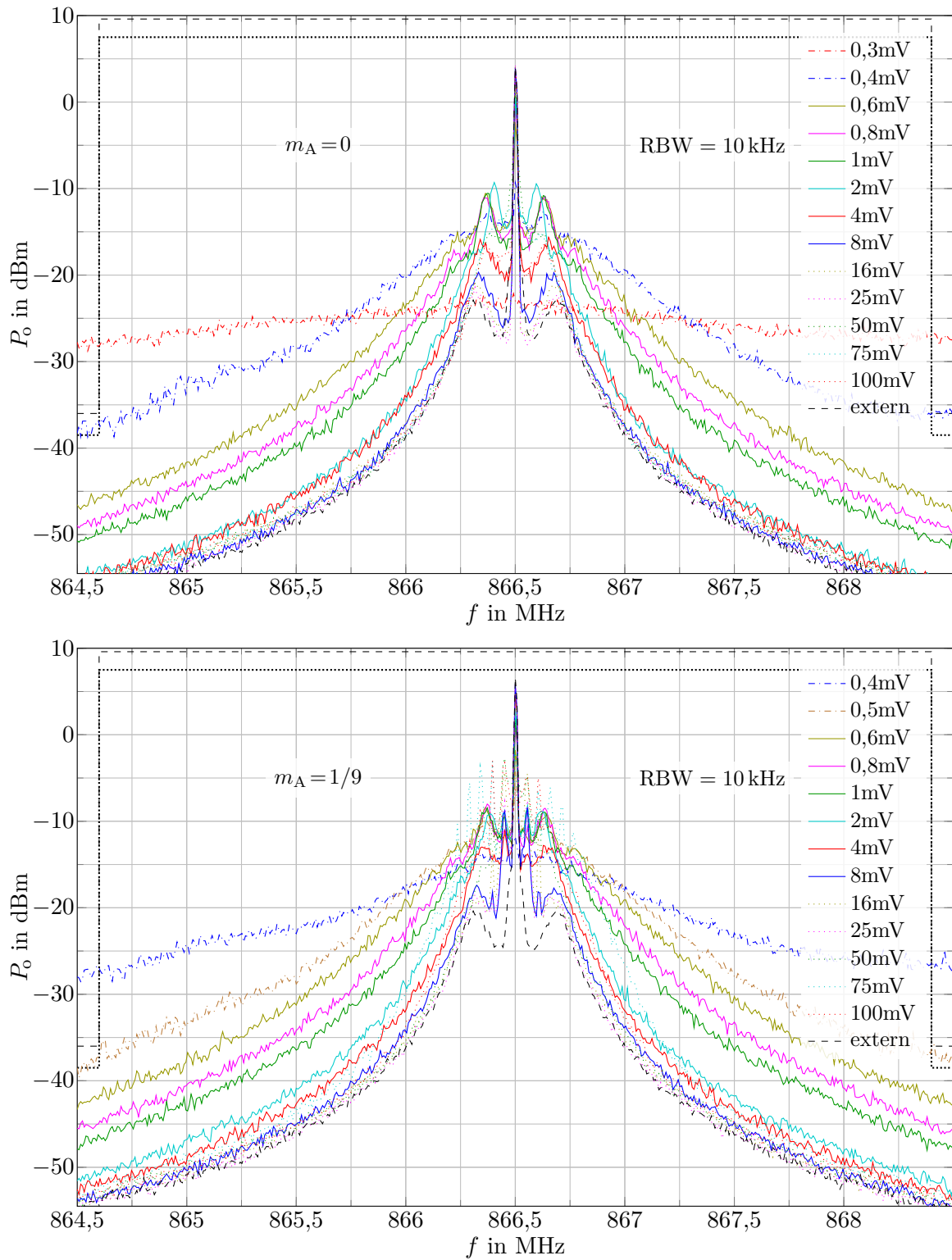


Abb. C.20: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ und $RBW = 10 \text{ kHz}$ sowie $m_A = 0$ und $m_A = 1/9$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger (Datenempfänger deaktiviert). $U_{DD} = 5 \text{ V}$. PLL: $f_0 \approx 60 \text{ kHz}$. Mit $RBW = 1 \text{ kHz}$ in Abb. C.18. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.5

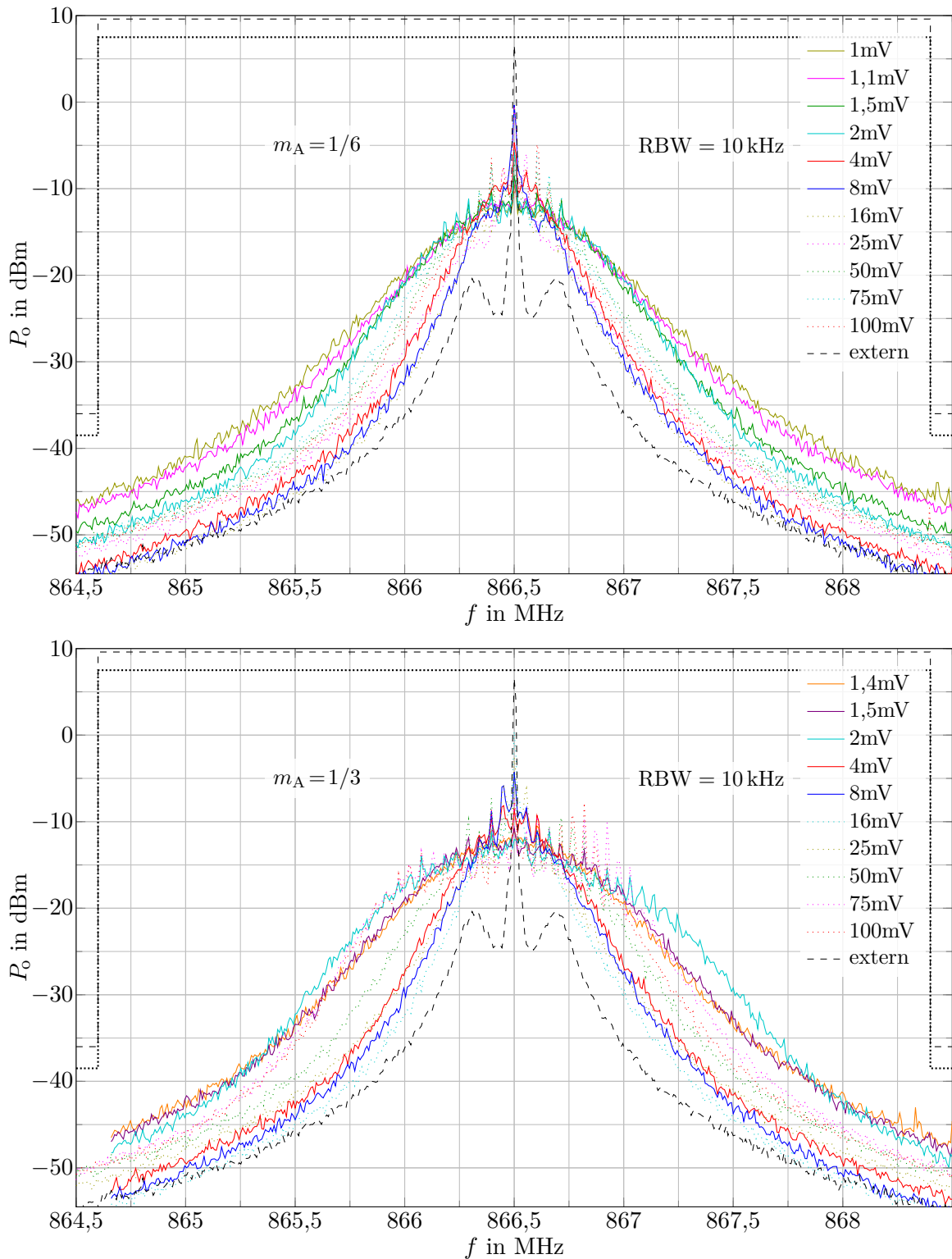


Abb. C.21: Gemessene Spektren bei eingeschwungener PLL bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ und $RBW = 10$ kHz sowie $m_A = 1/6$ und $m_A = 1/3$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger (Datenempfänger deaktiviert). $U_{DD} = 5$ V. PLL: $f_0 \approx 60$ kHz. Mit $RBW = 1$ kHz in Abb. C.19. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.6

Tab. C.5: Spitzenwerte bei alleinigem Referenzempfang zu Abb. C.18 und C.20 ($U_{DD} = 5$).

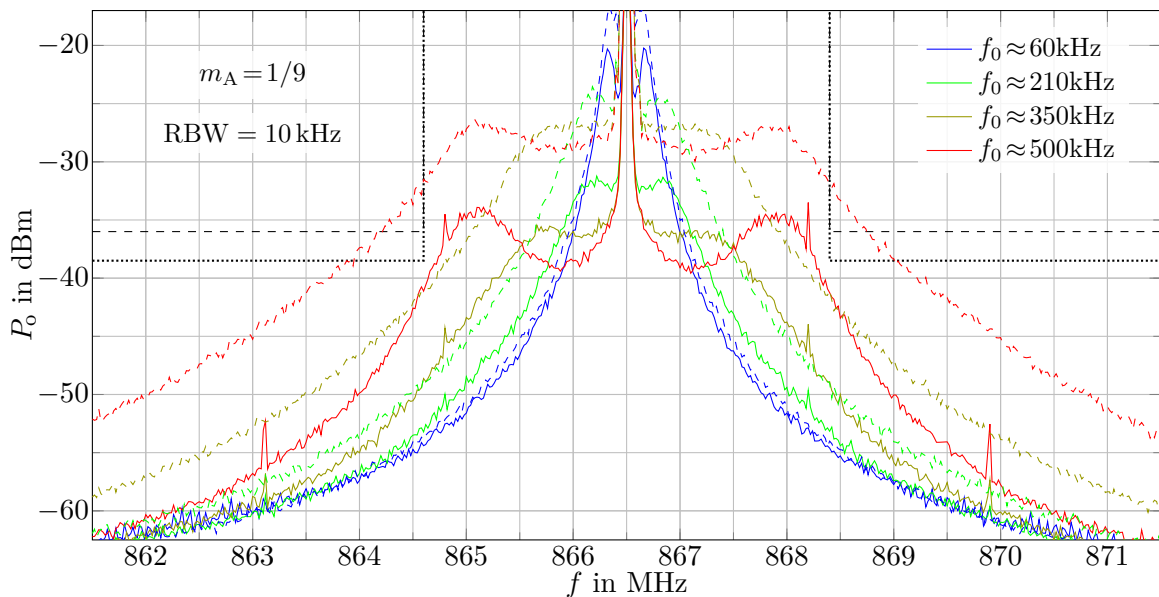
m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	1. Harm. in dBm ^I	bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBm				m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	1. Harm. in dBm ^I	bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBm			
			-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}				-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}
0	0,3	2,89	-33,4	-29,9	-68,6	-57,1	11	0,4	6,24	-42,6	-34,7	-69	-53,4
0	0,4	7,36	-42,2	-42,8	-69,3	-50,9	11	0,5	7,39	-42,1	-46,4	-68,6	-50,6
0	0,6	7,51	-40,6	-65,3	-68,6	-49,1	11	0,6	7,47	-41,3	-56,8	-68,8	-49,7
0	0,8	7,55	-40,1	-65,4	-68,3	-48,8	11	0,8	7,5	-40,4	-65,3	-68,3	-48,7
0	1	7,56	-39,5	-65,5	-67,9	-48,5	11	1	7,51	-39,8	-65,3	-68,2	-48,7
0	2	7,58	-38,8	-65,3	-67,6	-47,7	11	2	7,53	-39	-65,3	-68	-47,9
0	4	7,59	-38,3	-65,6	-67,3	-47,1	11	4	7,54	-38,4	-65,5	-67,3	-47,3
0	8	7,59	-39	-65,5	-66,9	-47,8	11	8	7,54	-39,2	-65,7	-67,1	-48
0	16	7,6	-39	-65,1	-65,8	-47,8	11	16	7,54	-39,4	-65,6	-67	-48,3
0	25	7,78	-38,5	-65,3	-66,9	-47,5	11	25	7,78	-38,6	-65,3	-67	-47,5
0	50	7,78	-38,7	-65,1	-66,7	-47,6	11	50	7,77	-39,3	-65	-67,3	-48,2
0	75	7,78	-37,6	-65,2	-66,9	-46,6	11	75	7,74	-41,3	-65,6	-68,2	-49,2
0	100	7,78	-37,8	-65,2	-67,1	-46,7	11	100	7,76	-39,1	-65,3	-68,2	-47,5

^I RBW = 3 MHz ^{II} RBW = 100 kHz ^{III} RBW = 10 kHz

Tab. C.6: Spitzenwerte bei alleinigem Referenzempfang zu Abb. C.19 und C.21 ($U_{DD} = 5$).

m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	1. Harm. in dBm ^I	bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBm				m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	1. Harm. in dBm ^I	bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBm			
			-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}				-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}
17	0,6	7,12	-42,9	-50,7	-59,6	-51							
17	0,7	7,17	-42,6	-53,5	-58,4	-50,5							
17	0,8	7,21	-37,9	-52,7	-57,9	-45,4	33	0,8	7,44	-41,3	-51,3	-68,6	-49,7
17	1	7,25	-40,7	-51,5	-56,6	-49	33	1	7,48	-40,4	-61,1	-68,5	-49,3
17	2	7,27	-40,5	-53,1	-57,7	-48,7	33	2	7,51	-40	-65,5	-68,9	-48,4
17	4	7,21	-39,1	-48,6	-53,2	-48	33	4	7,5	-40,4	-65,5	-68,5	-49,2
17	8	7,33	-39,7	-47,9	-52,4	-48,5	33	8	7,53	-39,2	-65,5	-68	-48,4
17	16	7,34	-40,4	-48,2	-53	-49,4	33	16	7,53	-39,8	-65,9	-67,7	-48,8
17	25	7,77	-39,2	-65,2	-66,8	-48	33	25	7,76	-38,7	-65,7	-67,4	-47,5
17	50	7,77	-39	-65	-67,7	-48,1	33	50	7,74	-40,3	-65,6	-68,3	-49,2
17	75	7,71	-42,5	-65,6	-68,6	-50,6	33	75	7,56	-43,6	-65,1	-69	-51,8
17	100	7,73	-40,3	-64,8	-68,9	-48,6	33	100	7,53	-44,1	-64,9	-69	-51,9

^I RBW = 3 MHz ^{II} RBW = 100 kHz ^{III} RBW = 10 kHz

**Abb. C.22:** Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL bei unterschiedlicher PLL-BW f_0 und $RBW = 10$ kHz mit externer Referenz (jeweils durchgezogen) und interner Referenz mit deaktiviertem Datenempfänger (jeweils gestrichelt) bei $m_A = 1/9$, $\hat{U}_{i,d,max} = 8$ mV und $U_{DD} = 5$ V.

Tab. C.7: Spitzenwerte bei alleinigem Referenzempfang zu Abb. C.23 und C.24 ($U_{DD} = 4$).

m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	1. Harm. in dBm ^I	bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBm				m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	1. Harm. in dBm ^I	bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBm			
			-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}				-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}
0	0,75	5,59	-42,8	-40	-60,6	-50,6	17	1	5,6	-42,1	-37,5	-60,1	-50,1
0	0,8	5,61	-47,6	-49,2	-60	-54,9	17	1,1	5,68	-41,5	-54,1	-59,5	-49,9
0	1	5,65	-41	-54,1	-59,3	-49,7	17	1,5	5,7	-41	-54,6	-59,4	-48,9
0	2	5,69	-39	-51,7	-57,4	-47,1	17	2	5,69	-40,7	-53,6	-59	-49,1
0	4	5,71	-38,8	-50,3	-55,5	-47,4	17	4	5,73	-39,6	-51,4	-57,2	-47,7
0	8	5,7	-38,3	-48,8	-54	-47	17	8	5,74	-39,3	-50	-55,1	-47,7
0	16	5,7	-38,6	-48,2	-53,6	-47,1	17	16	5,74	-41,1	-49,8	-54,8	-48,4
0	25	5,72	-34,1	-51	-55,5	-43,7	17	25	5,73	-33,7	-50,8	-55,6	-44
0	50	5,7	-35,1	-52,6	-57	-44,7	17	50	5,7	-36,3	-54,8	-59,7	-45,4
0	75	5,71	-34,5	-52,7	-57,9	-44,3	17	75	5,69	-36,3	-55	-59,5	-45,6
0	100	5,72	-33,8	-52,1	-57	-43,5	17	100	5,71	-35,5	-54,2	-58,9	-45

^I RBW = 3 MHz ^{II} RBW = 100 kHz ^{III} RBW = 10 kHz

Tab. C.8: Spitzenwerte bei alleinigem Referenzempfang zu Abb. C.23 und C.24 ($U_{DD} = 4$).

m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	1. Harm. in dBm ^I	bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBm			
			-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}
33	1,4	5,65	-42,1	-49,2	-60,3	-50
33	1,5	5,64	-42,5	-55,2	-60,9	-50
33	2	5,6	-42,3	-55,3	-60,6	-50,3
33	4	5,73	-41	-52,8	-58,5	-48,7
33	8	5,73	-40,5	-52,5	-57,5	-48,5
33	16	5,74	-40,9	-50,1	-55,2	-48,5
33	25	5,73	-34,5	-51,8	-56,9	-44
33	50	5,69	-36,3	-54,6	-60	-45,5
33	75	5,62	-38,4	-56,6	-61,6	-47,9
33	100	5,63	-38,3	-56,9	-61,4	-47,3

^I RBW = 3 MHz ^{II} RBW = 100 kHz ^{III} RBW = 10 kHz

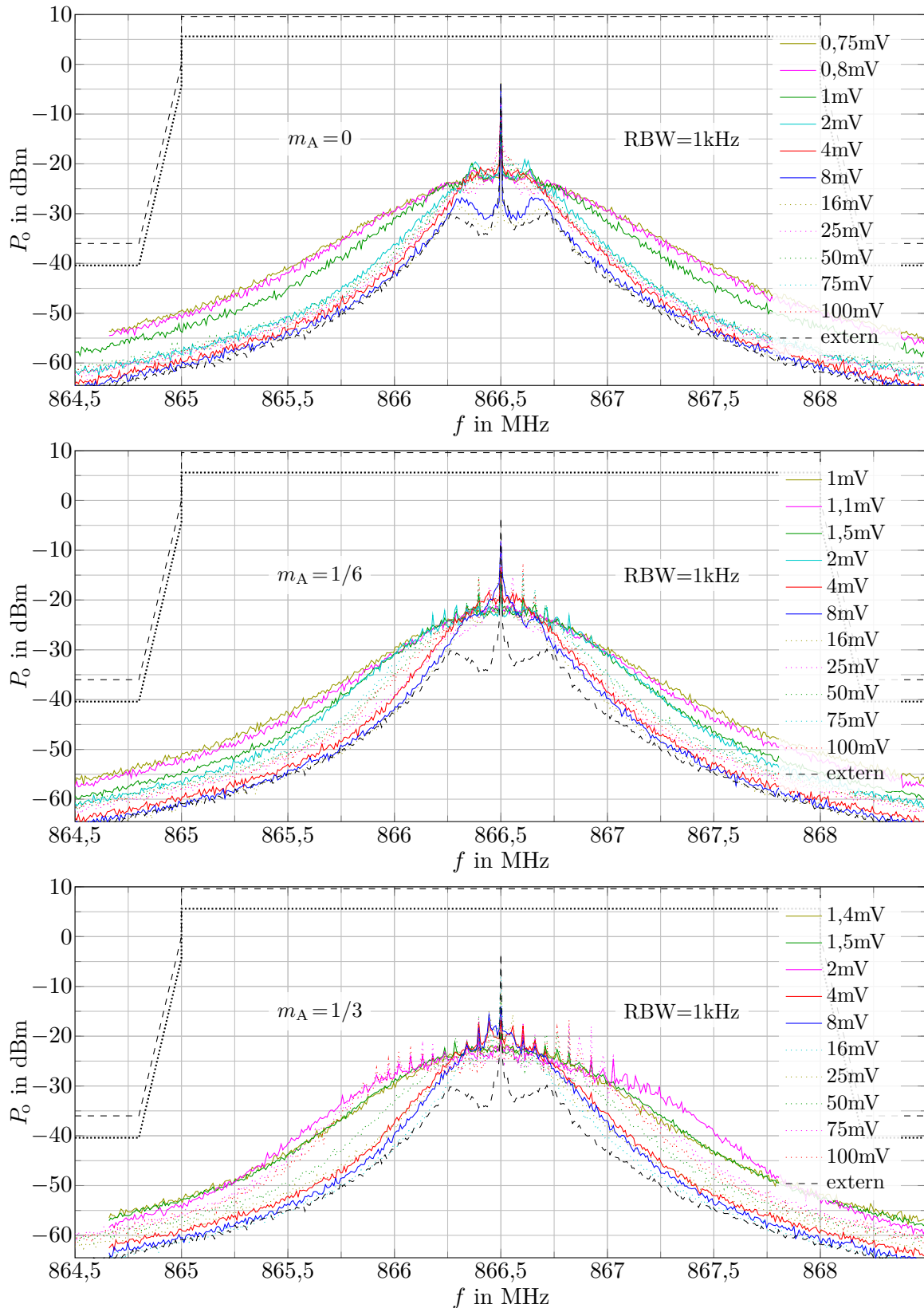


Abb. C.23: Spektren bei eingeschwungener PLL und unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ bei $RBW = 1 \text{ kHz}$ sowie $m_A = 0$, $m_A = 1/6$ und $m_A = 1/3$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger (Dateneempfänger deaktiviert). $U_{DD} = 4 \text{ V}$. PLL: $f_0 \approx 60 \text{ kHz}$. Mit $RBW = 10 \text{ kHz}$ in Abb. C.24. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.7, Tab. C.8.

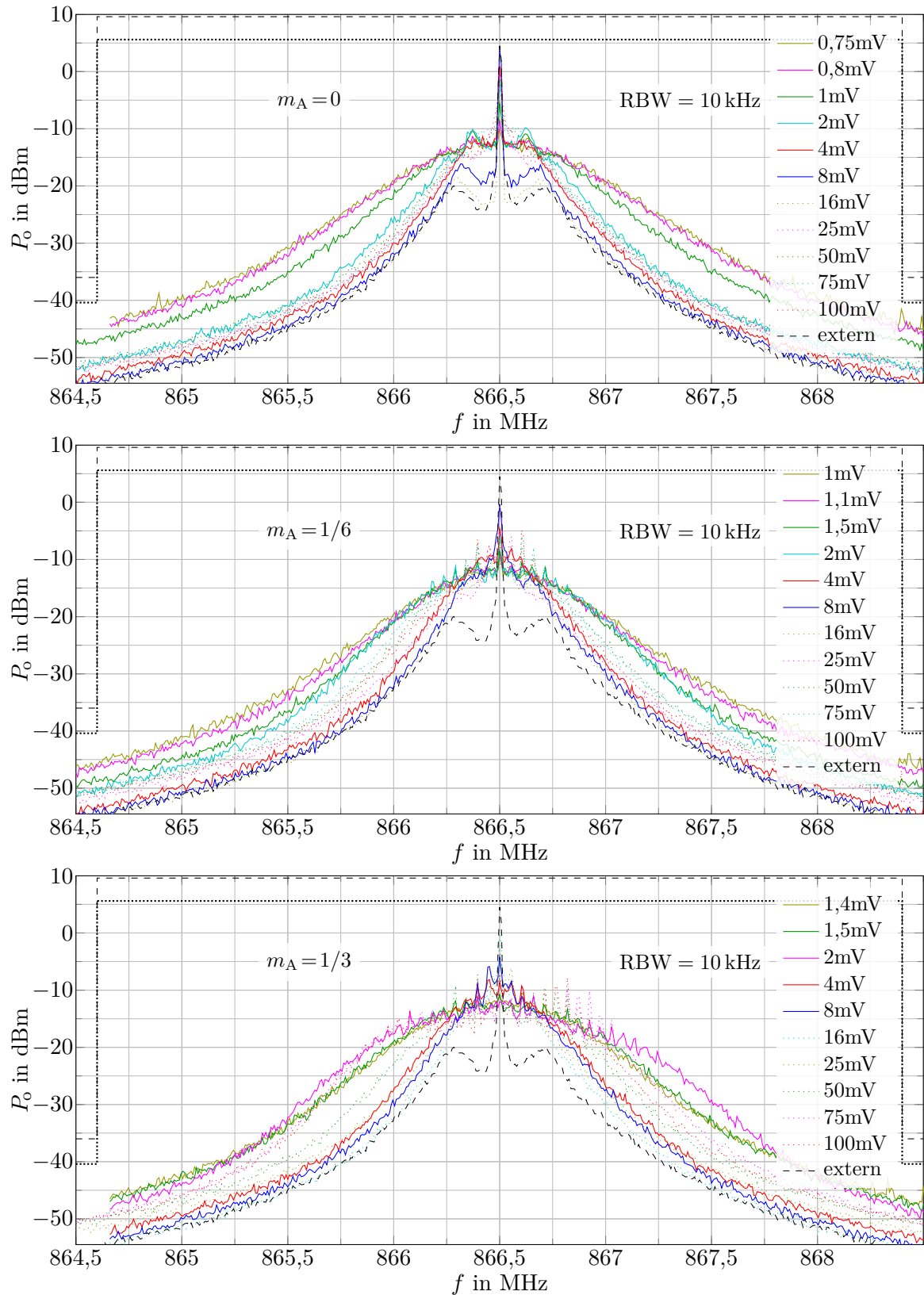


Abb. C.24: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL und unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ bei $RBW = 10$ kHz sowie $m_A = 0$, $m_A = 1/6$ und $m_A = 1/3$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger (Datenempfänger deaktiviert). $U_{DD} = 4$ V. PLL: $f_0 \approx 60$ kHz. Mit $RBW = 1$ kHz in Abb. C.23. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.7, Tab. C.8.

C.4.1.3 Interne Referenz mit Datenempfänger

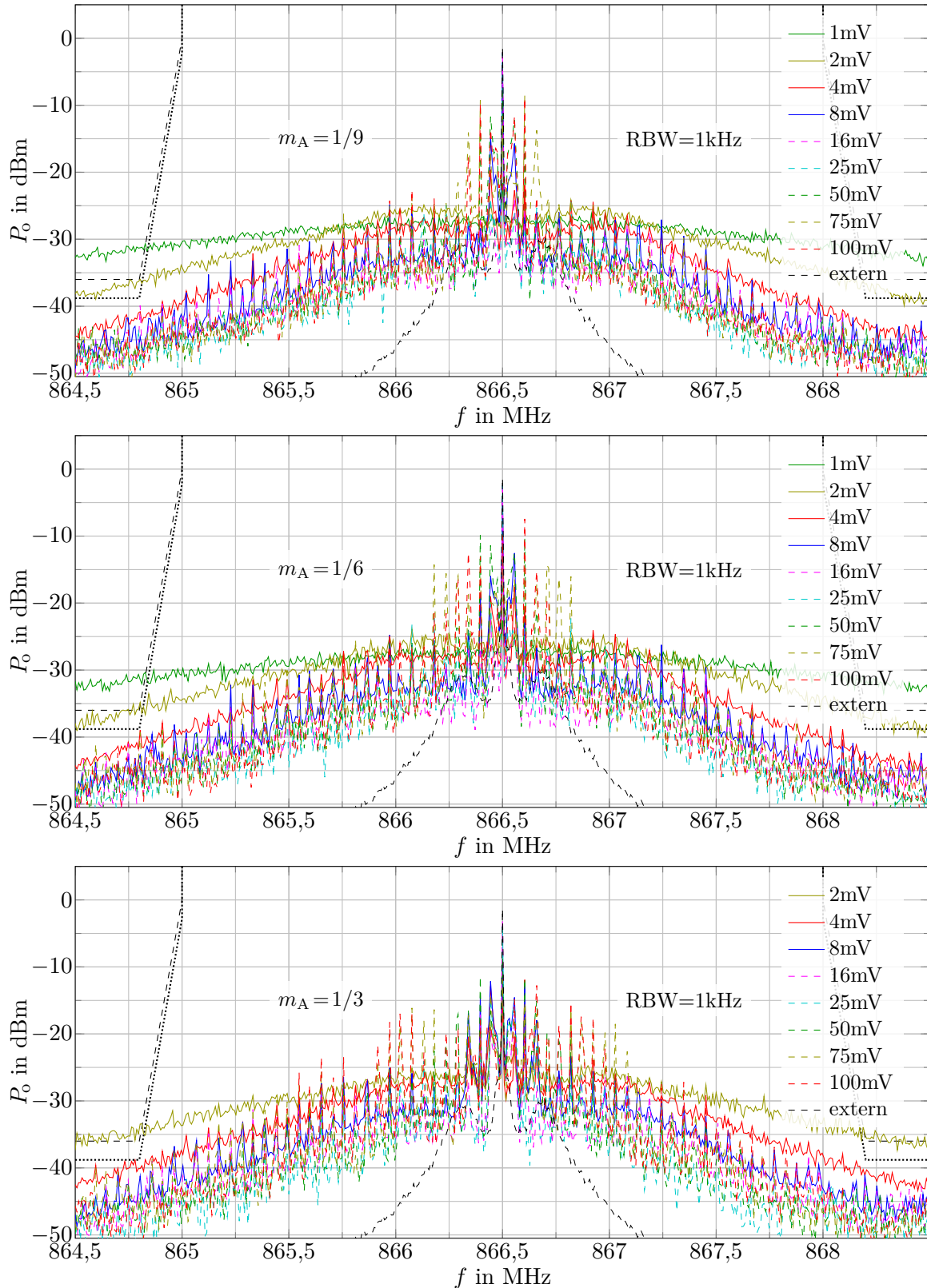


Abb. C.25: Spektren bei eingeschwungener PLL und unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ bei $RBW = 1 \text{ kHz}$ sowie $m_A = 1/9$, $m_A = 1/6$ und $m_A = 1/3$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger Datenempfänger. $U_{DD} = 5 \text{ V}$. PLL: $f_0 \approx 210 \text{ kHz}$. Mit $RBW = 10 \text{ kHz}$ in Abb. C.26. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.9.

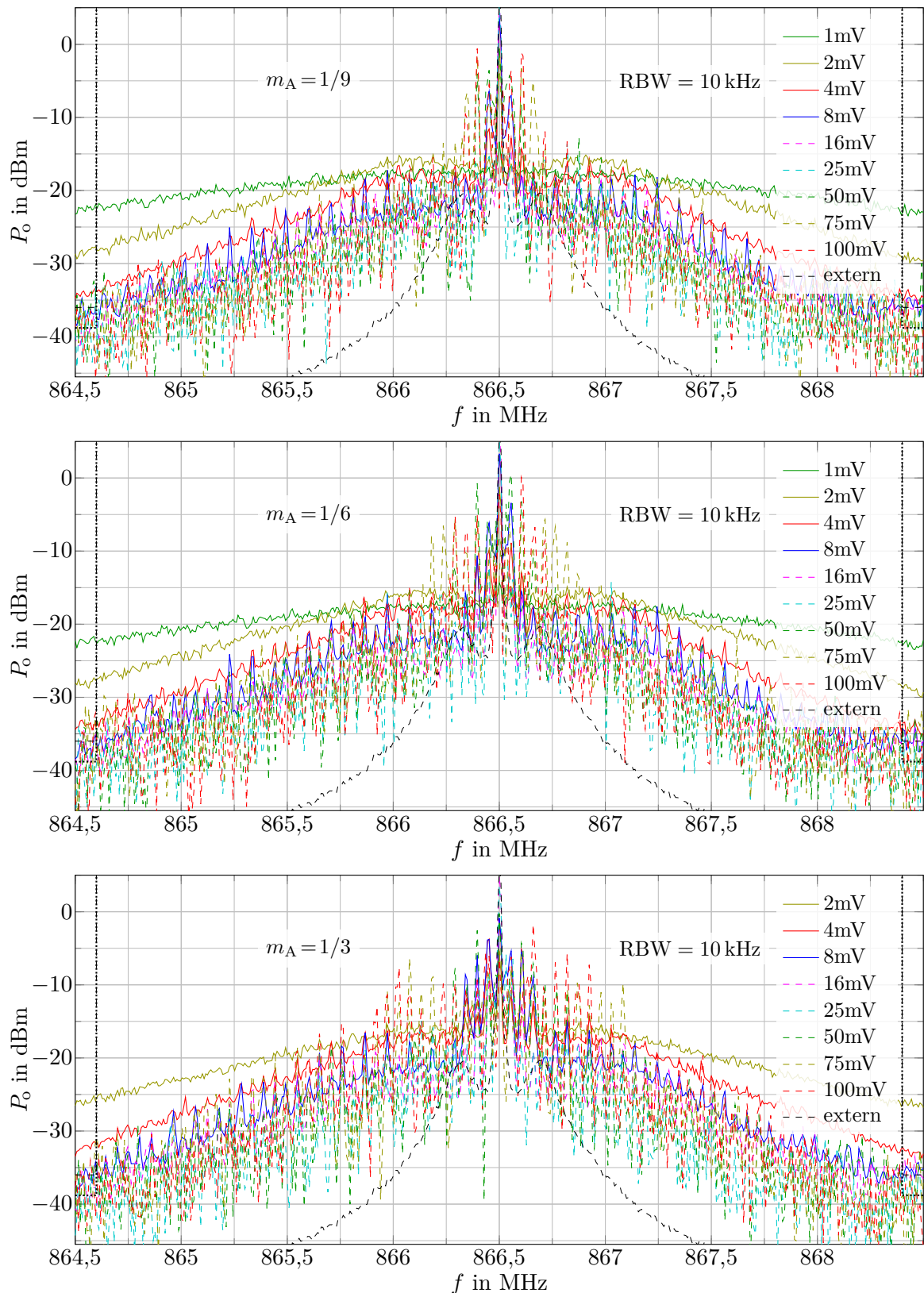


Abb. C.26: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL und unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ bei $RBW = 10 \text{ kHz}$ sowie $m_A = 1/9$, $m_A = 1/6$ und $m_A = 1/3$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger mit Datenempfänger. $U_{DD} = 5 \text{ V}$. PLL: $f_0 \approx 210 \text{ kHz}$. Mit $RBW = 1 \text{ kHz}$ in Abb. C.25. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.9.

Tab. C.9: Spitzenwerte bei Referenz- und Datenempfang zu Abb. C.25 bis Abb. C.28.

\hat{U}_{DD} in V	m_A	$\hat{U}_{i,d,max}$ in mV	Harmonische in dBm			bei $f_{osc} \pm n f_{ref}$ in dBm			
			1. ^I	2. ^{II}	3. ^{II}	-2 ^{II}	-1 ^{III}	1 ^{III}	2 ^{II}
5	11	1	5,43	-39,02	-48,24	-41,7	-52,9	-58,6	-51
5	11	2	6,63	-36,42	-46,44	-36	-53,1	-58,4	-45
5	11	4	7,03	-32,07	-43,67	-33,7	-52,4	-58,2	-42,4
5	11	8	7,1	-30,35	-39,33	-32,7	-52,7	-58,1	-41,3
5	11	16	7,16	-28,36	-37,72	-32,4	-52,3	-57,4	-40,8
5	11	25	7,3	-27,55	-35,98	-32,4	-51,7	-57,4	-41,2
5	11	50	7,29	-31,57	-40,26	-33,3	-51,6	-57,6	-42
5	11	75	7,29	-31,4	-41,34	-34,9	-51,6	-57,4	-44,1
5	11	100	7,28	-32,19	-42,38	-34,5	-51,6	-57,4	-43,6
5	17	1	5,85	-39,81	-48,41	-39,9	-52,4	-58,7	-48,8
5	17	2	6,81	-38,27	-46,21	-36,6	-52,8	-58	-45
5	17	4	7,13	-34,22	-43,52	-33,8	-52,7	-57,9	-41,9
5	17	8	7,23	-30,18	-38,93	-32,8	-52,1	-58	-40,5
5	17	16	7,27	-27,51	-35,95	-32,6	-51,9	-57,2	-40,1
5	17	25	7,28	-27,65	-35,45	-32,4	-51,7	-57,2	-41,1
5	17	50	7,28	-30,99	-40,49	-34,4	-51,2	-57,5	-43,3
5	17	75	7,21	-33,58	-43,99	-36,2	-52,1	-57,4	-45,2
5	17	100	7,27	-33,21	-42,75	-35,1	-50,6	-57,2	-44
5	33	2	6,61	-37,97	-46,91	-37,7	-52,6	-58,5	-46,5
5	33	4	7,06	-35,79	-45,51	-34,8	-52,7	-58,1	-43,4
5	33	8	7,24	-32,86	-42,35	-33,6	-52,7	-58	-41,7
5	33	16	7,29	-30,23	-39,19	-32,7	-52,5	-57,7	-40,2
5	33	25	7,3	-30,24	-39,03	-32,8	-51,8	-56,4	-41,1
5	33	50	7,27	-34,3	-43,28	-34,6	-51,5	-57,3	-43,4
5	33	75	7,18	-34,67	-43,63	-36,4	-52,1	-57,3	-45,8
5	33	100	7,21	-34,5	-43,97	-36,7	-52,3	-57,5	-45,8
4	17	2,5	4,58	-37,93	-45,52	-42,6	-52,9	-59,1	-51,8
4	17	3	4,89	-37,62	-45,26	-40,8	-52,7	-59,1	-49,9
4	17	4	5,18	-36,9	-43,59	-39,1	-52,6	-59,1	-48,2
4	17	8	5,42	-34,48	-42,23	-37,9	-52,2	-58,8	-46,3
4	17	16	5,53	-31,07	-38,01	-35,8	-51,8	-58,7	-44
4	17	25	5,61	-33,71	-42,37	-37,2	-53,5	-58,9	-45,9
4	17	50	5,58	-35,33	-43,26	-39,7	-51,8	-59,5	-48,2
4	17	75	5,45	-33,82	-41,2	-39,2	-52,9	-58,4	-47,4
4	17	100	5,59	-32,41	-41,78	-39,4	-52,7	-58,4	-47,2
4	33	3,5	4,68	-38,15	-44,97	-41,3	-51,8	-57,3	-50,7
4	33	4	4,84	-37,51	-44,55	-41,4	-52,8	-58,5	-50,2
4	33	8	5,32	-36,11	-43,78	-40	-52,6	-58,5	-48,1
4	33	16	5,43	-34,11	-42,25	-38,1	-52,7	-58,9	-46,2
4	33	25	5,59	-30,91	-39,35	-36,3	-52	-58	-44,7
4	33	50	5,54	-33,43	-43,01	-39,1	-51,8	-58,1	-49
4	33	75	5,45	-36,76	-44,7	-40,5	-53,1	-58,3	-50,8
4	33	100	5,58	-33,17	-39,88	-40,3	-50,9	-57,8	-49,8

^I RBW = 3 MHz^{II} RBW = 100 kHz^{III} RBW = 10 kHz

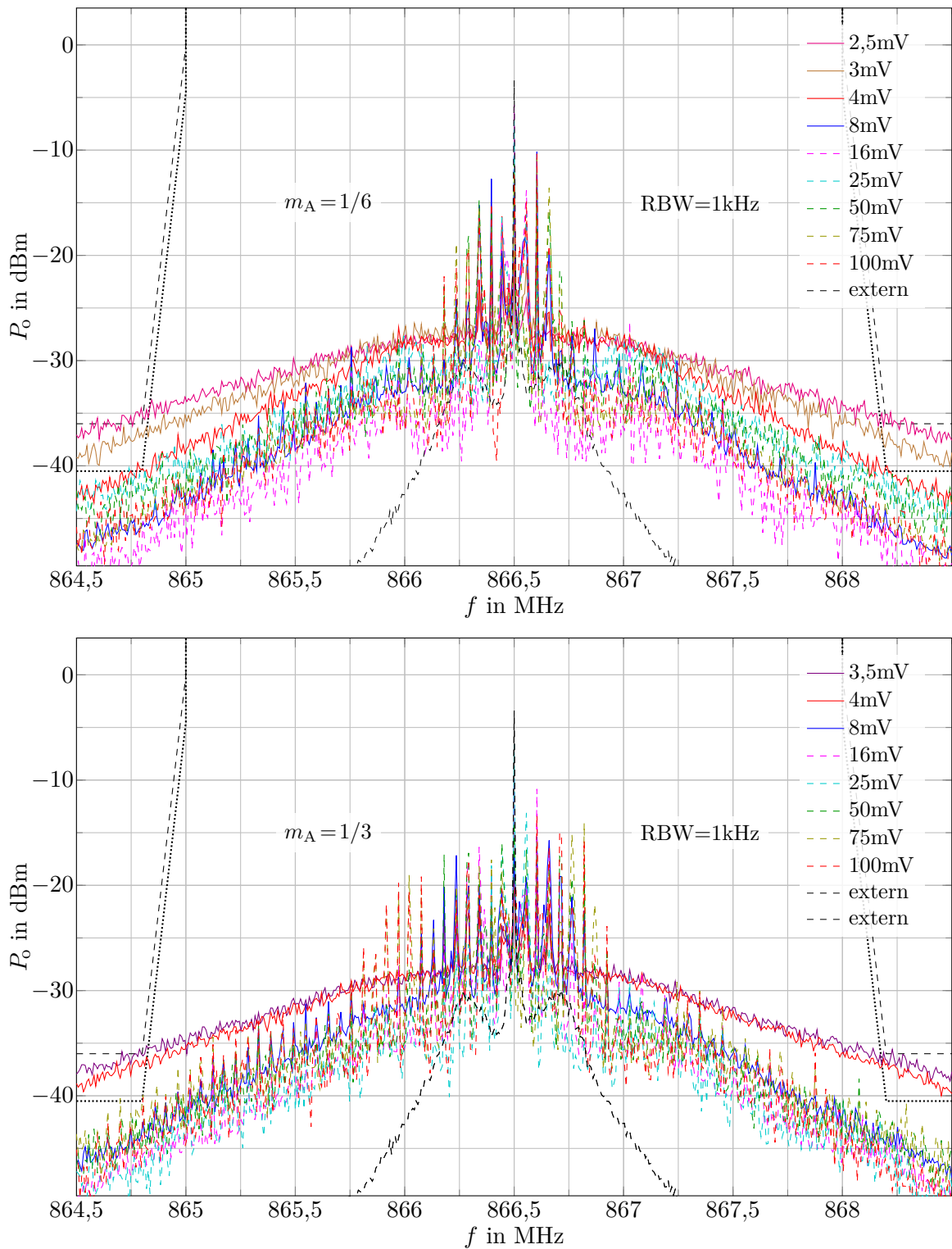


Abb. C.27: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ und $RBW = 10$ kHz sowie $m_A = 1/6$ und $m_A = 1/3$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger mit Datenempfänger. $U_{DD} = 4$ V. PLL: $f_0 \approx 210$ kHz. Mit $RBW = 10$ kHz in Abb. C.28. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.9.

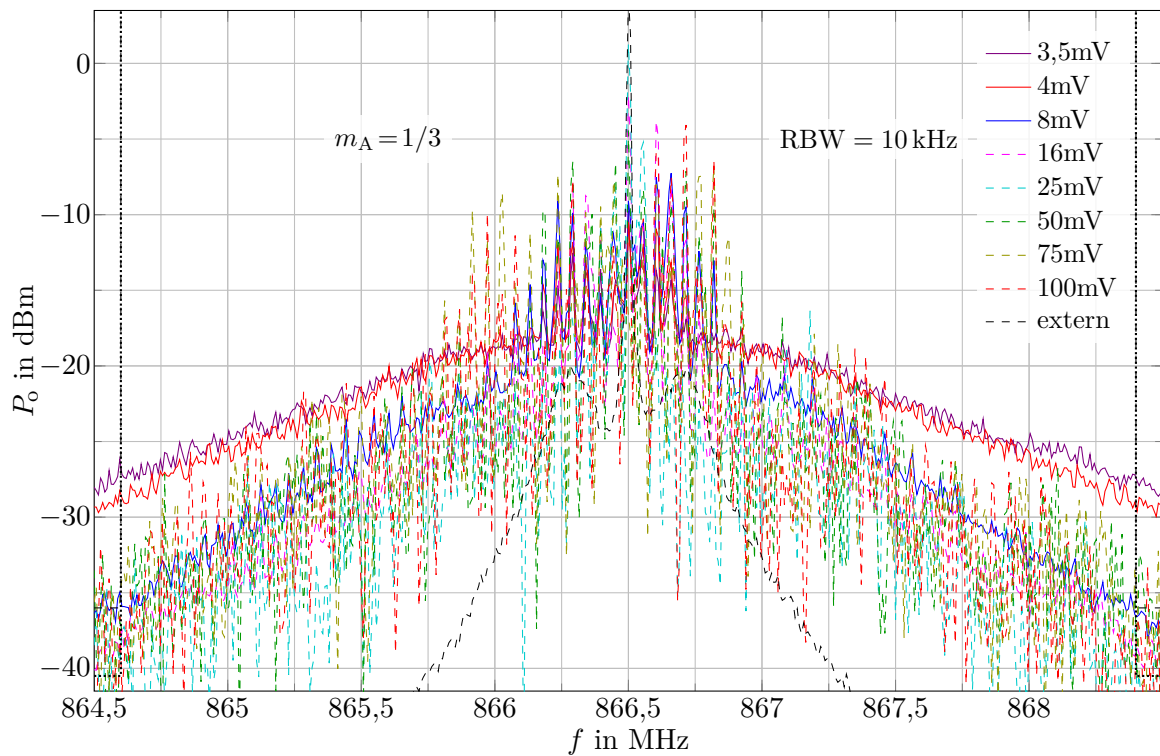
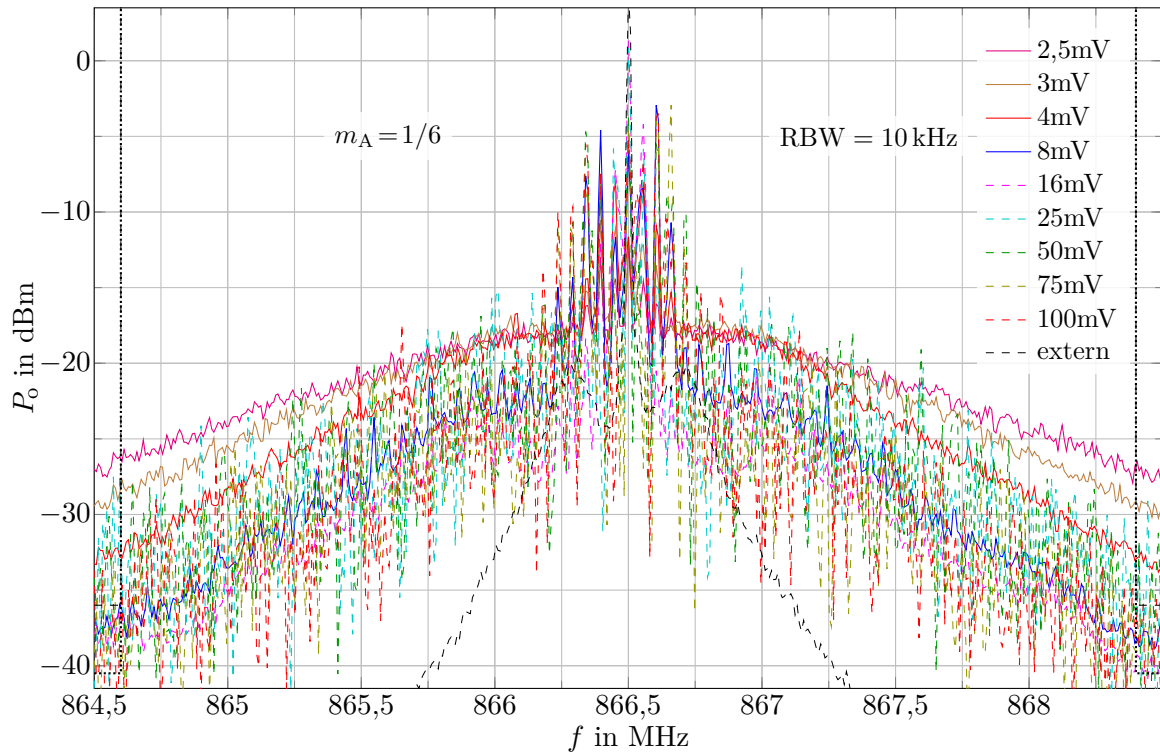


Abb. C.28: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL bei unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ und $RBW = 10$ kHz sowie $m_A = 1/6$ und $m_A = 1/3$ mit Grenzen nach [46] (schwarz, gestrichelt), bzw. verschoben wenn Bandleistung auf 10 dBm verstärkt wird (schwarz, gepunktet). Referenz: Referenzempfänger mit Datenempfänger. $U_{DD} = 4$ V. PLL: $f_0 \approx 210$ kHz. Mit $RBW = 10$ kHz in Abb. C.27. Spitzenwerte bei anderen Frequenzen: Tab. C.9.

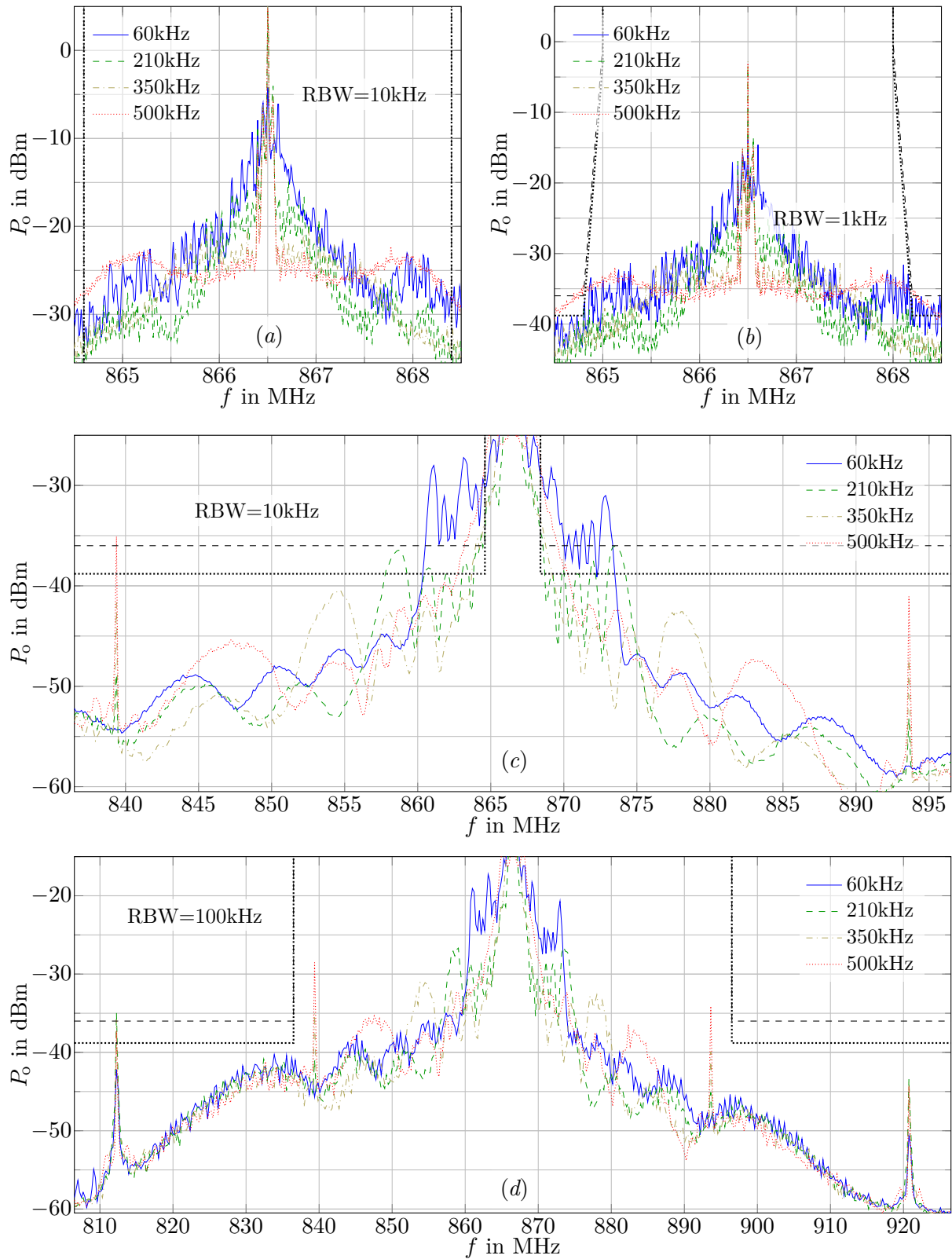


Abb. C.29: Gemessene Spektren bei eingeschwungener PLL und jeweils unterschiedlichen PLL-Bandbreiten f_0 bei unterschiedlichen Frequenzbereichen und RBWen mit Grenzen nach [46]. Referenz: Referenzempfänger mit aktiviertem Datenempfänger (AGC). $U_{DD} = 5$ V.

C.4.2 PA

C.4.2.1 Externe Referenz

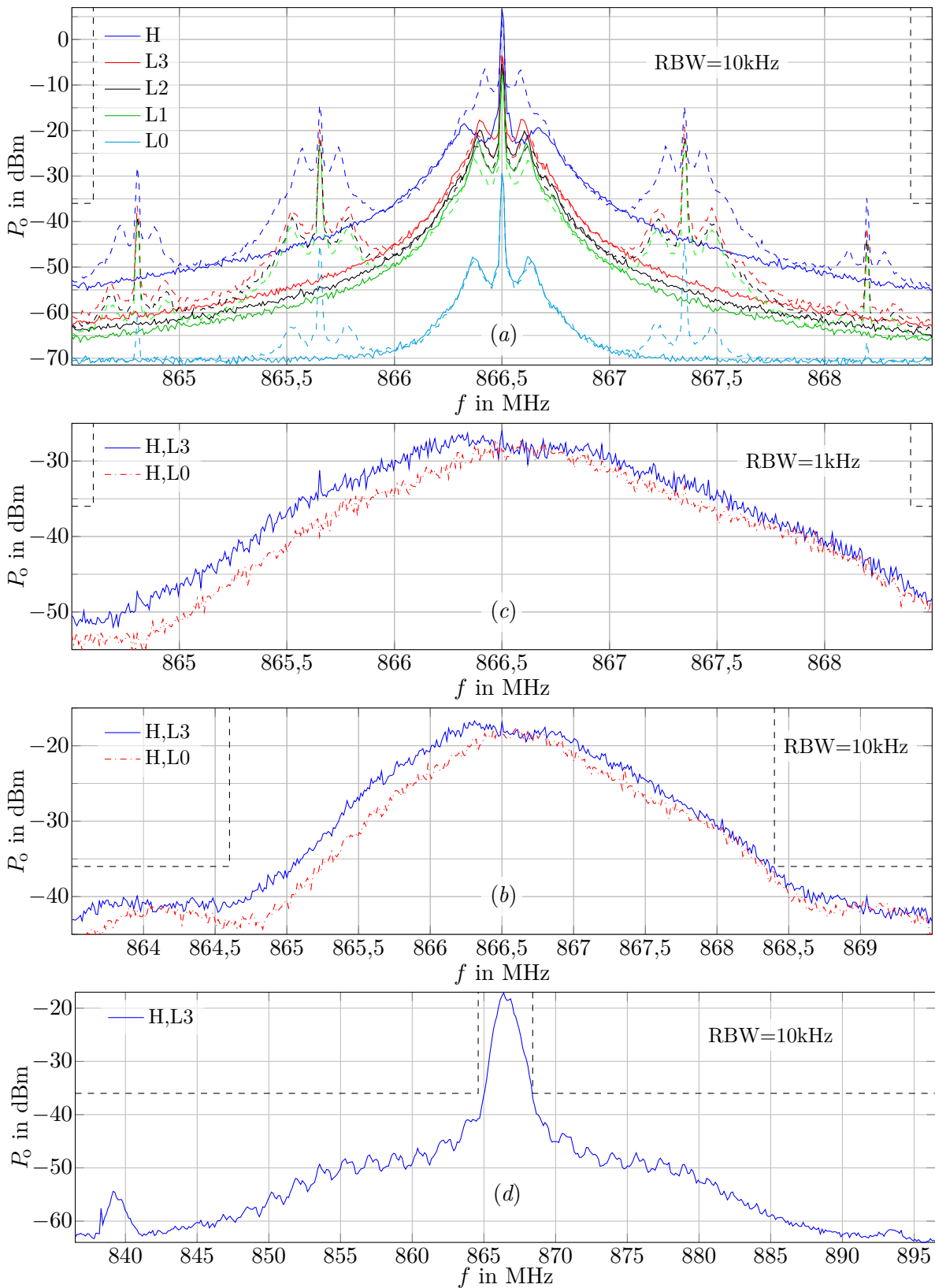


Abb. C.30: Gemessene Spektren bei eingeschwungener PLL und konstanter Sendleistung ohne (durchgezogen) und mit (gestrichelt) aktiviertem Systemtaktsignal (a) und bei Modulation mit PRBS-Daten (b), (c), (d). Jeweils bei $U_{DD} = 5$ V und mit unterschiedlichen Einstellungen für L-Pegel. Referenz: externer Takt. PLL: $f_0 \approx 60$ kHz.

C.4.2.2 Interne Referenz ohne Datenempfänger

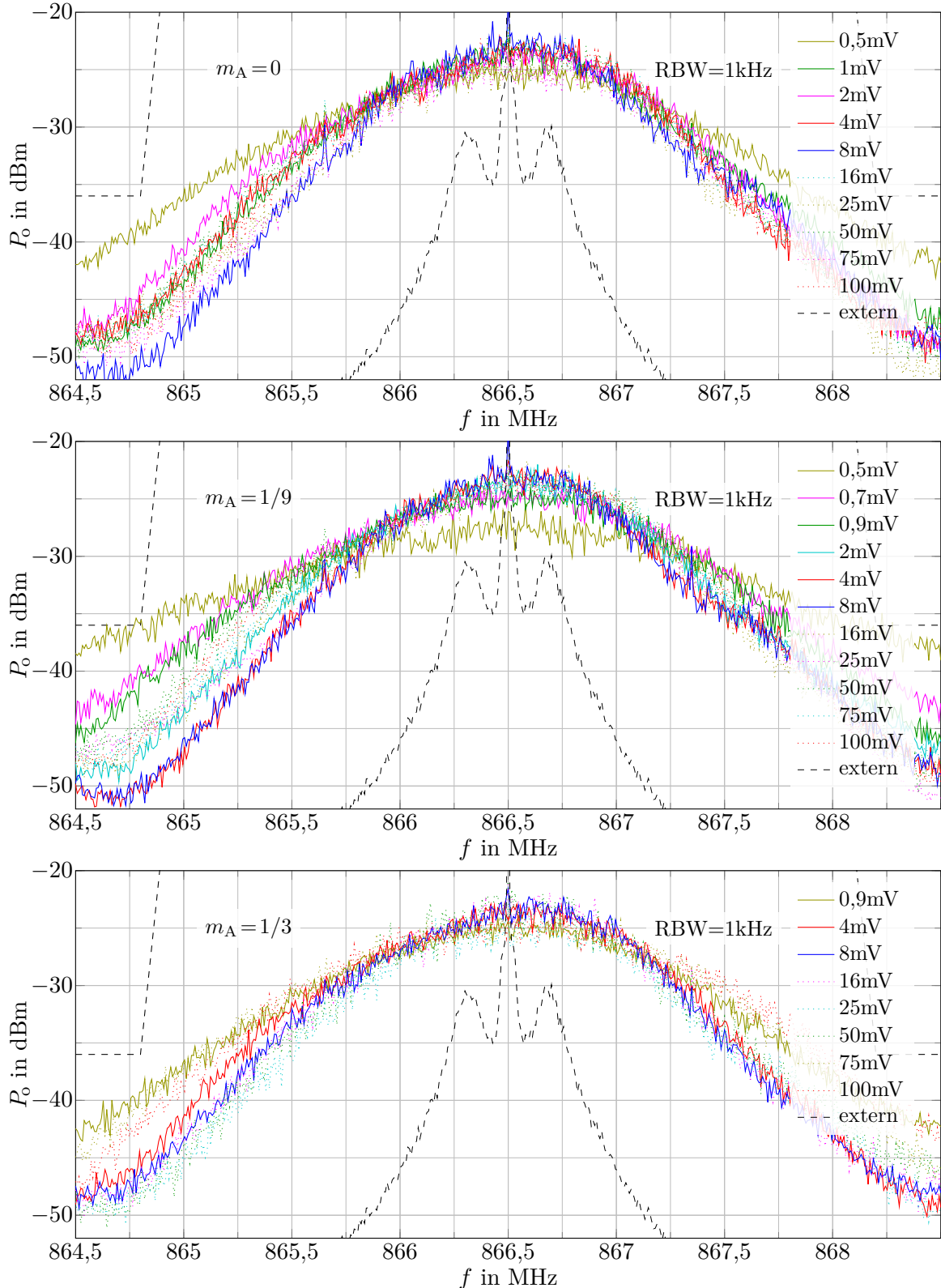


Abb. C.31: Gemessene Spektren bei eingeschwungener PLL und Modulation mit PRBS-Daten bei Pegeln „H“/„L3“ und unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ (RX) bei $RBW = 1$ kHz sowie $m_A = 0$, $m_A = 1/9$ und $m_A = 1/3$ mit Grenze nach [46] (schwarz, gestrichelt). Referenz: Referenzempfänger mit Datenempfänger. $U_{DD} = 5$ V. PLL: $f_0 \approx 60$ kHz. Mit $RBW = 10$ kHz in Abb. C.32.

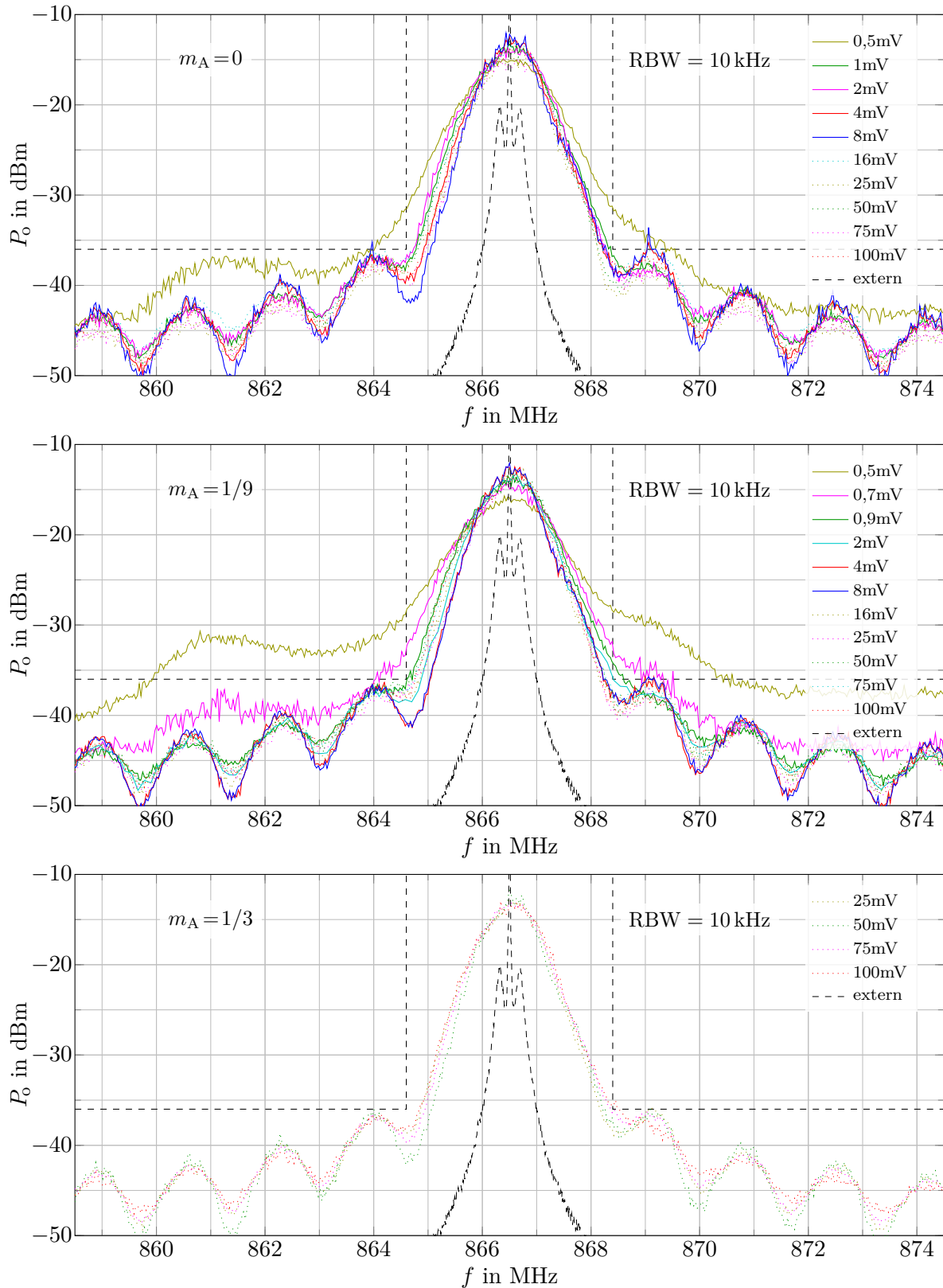


Abb. C.32: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL und Modulation mit PRBS-Daten bei Pegeln „H“/„L3“ und unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ (RX) bei RBW = 10 kHz sowie $m_A = 0$, $m_A = 1/9$ und $m_A = 1/3$ mit Grenze nach [46] (schwarz, gestrichelt). Referenz: Referenzempfänger ohne Datenempfänger. $U_{DD} = 5$ V. PLL: $f_0 \approx 60$ kHz. Mit RBW = 1 kHz in Abb. C.33.

C.4.2.3 Interne Referenz mit Datenempfänger

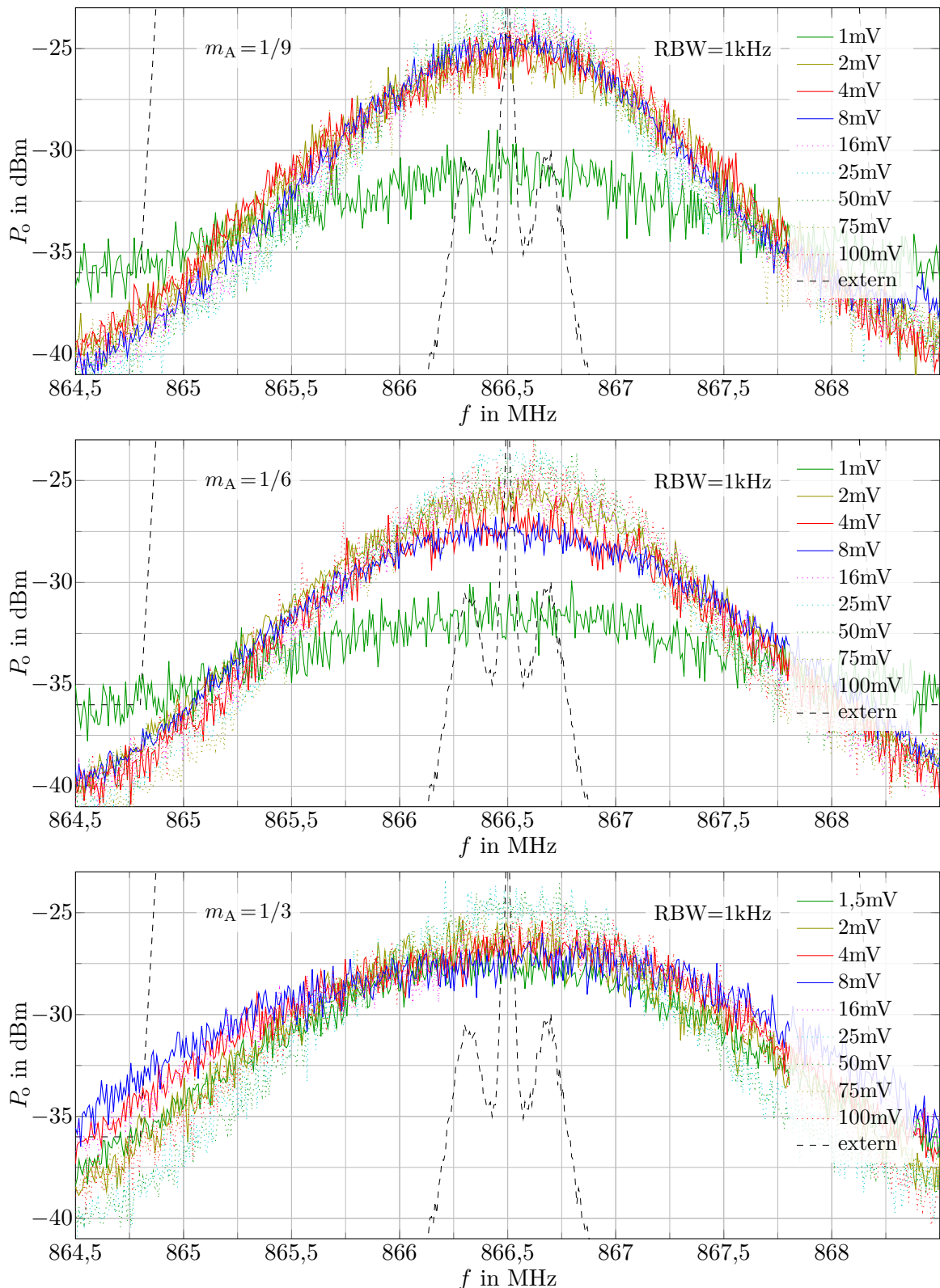


Abb. C.33: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL und Modulation mit PRBS-Daten bei Pegeln „H“/„L3“ und unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ (RX) bei $RBW = 1$ kHz sowie $m_A = 1/9$, $m_A = 1/6$ und $m_A = 1/3$ mit Grenze nach [46] (schwarz, gestrichelt). Referenz: Referenzempfänger mit Datenempfänger. $U_{DD} = 5$ V. PLL: $f_0 \approx 60$ kHz. Mit $RBW = 10$ kHz in Abb. C.34.

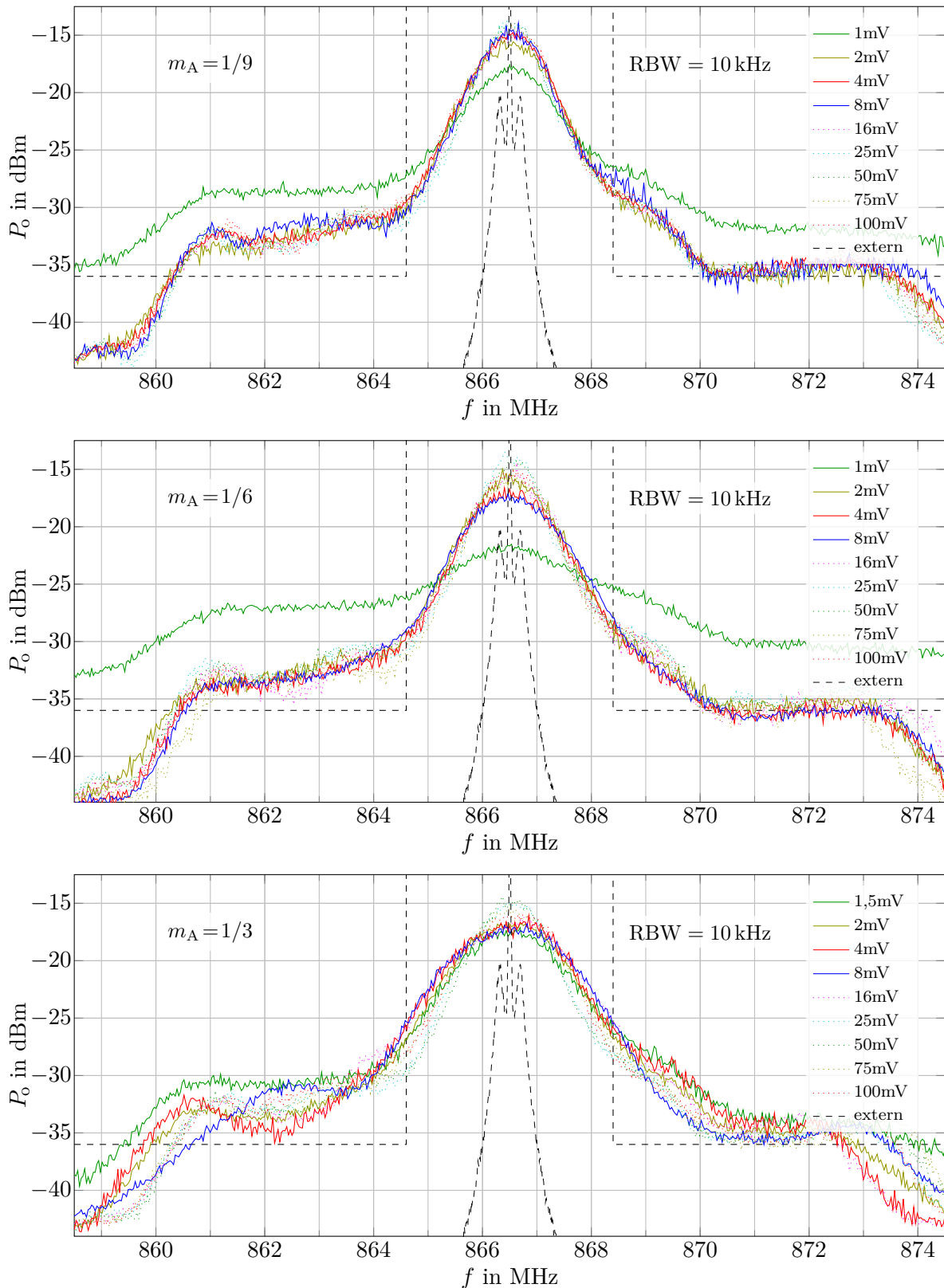


Abb. C.34: Gemessene Spektren bei eingeschwingener PLL und Modulation mit PRBS-Daten bei Pegeln „H“/„L3“ und unterschiedlichen $\hat{U}_{i,d,max}$ (RX) bei RBW = 10 kHz sowie $m_A = 0$, $m_A = 1/9$ und $m_A = 1/3$ mit Grenze nach [46] (schwarz, gestrichelt). Referenz: Referenzempfänger ohne Datenempfänger. $U_{DD} = 5$ V. PLL: $f_0 \approx 60$ kHz. Mit RBW = 1 kHz in Abb. C.33.

D Eingesetzte Technologie

D.1 Übersicht

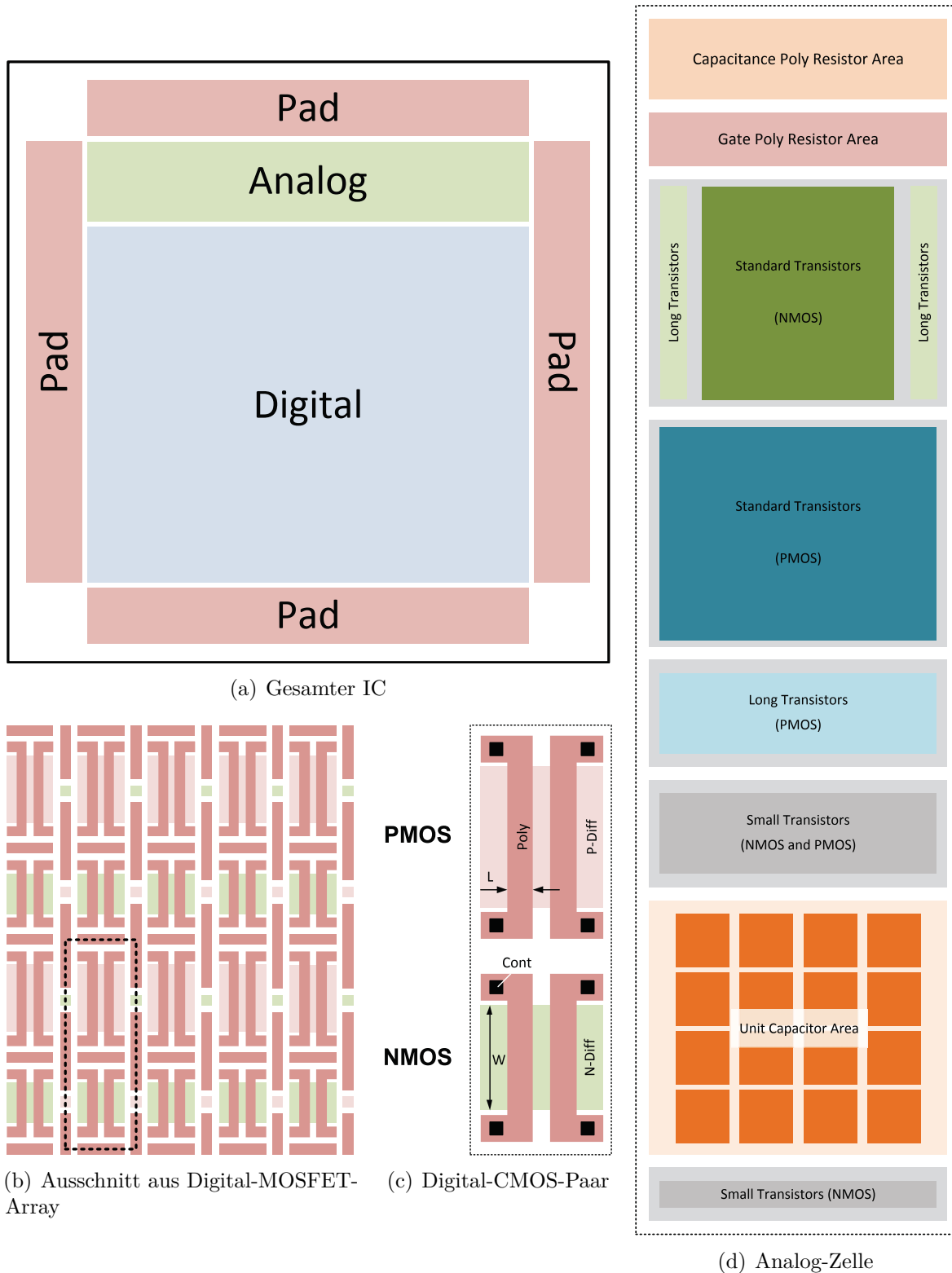


Abb. D.1: Übersicht eingesetzter Sea-of-Gate IC [42]

E Integrierte Schaltung

E.1 Maskenentwurf

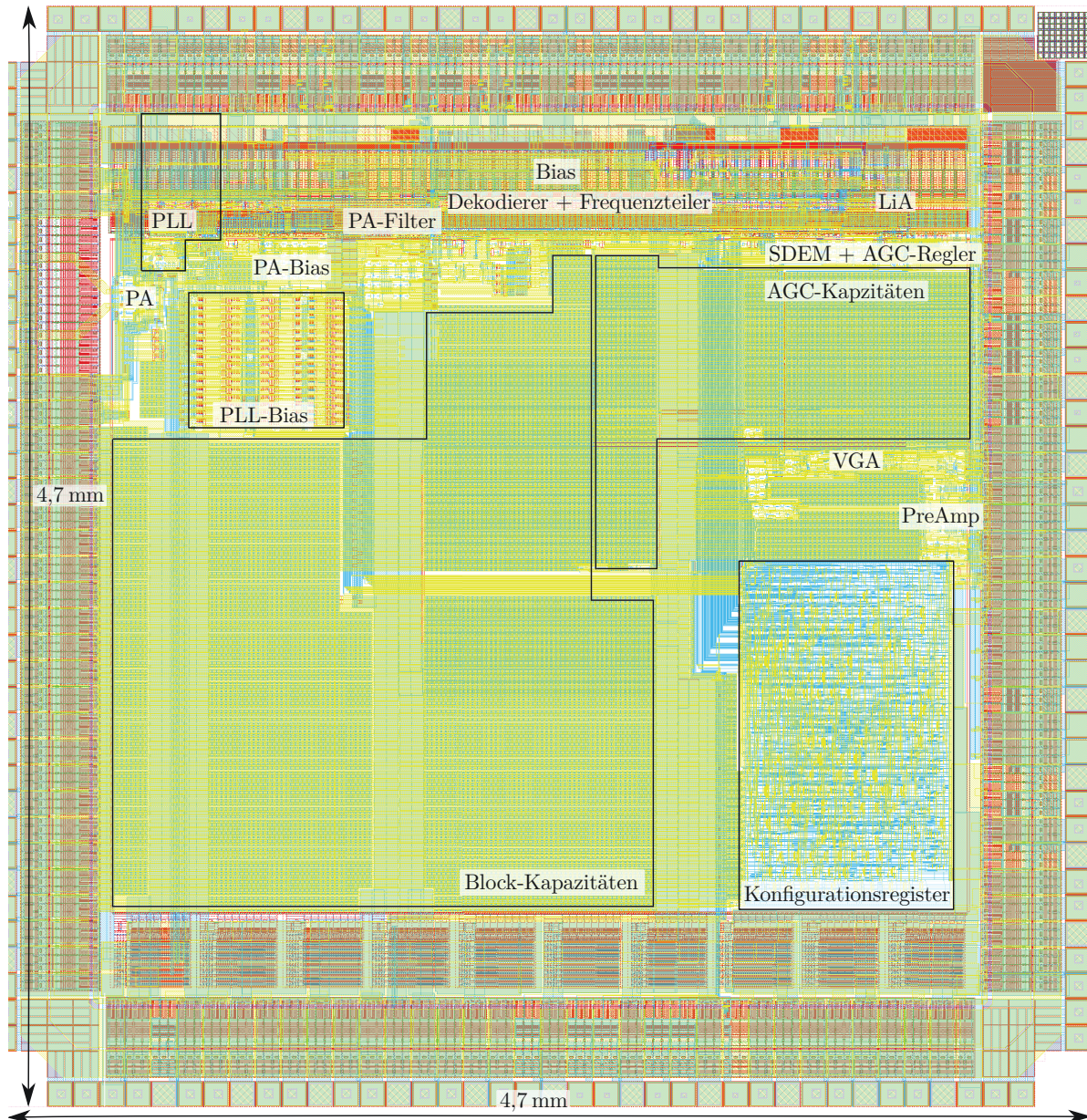


Abb. E.1: Maskenentwurf IC

E.2 Fotos integrierte Schaltung

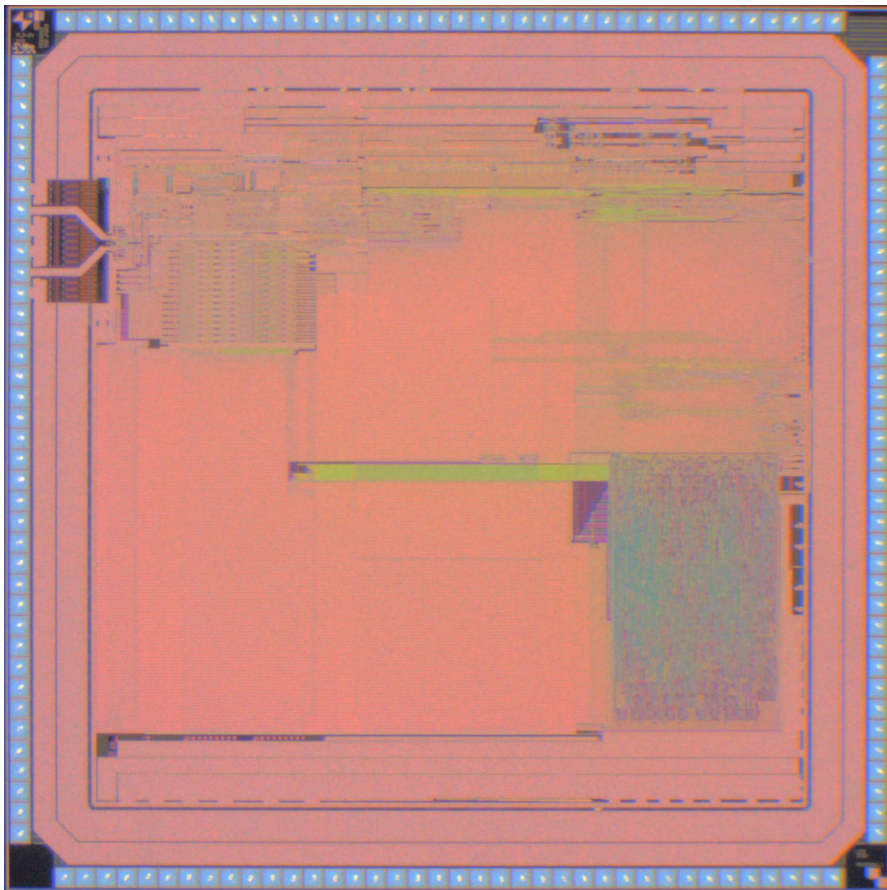


Abb. E.2: Foto IC bis Metallebene 2.

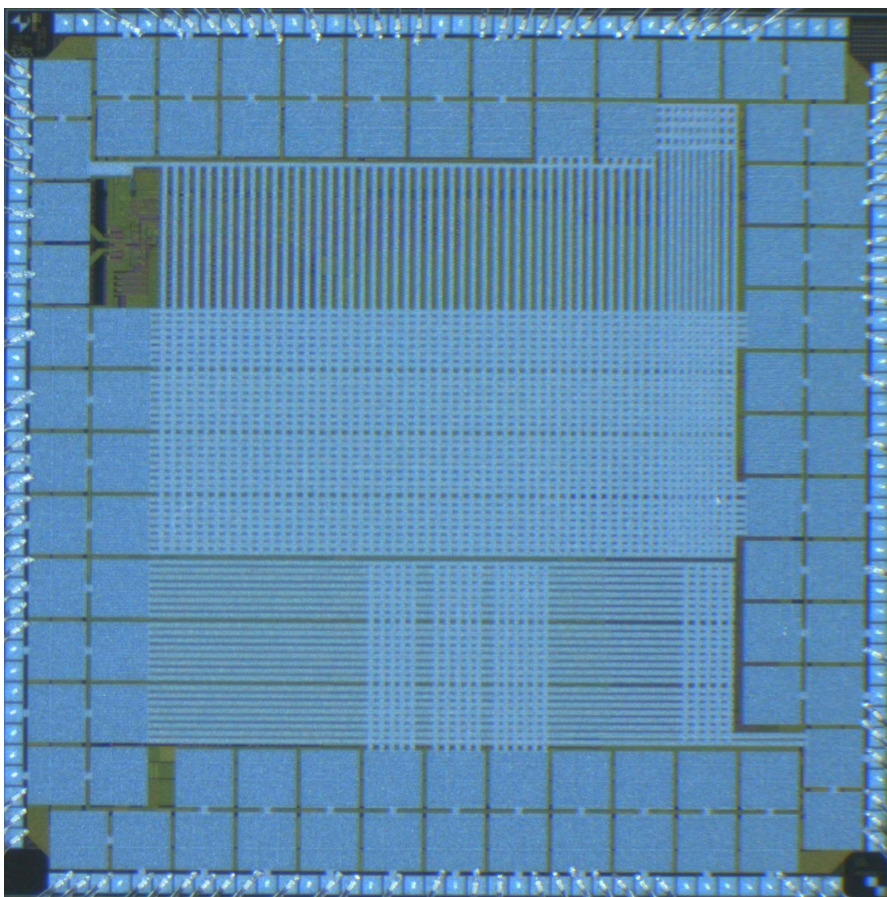


Abb. E.3: Foto IC (gebondet) bis Metallebene 3 (für Pads, keine Verdrahtung).

F Basisstation

Aufgrund der speziellen Mittenfrequenz im 27 MHz Band und den relativ großen Bandbreiten ist kein Einsatz fertiger Kommunikationsbausteine als Basisstation möglich, sodass eine Eigenentwicklung erfolgt. Die Basisstation ist aus diskreter Elektronik auf einer Leiterplatte aufgebaut und besteht im Wesentlichen aus einem HF- und Analogteil und einem FPGA für die Datengenerierung, Datenrückgewinnung und die Echtzeitschnittstelle zum übergeordneten Steuerungssystem. Abb. F.1 zeigt den Aufbau dieser Leiterplatte.

Der detaillierte Aufbau ist im BMBF-Abschlussbericht [93] sowie in studentischen Arbeiten beschrieben [94, 95].

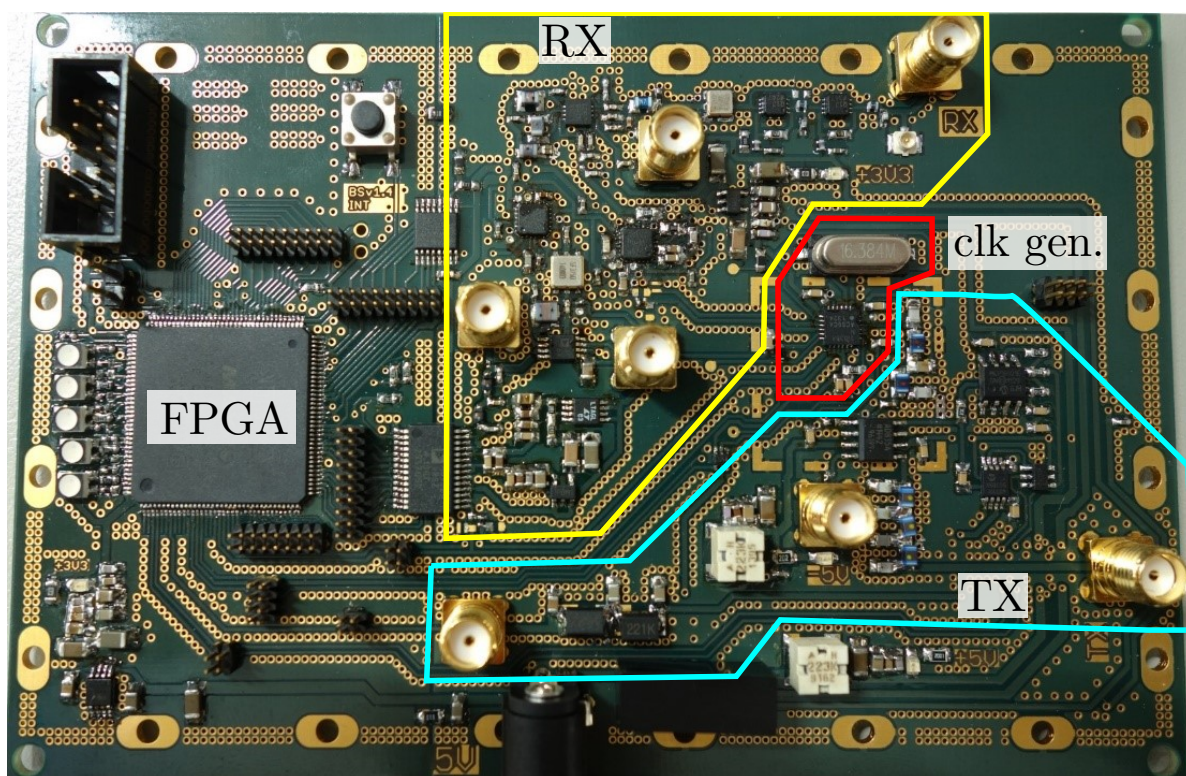


Abb. F.1: Leiterplatte Basisstation.

Die Basisstation sendet in B2S-Richtung auf der Frequenz $f_{\text{ref}} = 27,078125$ MHz mit $f_{\text{b,B2S}} = f_{\text{s,B2S}}/2 = f_{\text{ref}}/2^9 \approx 52,9$ kbit/s mit einstellbarem m_A und zwischen 0 bis 30 mW Sendeleistung. Die entsprechenden Bandspezifikationen werden eingehalten.

Der Empfänger ist auf die Frequenz von 866,5 MHz angepasst und kann gesendete Daten ohne größere Hindernisse bis zu einem Abstand von mindestens 30 m detektieren.

G System

G.1 Motivation

G.1.1 Foliensystem

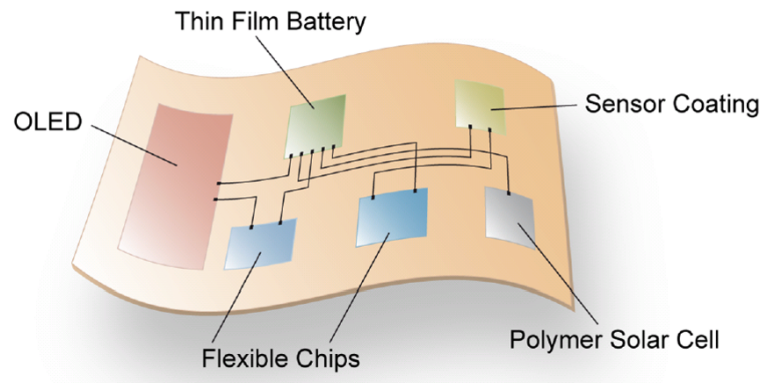


Abb. G.1: Schematischer Aufbau eines Sensor-Foliensystems (Quelle: IMS CHIPS).

G.2 Messungen

G.2.1 In Gehäuse

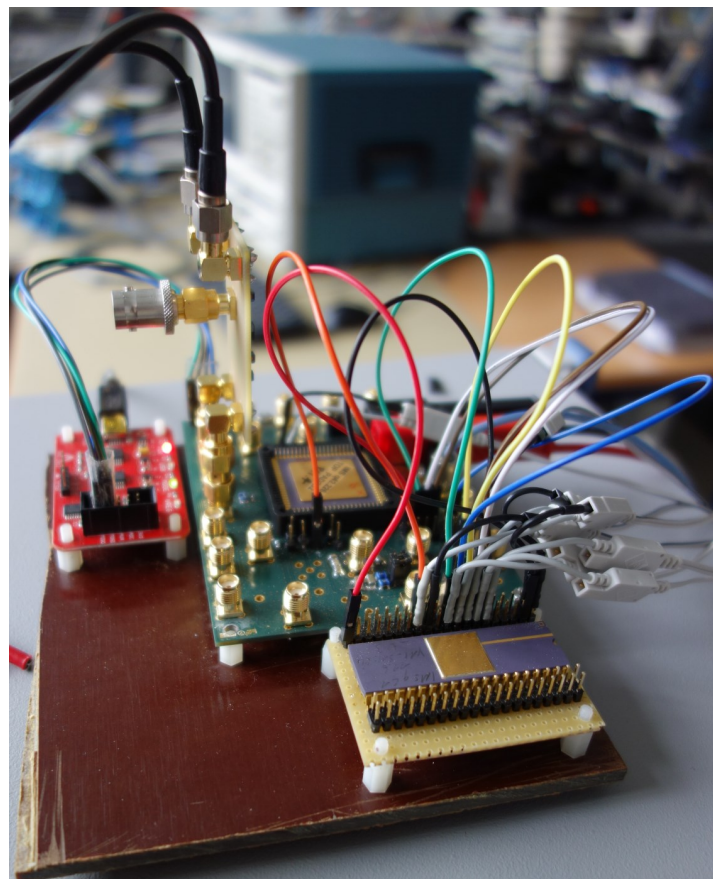


Abb. G.2: Messaufbau für Gesamtsystem in Gehäuse (ohne Antennen). Grüne Leiterplatte: HF-IC mit entsprechenden Anschlüssen. Gelbes Steckbrett (vorne rechts): Sensor- und Steuerungs-IC mit Verdrahtung. Rote Leiterplatte: SPI-Schnittstelle.

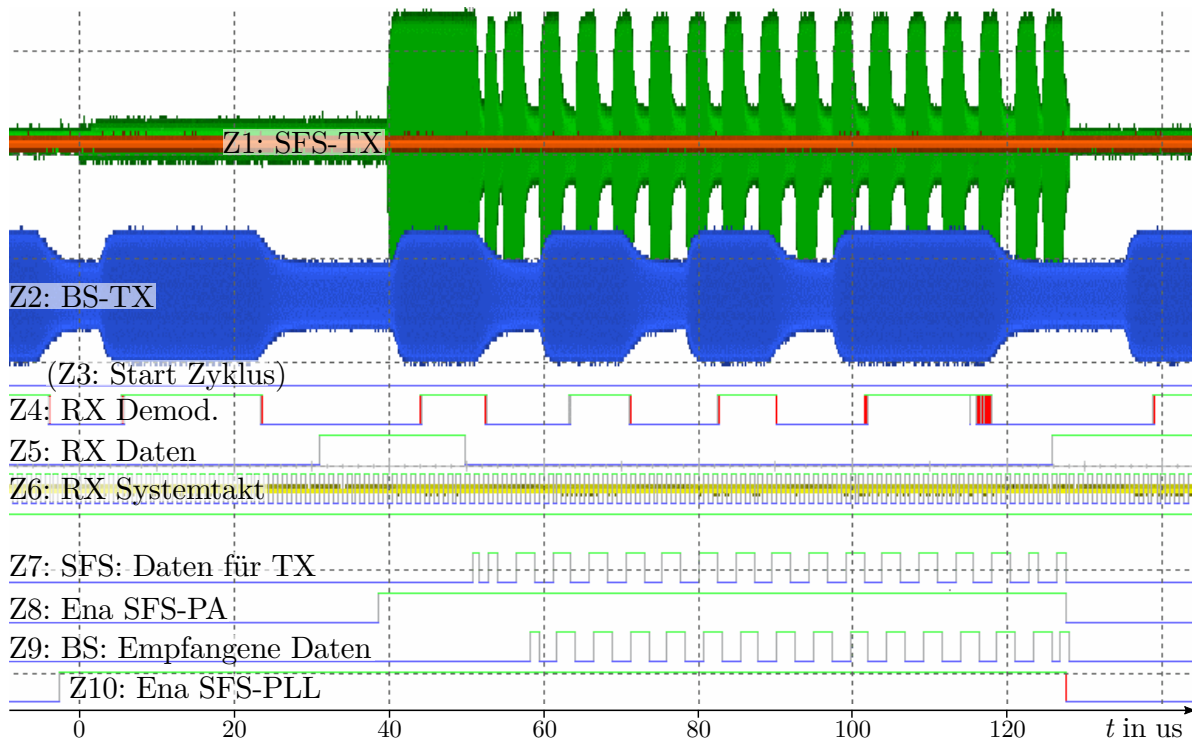


Abb. G.3: Genauerer Zeitausschnitt zu Abb. 6.1: Messergebnisse Gesamtsystem mit drahtloser Übertragung mittels handelsüblichen Antennen in Kommunikations-Test-Modus (Teile der B2S-Daten werden wiederholt als S2B-Daten zurück gesendet) während SFS-TX-Sendevorgang. Z1 (sendeseitig): 200 mV/div. Z2 (empfangsseitig): 20 mV/div. und $m_A \approx 1/3$. Erkannte Daten in BS-RX sind kürzer, da einige übertragungsspezifische Pilotzeichen und CRC-Bits nicht mehr vorhanden sind. Die Daten sind weiterhin verzögert und invertiert.

G.2.2 Auf Folie

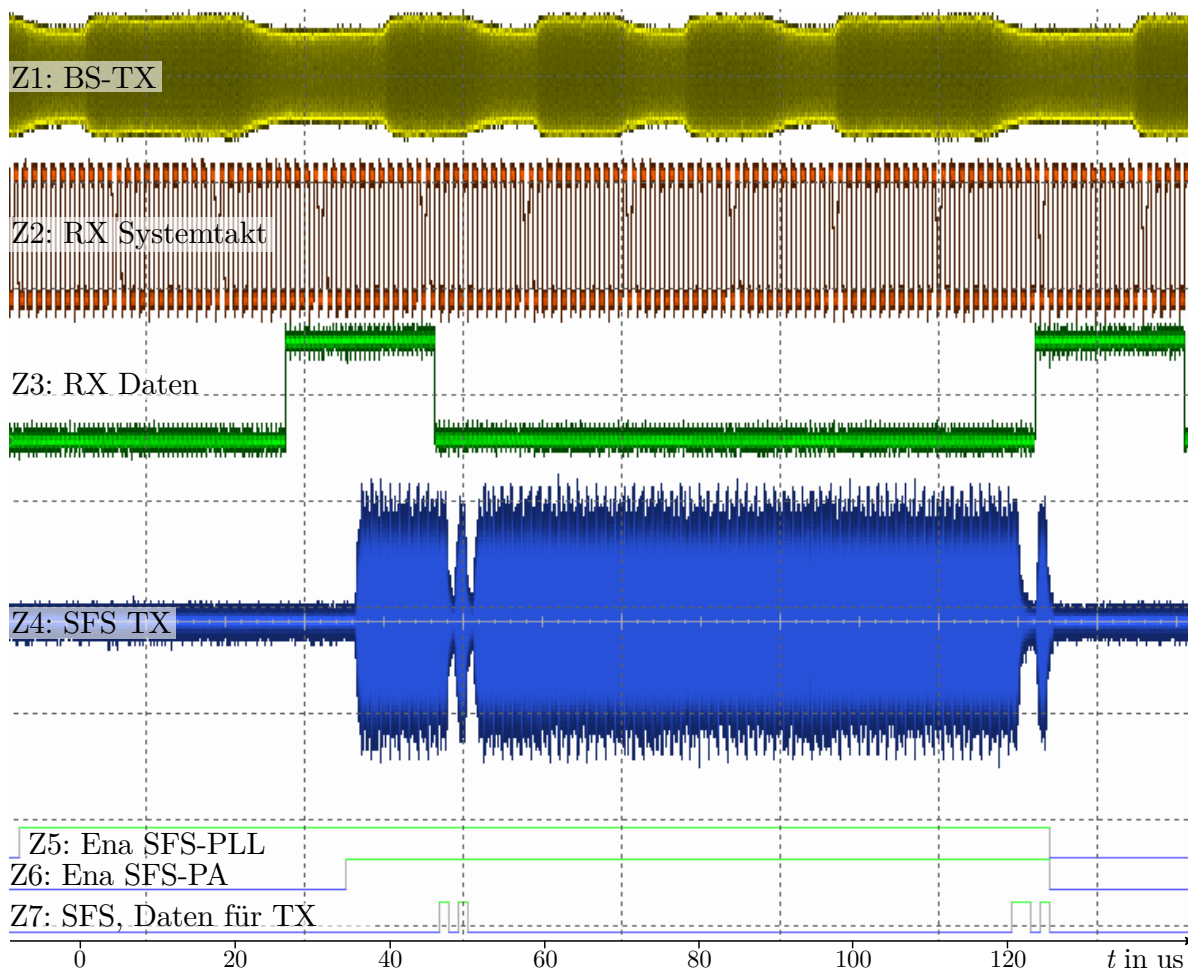


Abb. G.4: Messergebnisse System ähnlich Abb. 6.1, jedoch mit HF-IC auf Folie mit Antennen (zu Abschnitt 6.2). Z1 (sendeseitig): 100 mV/div. und $m_A \approx 1/8$. Z2 + Z3: 5 V/div. Z4 (empfangsseitig): 10 mV/div. Im Gegensatz zu Abb. G.3 werden konstante S2B-Daten gesendet, wobei zu Beginn und am Ende die Pilot-, sowie CRC-Zeichen zu erkennen sind.

Eigene Veröffentlichungen

1. J. Briem, M. Mader, D. Reiter, R. Amirpour, M. Grözing, and M. Berroth, „Fully integrated high quality factor GmC bandpass filter stage with highly linear operational transconductance amplifier,“ *Advances in Radio Science*, vol. 15, pp. 149–155, 2017.
2. J. Briem, M. Grözing, and M. Berroth, „A DC-coupled 27 MHz LNA and automatic gain control amplifier on an ultra-Thin 0.5 μm CMOS gate array for a wireless sensor system-in-foil,“ *Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, Lisbon, Portugal, 2016, pp. 1–4.
3. J. Briem, M. Grözing, and M. Berroth, „A 868 MHz wireless transmitter for a sensor-system-in-foil,“ *German Microwave Conference (GeMiC)*, Bochum, Germany, 2016, pp. 169–172.
4. M. Mader, J. Briem, M. Grözing, and M. Berroth, „Development of a Highly Linear Operational Transconductance Amplifier for a High-Q Bandpass Filter in a 130 nm CMOS Technology,“ *Kleinheubacher Tagung, U.R.S.I. Landesausschuss in der Bundesrepublik Deutschland e.V.*, Miltenberg, Germany, 2016, pp. KH2016-C-21.
5. J. Briem, M. Grözing, and M. Berroth, „A 868 MHz PLL on a Ultra-Thin 0.5 μm CMOS Gate Array for a Wireless Sensor-System-in-Foil,“ *Analog Workshop*, TU Darmstadt, 2015.
6. M. Grözing, T. Veigel, H. Huang, J. Briem, J. Zhang, and M. Berroth, „Design of High-Speed Mixed-Signal Circuits in 65 nm and 28 nm CMOS Technology for Optical transmitters with Data Rates beyond 100 GBit/s per Wavelength,“ *15. ITG-Fachtagung Photonische Netze*, 2014.
7. M. Grözing, D. Ferenci, F. Lang, T. Alpert, H. Huang, J. Briem, T. Veigel, and M. Berroth, „High-speed CMOS DACs and ADCs for broadband communication,“ *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Seattle, WA, USA, 2013, pp. 1–4.

Literaturverzeichnis

- [1] B. Razavi, *RF Microelectronics*. Prentice Hall, 2015.
- [2] GSM Association, „GSMA Intelligence,” Feb. 2017. [Online]. Available: <https://www.gsmainelligence.com>
- [3] Cisco Mobile VNI, „Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016–2021,” online, Feb. 2017. [Online]. Available: <http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/complete-white-paper-c11-481360.html>
- [4] McKinsey Global Institute, „The Internet of Things: Mapping the Value beyond the Hype,” online, Juni 2015. [Online]. Available: <http://www.mckinsey.com/business-functions/digital-mckinsey/our-insights/the-internet-of-things-the-value-of-digitizing-the-physical-world>
- [5] Ericsson, „Ericsson Mobility Report,” online, Juni 2016. [Online]. Available: <https://www.ericsson.com/res/docs/2016/ericsson-mobility-report-2016.pdf>
- [6] A. Nordrum, „Popular Internet of Things Forecast of 50 Billion Devices by 2020 Is Outdated,” *IEEE Spectrum*, 2016. [Online]. Available: <http://spectrum.ieee.org/tech-talk/telecom/internet/popular-internet-of-things-forecast-of-50-billion-devices-by-2020-is-outdated>
- [7] A. Nathan, A. Ahnood, M. T. Cole, S. Lee, Y. Suzuki, P. Hiralal, F. Bonaccorso, T. Hasan, L. Garcia-Gancedo, A. Dyadyusha, S. Haque, P. Andrew, S. Hofmann, J. Moultrie, D. Chu, A. J. Flewitt, A. C. Ferrari, M. J. Kelly, J. Robertson, G. A. J. Amaratunga und W. I. Milne, „Flexible Electronics: The Next Ubiquitous Platform,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 100, Nr. Special Centennial Issue, S. 1486–1517, Mai 2012.
- [8] Committee on Best Practice in National Innovation Programs for Flexible Electronics, D. Siegel, *The Flexible Electronics Opportunity*, S. Shivakumar, Hrsg. The National Academies Press, 2014, Committee on Best Practice in National Innovation Programs for Flexible Electronics. [Online]. Available: <https://www.nap.edu/read/18812/chapter/1>
- [9] D. M. Dobkin, *The RF in RFID*. Elsevier Science & Technology, 2012.
- [10] Fujitsu Frontech North America, Inc., „New Fujitsu WT-A533 Ultra-Rugged UHF RFID Tags Offer Superior performance for Flat Linen processing,” 2017. [Online]. Available: <http://www.fujitsu.com/us/solutions/business-technology/intelligent-society/rfid/>
- [11] HID Global, „SlimFlex™ RFID-Etiketten.” [Online]. Available: <https://www.hidglobal.de/products/rfid-tags/identification-technologies/slimflex-tag>
- [12] Embro GmbH, „Textile Sensoren; Flexible UHF-RFID-Antennen und flexible Elektronik.” [Online]. Available: <http://www.embro-tech.de/textile-sensoren-antennen-uhf-rfid-tag-transponder.html>

- [13] Micro-Sensys GmbH, „LABELs – flexible RFID Label Transponder.” [Online]. Available: <http://www.microsensys.de/transponder/label.html>
- [14] EU Projekt Interflex, „25 Micrometer thin Transmitter from Melexis,” 2013.
- [15] Fujitsu Laboratories Ltd., „Fujitsu Develops Industry’s First Flexible IoT-Supporting Beacon That Needs No Battery Replacement,” März 2015. [Online]. Available: <http://www.fujitsu.com/global/about/resources/news/press-releases/2015/0325-02.html>
- [16] Wiliot Ltd., „The first Battery-free Bluetooth Sensor Tag,” 2019. [Online]. Available: <https://www.wiliot.com/blog/demo>
- [17] S. Gupta, W. T. Navaraj, L. Lorenzelli und R. Dahiya, „Ultra-thin chips for high-performance flexible electronics,” *npj Flexible Electronics*, Vol. 2, Nr. 8, März 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1038/s41528-018-0021-5>
- [18] S. Ferwana, E. A. Angelopoulos, S. Endler, C. Harendt und J. N. Burghartz, „A flexible stress sensor using a sub-10 μ m silicon chip technology,” in *2013 Transducers Eurosensors XXVII: The 17th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS EUROSENSORS XXVII)*, Juni 2013, S. 2628–2631.
- [19] H. Richter, H. D. Rempp, M. U. Hassan, C. Harendt, N. Wacker, M. Zimmermann und J. N. Burghartz, „Technology and design aspects of ultra-thin silicon chips for bendable electronics,” in *2009 IEEE International Conference on IC Design and Technology*, Mai 2009, S. 149–154.
- [20] F. Pichler, *Mobile Kommunikation per Funk*. Universitätsverlag Rudolf Trauner, 2011.
- [21] O. Blumtritt, *Nachrichtentechnik*, A. Hoffmann, Hrsg. Deutsches Museum, 1997.
- [22] J. Roth, *Mobile Computing*. Dpunkt Verlag GmbH, 2005.
- [23] P. Hindle, „History of Wireless Communications – A historical listing of important events that shaped wireless communications,” *Microwave Journal*, Juli 2015. [Online]. Available: <http://www.microwavejournal.com/articles/24759-history-of-wireless-communications>
- [24] N. Hunn, *Essentials of Short-Range Wireless*. Cambridge University Press, 2010.
- [25] R. E. Best, *Phase Locked Loops 6/e: Design, Simulation, and Applications*. McGraw-Hill Education, 2007.
- [26] F. M. Gardner, *Phaselock Techniques*. Wiley-Interscience, 2005.
- [27] S. J. Goldman, *Phase-Locked Loop Engineering Handbook for Integrated Circuits*. Artech House, 2007.
- [28] D. Banerjee, *PLL Performance, Simulation and Design*. Dog Ear Publishing, LLC, 2017. [Online]. Available: http://www.ti.com/tool/PLL_BOOK

- [29] C. Samori, „Understanding Phase Noise in LC VCOs: A Key Problem in RF Integrated Circuits,” *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, Vol. 8, Nr. 4, S. 81–91, Herbst 2016.
- [30] T. Miyazaki, M. Hashimoto und H. Onodera, „A performance comparison of PLLs for clock generation using ring oscillator VCO and LC oscillator in a digital CMOS process,” in *ASP-DAC 2004: Asia and South Pacific Design Automation Conference 2004 (IEEE Cat. No.04EX753)*, Jan. 2004, S. 545–546.
- [31] M. Lont, D. Milosevic, A. H. M. van Roermund und G. Dolmans, „Requirement driven low-power LC and ring oscillator design,” in *2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS)*, Mai 2011, S. 1129–1132.
- [32] M. Grözing, *Untersuchung des Rauschens in komplementären Metall-Oxid-Halbleiter-Ringoszillatoren*, 2007. [Online]. Available: <http://elib.uni-stuttgart.de/opus/volltexte/2008/3488>
- [33] F. Gardner, „Charge-Pump Phase-Lock Loops,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 28, Nr. 11, S. 1849–1858, Nov. 1980.
- [34] O. Föllinger, *Regelungstechnik*. VDE VERLAG GmbH, 2016, Vol. 12.
- [35] Festo AG & Co. KG, „Bionischer Handling-Assistent,” 2012. [Online]. Available: https://www.festo.com/net/de_corp/SupportPortal/Downloads/146909
- [36] J. N. Burghartz, W. Appel, C. Harendt, H. Rempp, H. Richter und M. Zimmermann, „Ultra-thin chips and related applications, a new paradigm in silicon technology,” in *2009 Proceedings of ESSCIRC*, Sep. 2009, S. 28–35.
- [37] H. Rempp, J. Burghartz, C. Harendt, N. Pricopi, M. Pritschow, C. Reuter, H. Richter, I. Schindler und M. Zimmermann, „Ultra-Thin Chips on Foil for Flexible Electronics,” in *2008 IEEE International Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers*, Feb. 2008, S. 334–617.
- [38] D. Johannsmann, *The Quartz Crystal Microbalance in Soft Matter Research*. Springer-Verlag GmbH, 2014.
- [39] J. N. Burghartz, S. Ferwana und C. Harendt, „Ultrathin chips for flexible electronics and 3D ICs,” in *2015 IEEE SOI-3D-Subthreshold Microelectronics Technology Unified Conference (S3S)*, Okt. 2015, S. 1–3.
- [40] J. N. Burghartz, W. Appel, H. D. Rempp und M. Zimmermann, „A New Fabrication and Assembly Process for Ultrathin Chips,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 56, Nr. 2, S. 321–327, Feb. 2009.
- [41] J. N. Burghartz, E. Angelopoulos, W. Appel, S. Endler, S. Ferwana, C. Harendt, M. U. Hassan, H. Rempp, H. Richter und M. Zimmermann, „Ultra-thin Si chips for flexible electronics Process technology, characterization, assembly and applications,” in *28th Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro 2013)*, Sep. 2013, S. 1–3.

- [42] *Datasheet: Mixed Signal Gate Array*, Institut für Mikroelektronik Stuttgart, Allmandring 30a, 70569 Stuttgart, 2011. [Online]. Available: https://www.ims-chips.de/content/pdftext/White_paper_MS_Array_09_11_2.pdf
- [43] G. Papotto, F. Carrara, A. Finocchiaro und G. Palmisano, „A 90-nm CMOS 5-Mbps Crystal-Less RF-Powered Transceiver for Wireless Sensor Network Nodes,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 49, Nr. 2, S. 335–346, Feb. 2014.
- [44] *ETSI EN 302 291-2 V1.1.1 Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Short Range Devices (SRD); Close Range Inductive Data Communication equipment operating at 13,56 MHz; Part 2: Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE Directive*, Std., Mai 2005.
- [45] *ETSI EN 300 220-1 V2.4.1: Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Short Range Devices (SRD); Radio equipment to be used in the 25 MHz to 1 000 MHz frequency range with power levels ranging up to 500 mW; Part 1: Technical characteristics and test methods*, ETSI Std., Mai 2012.
- [46] *ETSI EN 300 220-1 V3.1.0: Short Range Devices (SRD) operating in the frequency range 25 MHz to 1 000 MHz; Part 1: Technical characteristics and methods of measurement*, ETSI Std., Mai 2016.
- [47] *ETSI EN 300328 V2.1.1: Wideband transmission systems; Data transmission equipment operating in the 2,4 GHz ISM band and using wide band modulation techniques; Harmonised Standard covering the essential requirements of article 3.2 of Directive 2014/53/EU*, Std., Nov. 2016.
- [48] *ETSI EN 300 440-1 V1.6.1: Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Short range devices; Radio equipment to be used in the 1 GHz to 40 GHz frequency range; Part 1: Technical characteristics and test methods*, Std., Juni 2010.
- [49] *US Code of Federal Regulations: 47 Telecommunication, Parts 0 to 19*, Std., Okt. 2004. [Online]. Available: <https://www.gpo.gov/fdsys/pkg/CFR-2004-title47-vol1/content-detail.html>
- [50] *ARIB STD-T67 V1.1: TELEMETER, TELECONTROL AND DATA TRANSMISSION RADIO EQUIPMENT FOR SPECIFIED LOW-POWER RADIO STATION*, Association of Radio Industries and Businesses (ARIB) Std., Nov. 2005.
- [51] *Radio Standards Specification-210, Issue 8: Licence-exempt Radio Apparatus (All Frequency Bands): Category I Equipment*, Spectrum Management and Telecommunications Std., Dez. 2010.
- [52] A. Harney und C. O'Mahony, „Wireless Short-Range Devices: Designing a Global License-Free System for Frequencies <1 GHz,” *Analog Dialogue*, Vol. 40, Nr. 03, März 2006. [Online]. Available: <http://www.analog.com/en/analog-dialogue.html>
- [53] M. S. Abdelfattah, „Design of an RF Transmitter for RFID Tags in a New Technology with Ultra Thin Silicon Substrates,” 2010.

- [54] „IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks–Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 2: Sub 1 GHz License Exempt Operation,” *IEEE Std 802.11ah-2016 (Amendment to IEEE Std 802.11-2016, as amended by IEEE Std 802.11ai-2016)*, S. 1–594, April 2017.
- [55] M. Park, „IEEE P802.11 Wireless LANs: Specification Framework for TGah,” 2013.
- [56] W. Sun, M. Choi und S. Choi, „IEEE 802.11ah: A Long Range 802.11 WLAN at Sub 1 GHz,” *River Journal*, S. 1–26, 2013.
- [57] R. Gessler und T. Krause, *Wireless-Netzwerke für den Nahbereich*. Vieweg+Teubner Verlag, 2015.
- [58] *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks: Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)*, IEEE Computer Society Std., Sep. 2011.
- [59] Digi™, „Sending data through an 802.15.4 network latency timing.” *Digi Knowledge Base*, Nr. 1754, 2015.
- [60] *G.9959: Short range narrow-band digital radiocommunication transceivers – PHY, MAC, SAR and LLC layer specifications*, ITU Std., Jan. 2015.
- [61] H. T. Friis, „Noise Figures of Radio Receivers,” *Proceedings of the IRE*, Vol. 32, S. 419–422, 1944.
- [62] S. M. Sze, *Semiconductor Devices: Physics and Technology, 2nd Edition*. Wiley, 2001.
- [63] P. Emonts, „Short channel effects in sub-0.5 μ m buried channel MOSFET’s,” Master’s thesis, Eindhoven University of Technology, 1993.
- [64] K. K. O, N. Park und D.-J. Yang, „1/f noise of NMOS and PMOS transistors and their implications to design of voltage controlled oscillators,” in *2002 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium. Digest of Papers (Cat. No. 02CH37280)*, Juni 2002, S. 59–62.
- [65] M. Grözing, „Vorlesung Verstärkertechnik II,” Mai 2016.
- [66] J. W. M. Rogers und C. Plett, *Radio Frequency Integrated Circuit Design*. Artech House, 2010.
- [67] J. Briem, M. Mader, D. Reiter, R. Amirpour, M. Grözing und M. Berroth, „Fully integrated high quality factor $G_m C$ bandpass filter stage with highly linear operational transconductance amplifier,” *Advances in Radio Science*, Vol. 15, S. 149–155, 2017. [Online]. Available: <https://www.adv-radio-sci.net/15/149/2017/>
- [68] U. Tietze, C. Schenk und E. Gamm, *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag GmbH, 2016.
- [69] M. Beer, „Entwicklung einer energieeffizienten Empfängerschaltung für ein mechanisch flexibles Sensorsystem,” Forschungsarbeit, Universität Stuttgart, 2014.

- [70] H. Y. Cheung, K. S. Cheung und J. Lau, „A low power monolithic AGC with automatic DC offset cancellation for direct conversion hybrid CDMA transceiver used in telemetering,” in *ISCAS 2001. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.01CH37196)*, Vol. 4, Mai 2001, S. 390–393 vol. 4.
- [71] J. Speidel, „Skript zur Vorlesung Übertragungstechnik I,” 2011.
- [72] M. S. John Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill Education - Europe, 2007.
- [73] J. G. B. Bailey, *AN1470*, Microchip Technology Inc. Std., Okt. 2012.
- [74] ON Semiconductor, „Datenblatt AX5043: Advanced High Performance ASK and FSK Narrow-band Transceiver for 27–1050 MHz Range,” 2015. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AX5043-D.PDF>
- [75] Melexis, „Datenblatt TH71221: 27 to 930MHz FSK/FM/ASK Transceiver,” 2015. [Online]. Available: <https://www.melexis.com/-/media/files/documents/datasheets/th71221-datasheet-melexis.pdf>
- [76] Texas Instruments, „Datenblatt TRF7900: Fully Integrated Analog Front-End Dual Receiver Base Unit for 27-MHz Wireless Mouse and Keyboard Systems,” 2005. [Online]. Available: <https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Texas%20Instruments%20PDFs/TRF7900.pdf>
- [77] ST Microelectronics, „Datenblatt TDA7528: AM/FM car radio Front-End receiver for IF sampling tuners,” 2006. [Online]. Available: <http://freedatasheets.com/downloads/Brief%20TDA7528.pdf>
- [78] M. S. Abdelfattah, D. Ferenci, M. Groezing, M. Berroth, C. Scherjon und J. Burghartz, „2.2 GHz LC VCO for RFID on a 0.5µm digital gate-array designed for ultra-thin silicon substrates,” in *2011 German Microwave Conference*, März 2011, S. 1–4.
- [79] C. T. Charles und D. J. Allstot, „A buffered charge pump with zero charge sharing,” in *2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Mai 2008, S. 2633–2636.
- [80] P. E. Allen, *CMOS Analog Circuit Design. Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg*. Oxford University Press, USA, 2012.
- [81] R. B. Northrop, *Analog Electronic Circuits: Analysis and Applications (Addison-Wesley series in electrical and computer engineering)*. Addison-Wesley, 1989.
- [82] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis und R. G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. JOHN WILEY & SONS INC, 2009.
- [83] R. van Langevelde, M. van Elzakker, D. van Goor, H. Termeer, J. Moss und A. J. Davie, „An ultra-low-power 868/915 MHz RF transceiver for wireless sensor network applications,” in *2009 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Juni 2009, S. 113–116.

- [84] V. Peiris, C. Arm, S. Bories, S. Cserveny, F. Giroud, P. Graber, S. Gyger, E. L. Roux, T. Melly, M. Moser, O. Nys, F. Pengg, P. . Pfister, N. Raemy, A. Ribordy, P. . Ruedi, D. Ruffieux, L. Sumanen, S. Todeschin und P. Volet, „A 1 V 433/868 MHz 25 kb/s-FSK 2 kb/s-OOK RF transceiver SoC in standard digital 0.18 μ m CMOS,” in *ISSCC. 2005 IEEE International Digest of Technical Papers. Solid-State Circuits Conference, 2005.*, Feb. 2005, S. 258–259 Vol. 1.
- [85] P. Quinlan, P. Crowley, M. Chanca, S. Hudson, B. Hunt, K. Mulvaney, G. Retz, C. E. O’Sullivan und P. Walsh, „A multimode 0.3-200-kb/s transceiver for the 433/868/915-MHz bands in 0.25 μ m CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 39, Nr. 12, S. 2297–2310, Dez. 2004.
- [86] M. Nemes, „Entwicklung eines UHF-Transceivers für das ISM-Frequenzband 868–870 MHz in einer 0,8- μ m-CMOS-Technologie,” Aachen, 2003, II, 162 Seiten.
- [87] A. Laute und J. Peter, „A fully silicon monolithic integrated 868/915 MHz FS-K/FM/ASK transmitter chip,” in *2000 Topical Meetings on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems. Digest of Papers (Cat. No.00EX397)*, April 2000, S. 38–42.
- [88] E. Herkel, „Transfer einer Phasenregelschleife in eine 130nm CMOS-Technologie,” Masterarbeit, Universität Stuttgart, 2015.
- [89] ST Microelectronics, „Datenblatt S2-LP: Ultra-low power, high performance, sub-1 GHz transceiver,” 2018. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/s2-lp.pdf>
- [90] HOPE Microelectronics, „Datenblatt RFM68W: RFM68W – Low Cost Integrated Transmitter,” 2012. [Online]. Available: <http://www.hoperf.com/upload/rf/RFM68W-V1.2.pdf>
- [91] EnOcean, „Datenblatt STM 300: Bidirektionales batterieles Funksensormodul,” 2017. [Online]. Available: <https://www.enocean.com/de/enocean-module/details/stm-300/data-sheet-pdf/>
- [92] Radiometrix, „Datenblatt RFM68W: 869MHz Wide Band FM Transmitter,” 2007. [Online]. Available: <http://www.radiometrix.com/files/additional/tx3b.pdf>
- [93] J. Briem, „Abschlussbericht Teilvorhaben: Drahtlose Kommunikationsschnittstelle – Komplexe Systeme in Folie (KoSiF),” Jan. 2017.
- [94] M. Tonnier, „Entwurf einer Basisstation für ein drahtloses Sensorsystem,” Masterarbeit, Universität Stuttgart, 2015.
- [95] N. Franz, „Entwurf einer digitalen Datenrückgewinnung in einem programmierbaren Logik-Chip,” Forschungsarbeit, Universität Stuttgart, 2015.
- [96] Y. U. Mahsereci, N. Wacker, H. Richter und J. N. Burghartz, „An ultra-thin CMOS in-plane stress sensor,” in *Proceedings of the 2013 9th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, Juni 2013, S. 317–320.

- [97] Y. Mahsereci, S. Saller, H. Richter und J. N. Burghartz, „An Ultra-Thin Flexible CMOS Stress Sensor Demonstrated on an Adaptive Robotic Gripper,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 51, Nr. 1, S. 273–280, Jan. 2016.
- [98] DFG Schwerpunktprogramm 1796, „High Frequency Flexible Bendable Electronics for Wireless Communication Systems (FFLexCom),” 2015. [Online]. Available: <https://fflexcom.de/>
- [99] BMBF-Projekt, „Produktfähige autarke und sichere Foliensysteme für Automatisierungslösungen in Industrie 4.0 (ParsiFAI 4.0),” 2016. [Online]. Available: <http://www.parsifal40.de/>
- [100] „IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications,” *IEEE Std 802.11-2016 (Revision of IEEE Std 802.11-2012)*, S. 1–3534, Dez. 2016.
- [101] B. Mitchell, „Limitations of Ad Hoc Mode Wireless Networking to Consider,” Sep. 2016. [Online]. Available: <https://www.lifewire.com/limitations-of-ad-hoc-mode-networking-818294>
- [102] *Bluetooth Core Specification v5.0*, Bluetooth SIG Std., Dez. 2016. [Online]. Available: <https://www.bluetooth.com/specifications/adopted-specifications>
- [103] Dynastream Innovations Inc., „ANT Message Protocol and Usage,” 2007.
- [104] S. Khssibi, H. Idoudi, A. V. den Bossche, T. Val und L. A. Saidane, „Presentation and analysis of a new technology for low-power wireless sensor network,” *International Journal of Digital Information and Wireless Communications*, Vol. 3, S. 75–86, April 2013. [Online]. Available: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01138278>
- [105] *Information technology, Home Electronic Systems (HES) Part 3-10: Wireless Short-Packet (WSP) protocol optimized for energy harvesting – Architecture and lower layer protocols*, ISO/IEC JTC 1 Std., Juni 2011.
- [106] EnOcean GmbH, *White Paper, Energy Harvesting Wireless, Technology Quick Overview*, Kolpingring 18a 82041 Oberhaching Deutschland, Juli 2011.
- [107] L. Papula, *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler – Band 2*. Vieweg+Teubner Verlag, 2015.
- [108] X. Feng, Y. Huang und A. J. Rosakis, „On the Stoney Formula for a Thin Film/Substrate System With Nonuniform Substrate Thickness,” *Journal of Applied Mechanics*, Vol. 74, Nr. 6, S. 1276, 2007.
- [109] A. Böge und W. Böge, *Technische Mechanik*. Springer-Verlag GmbH, 2017.
- [110] E. A. Angelopoulos, M. Zimmermann, W. Appel, S. Endler, S. Ferwana, C. Harendt, T. Hoang, A. Pruemmm und J. N. Burghartz, „Ultra-thin chip technology for system-in-foil applications,” in *2010 International Electron Devices Meeting*, Dez. 2010, S. 2.5.1–2.5.4.

- [111] D. van den Ende, F. Verhoeven, P. van der Eijnden, R. Kusters, A. Sridhar, M. Cauwe und J. van den Brand, „High curvature bending characterization of ultra-thin chips and chip-on-foil assemblies,” in *2013 European Microelectronics Packaging Conference (EMPC)*, Sep. 2013, S. 1–6.
- [112] E. J. Boyd und D. Uttamchandani, „Measurement of the Anisotropy of Young’s Modulus in Single-Crystal Silicon,” *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 21, Nr. 1, S. 243–249, Feb. 2012.
- [113] J. J. Hall, „Electronic Effects in the Elastic Constants of *n*-Type Silicon,” *Phys. Rev.*, Vol. 161, S. 756–761, Sep. 1967. [Online]. Available: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.161.756>
- [114] E. Hering, R. Martin, M. Stohrer, D. Flottmann und R. Gräf, *Taschenbuch der Mathematik und Physik*. Springer-Verlag GmbH, 2017.
- [115] T. A. Osswald, E. Baur, S. Brinkmann, K. Oberbach und E. Schmachtenberg, *International Plastics Handbook: The Resource for Plastics Engineers*. Carl Hanser Verlag GmbH & Co, 2006.
- [116] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol und H. Mühlig, *Taschenbuch der Mathematik*. Deutsch (Harri), 2000.
- [117] H. Unbehauen, *Regelungstechnik I (German Edition)*. Vieweg+Teubner Verlag, 2007.