

Entwicklung integrierter analoger Multiplexer für breitbandige Übertragungssysteme in SiGe-Bipolar-Technologie

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
des Doktors der Ingenieurwissenschaften
der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät
der Universität des Saarlandes

von

Michael Collisi

Saarbrücken

2024

Tag des Kolloquiums: 12.04.24

Dekan: Prof. Dr. Ludger Santen

Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. Michael Möller
Prof. Dr. Romanus Dyczij-Edlinger

Vorsitz: Prof. Dr. Andreas Schütze

Akad. Mitarbeiter: Dr.-Ing. Amine Othmane

Kurzzusammenfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt die Optimierung und Entwicklung analoger Multiplexer (AMUX) in SiGe-Bipolar-Technologie für breitbandige Übertragungssysteme.

Die Anforderungen an AMUX-Schaltungen beinhalten nicht nur hohe Bandbreiten und Baud-Raten, sondern auch eine hohe Linearität und effektive Auflösung, um größtmögliche Datenraten zu erreichen. Der AMUX dient der Verdoppelung der Abtastrate und Bandbreite zweier Digital-Analog-Wandler (DAC). Das Ziel der Arbeit ist die Entwicklung neuer Methoden zur Analyse und Kalibrierung von AMUX-Schaltungen, um das Erreichen der Anforderungen zu ermöglichen.

Um die Optimierung und Analyse der effektiven Auflösung eines AMUX systematisch zu erleichtern, wird ein funktionsbasiertes Frequenzbereichsmodell mit einem Ablaufschema aus den mathematischen Modellgleichungen hergeleitet. Auf Grundlage dieses Frequenzbereichsmodells werden Nichtidealitäten in einem AMUX-DAC-Aufbau analysiert und charakteristische Verläufe der effektiven Auflösung zugeordnet. Dies dient als Grundlage der Herleitung einer Kalibrationsroutine zur Optimierung und Charakterisierung der effektiven Auflösung von AMUX-DAC-Aufbauten. Außerdem werden Topologie-Konzepte der AMUX-Kernschaltung und des Gesamt-Schaltungskonzepts untersucht und die Vor- und Nachteile erläutert. Des Weiteren wird die Linearität der in den realisierten AMUX-Varianten verwendeten Teilschaltungen bezüglich der Dimensionierung und des Layouts untersucht.

Die Anwendung der in dieser Arbeit vorgestellten Modelle und Konzepte werden am Beispiel der Entwicklung zweier AMUX-Schaltungen demonstriert. Beide realisierten AMUX-Varianten erreichen Rekorde bezüglich der effektiven Auflösung und der erreichten Abtastraten von AMUX-Schaltungen in SiGe-Bipolar-Technologien.

Abstract

This thesis deals with the optimization and development of analog multiplexers (AMUX) in SiGe-Bipolar technology for broadband transmission systems.

The targeted specifications for AMUX circuits not only include high bandwidths and baud rates, but also high linearity and effective resolution in order to achieve the highest possible data rates. The AMUX is used to double the sampling rate and bandwidth of two digital-to-analog converters (DAC). The aim of this work is the development of new methods for the analysis and calibration of AMUX circuits to achieve the targeted specifications.

In order to systematically facilitate the optimization and analysis of the effective resolution of an AMUX, a function-based frequency domain model with a process script is derived from mathematical model equations. Based on this frequency domain model, non-idealities in an AMUX-DAC-setup are analyzed and characteristic curves of the effective resolution are assigned. This serves as the basis for deriving a calibration routine to optimize and characterize the effective resolution of AMUX-DAC-Setups. In addition, topology concepts of the AMUX core circuit and the overall circuit are examined and the advantages and disadvantages are explained. Furthermore, the linearity of the sub-circuits used in the realized AMUX-variants is examined with regard to dimensioning and layout.

The application of the models and concepts presented in this work are demonstrated using the example of the development of two AMUX circuits. Both implemented AMUX-variants achieve records in terms of the effective resolution and the sampling rates achieved by AMUX circuits in SiGe-Bipolar technologies.

Inhaltsverzeichnis

1	Motivation und Ziel der Arbeit	1
1.1	Gliederung der Arbeit	3
1.2	Vergleich mit dem Stand der Technik	5
2	AMUX Theorie und Erklärungsmodell	8
2.1	Funktionsprinzip des AMUX	8
2.2	Funktionsbasiertes Frequenzbereichsmodell des AMUX	13
2.3	Frequenzbereichverschachtelung	26
2.4	Abschätzung der Linearität von kaskadierten Schaltungen	28
2.5	Fazit	31
3	Herleitung der ENoB-Charakteristiken von Nichtidealitäten	32
3.1	Nichtidealitäten im Signalpfad	33
3.1.1	Intermodulationsverzerrung	33
3.1.1.1	Frequenzunabhängige IMD	35
3.1.1.2	Frequenzabhängige IMD	45
3.1.1.3	Fazit	47
3.1.2	Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung	47
3.1.2.1	Frequenzunabhängige Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung	48
3.1.2.2	Frequenzabhängige Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung	51
3.1.2.3	Fazit	53
3.2	Fehlanpassung des Timings der AMUX-Signale	53
3.2.1	Takt-zu-Signal-Timing	53
3.2.2	Signal-zu-Signal-Timing	60
3.2.3	Takt-zu-Taktsignal-Timing der Mischer	67
3.3	Nichtidealitäten im Taktpfad	72
3.3.1	Tastgradfehler	72
3.4	Fazit	80
4	Entwurfsprinzipien und Konzeptuntersuchungen	81
4.1	Methoden zur Umsetzung von RF-Schaltungen	82
4.2	Linearitätsuntersuchungen der Teilschaltungen	84
4.2.1	Transadmittanzstufe	86
4.2.2	Selektorstufe	94
4.2.2.1	Dimensionierung	95

4.2.2.2	Layout der SEL	107
4.2.3	Basisstufe	114
4.2.4	Emitterfolger	120
4.3	Topologie der analoger Multiplexer (AMUX)-Schaltung	123
4.3.1	Gewählte Kernschaltungstopologie	123
4.3.2	Vor- und Nachteile der Gesamt-Schaltungstopologie mit analoger Leistungsmultiplexer (P-AMUX) und des analoger Multiplexer (AMUX) mit Ausgangsverstärker	133
4.4	Nutzung des Dummy-Ausganges zur Kalibration des Timings der Signale	137
4.5	Fazit	144
5	Kalibration des analoger Multiplexer (AMUX)-DAC-Aufbaus	146
6	Realisierte AMUX-Varianten	151
6.1	Topologie der entwickelten AMUX-Schaltungen	152
6.2	AMUX-Variante 1	155
6.2.1	Realisierung des analoger Leistungsmultiplexer (P-AMUX) . . .	156
6.2.2	Simulation der AMUX-Variante 1	159
6.3	AMUX-Variante 2	164
6.3.1	Realisierung des analoger Multiplexer (AMUX) mit Ausgangsverstärker	166
6.3.2	Simulation der AMUX-Variante 2	173
6.4	Messergebnisse	181
6.4.1	Charakterisierung der Daten-Kanäle und des Takt-Kanals	183
6.4.2	Charakterisierung der effektiven Auflösung und der Augendiagramme	188
6.5	Fazit	202
7	Zusammenfassung der Arbeit	204
A	Herleitung zu Kapitel 3	207
A.1	Herleitung von Gleichung 2.43	207
B	Herleitung zu Kapitel 4	209
B.1	Herleitung zur Verwendung des Mittelwertes der Schaltzeiten	209
C	Herleitung zu Kapitel 5	212
C.1	Herleitung des Amplitudenverlustes	212
D	Definition zu Kapitel 6	214
D.1	Definition Gegentakt-Kleinsignalparameter	214
Literatur		215

Verwendete Abkürzungen und Formelgrößen

Im Folgenden werden die in dieser Arbeit verwendeten Abkürzungen sowie die Notation von Formelzeichen und eine Liste sämtlicher verwendeter Formelgrößen im Überblick vorgestellt.

Abkürzungen

AMUX analoger Multiplexer

BS Basisstufe

CG Conversion Gain

clocked-SEL getaktete Selektorstufe

clocked-TAS getaktete Transadmittanzstufe

CML Current Mode Logic

CMRR Gleichtaktunterdrückungsverhältnis

DAC Digital-Analog-Wandler

dc Gleichstrom (direct current)

DSP Digitaler-Signal-Prozessor

DTFT zeitdiskrete Fourier-Transformation

EF Emitterfolger

ENoB effektive Anzahl von Bits

ESB Ersatzschaltbild

FBV Frequenzbereichverschachtelung

FR-DAC full-rate Digital-Analog-Wandler

HD harmonische Verzerrung

HR-DAC half-rate Digital-Analog-Wandler

IF Mischsignalausgang

IMD Intermodulationsverzerrung

LO lokaler Oszillationseingang

LV Linearitätsverschachtelung

NRZ non-return-to-zero

OOK on-off-keying

- P-AMUX** analoger Leistungsmultiplexer
- PAM** Pulsamplitudenmodulation
- PMUX** Leistungsmultiplexer
- QAM** Quadraturamplitudenmodulation
- RF** Radiofrequenzeingang
- SEL** Selektorstufe
- SINAD** signal-to-noise-and-distortion ratio
- SPWD** Spitzenwert-Detektorschaltung
- SS** Stromschalter
- TARANTO** TowARds Advanced bicmos NanoTechnology platforms for rf and thz applicatiOns
- TAS** Transadmittanzstufe
- THD** Oberschwingungsgesamtverzerrung
- TML** Übertragungsleitung (transmission line)
- TOI** Third-Order-Intercept
- VNA** Vektor-Netzwerk-Analysator
- ZOH** Zero-Order Hold Funktion

Verwendete Formelgrößen und Notation

In der nachfolgenden Tabelle sind sämtliche in der Arbeit verwendeten Formelgrößen aufgeführt. Im Falle von Signalen, Spannungen und Strömen an einer Schnittstelle gelten durchgängig folgende Konventionen:

- Für die Darstellung im Zeitbereich werden Kleinbuchstaben verwendet.
- Gleichgrößen werden durch Großbuchstaben gekennzeichnet.
- Komplexe Spektren werden durch unterstrichene Großbuchstaben gekennzeichnet, wie zum Beispiel \underline{X} . Einzelne komplexe Töne der komplexen Spektren werden durch unterstrichene Kleinbuchstaben gekennzeichnet, wie zum Beispiel \underline{s} . Real- und Imaginärteil werden mit $\text{Re}\{\underline{s}\}$ und $\text{Im}\{\underline{s}\}$ referenziert.
- Im Falle von zeitlichen Spannungen und Strömen $u(t)$, $i(t)$ werden die zugehörigen Spitzen-Werte bzw. im Falle von sinusiodalen Signalen die Amplituden mit \hat{u} , \hat{i} bezeichnet.

- Gegentaktgrößen werden durch ein hochgestelltes – markiert.
- Ströme und Spannungen am Eingang und Ausgang von Schaltungsteilen werden mit einem tiefgestellten e bzw. a gekennzeichnet. Differentielle Ströme und Spannungen werden mit einem tiefgestellten d gekennzeichnet. Die single-ended Ströme und Spannungen einer differentiellen Schnittstelle werden mit einer tiefgestellten p bzw. n gekennzeichnet. Der differentielle Eingangsstrom eines Schaltungsteils wird demnach beispielhaft mit $i_{ed} = i_{ep} - i_{en}$ gekennzeichnet.
- Signale und Größen mit den folgenden Indizes stehen im Zusammenhang mit:
 - A für AMUX,
 - D für DAC,
 - M für Mischer,
 - BS für Basisstufe,
 - EF für Emitterfolger,
 - TAS für Transadmittanzstufe,
 - SEL für Selektorstufe,
 - SS für Stromschalter.
- Komplexe Spektren bzw. Töne werden mit dem hochgestellten Index b für das Basisband, i für das gespiegelte Abbild und y für das Ausgangsspektrum gekennzeichnet. Spektren und Töne im Bezug zum Dummy-Ausgang der AMUX-Kernschaltung des clocked-SEL-Konzeptes werden mit einer Wellenlinie (z.B. $\underline{\tilde{s}}$) gekennzeichnet.

In der folgenden Tabelle werden die Formelgrößen, welche sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich in dieser Arbeit vorkommen, nur die Zeitbereichsgrößen aufgelistet. Die dazugehörigen Formelgrößen im Frequenzbereich besitzen dieselbe Indizierung, sind aber mit Großbuchstaben und einem Unterstrich für komplexe Größen gekennzeichnet.

Größe	Bedeutung
A_E	Emitterfläche eines Transistors
α	Skalierungsfaktor des Ausgangshubes des DAC2
\underline{a}_u	Abbildton im zweiten Nyquistband des DAC
\underline{a}_v	Abbildton im dritten Nyquistband des DAC
\underline{a}_q	Abbildton im vierten Nyquistband des DAC
β_0	Kleinsignal-Stromverstärkung eines Transistors für niedrige Frequenzen

$c_A(t)$	Taktsignal des AMUX
C_{BE}	Basis-Emitter-Kapazität bestehend aus Oxid-, Sperrschicht- und Diffusionskapazität eines Transistors
C_{BE}^*	Basis-Emitter-Kapazität bestehend aus Oxid- und Sperrschichtkapazitäten eines Transistors
$C_{BE,ox}$	parasitäre Basis-Emitter-Oxidkapazität des Transistors
$C_{BE,j}$	Basis-Emitter-Sperrschichtkapazität des Transistors
$c_D(t)$	Taktsignal eines DAC
$C_{e,d}$	Eingangskapazität der Spitzenwert-Detektorschaltung
CG	die Wandlungsverstärkung
C_L	Lastkapazität
$c_M(t)$	Taktsignal eines Mischers des AMUX
C_{SEL}	Ausgangskapazität der SEL
C_{spw}	Lastkapazität des geschalteten Emitterfolgers
D_A	Tastgrad des Taktsignals des AMUX
δD_A	absoluter Tastgradfehler des Taktsignals des AMUX
ΔD_A	prozentualer Tastgradfehler des Taktsignals des AMUX
ΔENoB_g	gesamter ENoB-Verlust
$\Delta \text{ENoB}_{V,1}$	ENoB-Verlust aufgrund des ersten Verstärkers
$\Delta \phi$	allgemeine Phasenverschiebung
$\Delta \phi_{c,A}$	Phasenverschiebung des Taktsignals des AMUX
$\Delta \phi_{c,D}$	Phasenverschiebung der Taktsignale beider DACs
$\Delta \phi_{c,D1,2}$	Phasenverschiebung des Taktsignals des DAC1 bzw. des DAC2
$\Delta \phi_{c,D}^{FR}$	Phasenverschiebung des Taktsignals eines FR-DAC
$\Delta \phi_{c,D}^{HR}$	Phasenverschiebung des Taktsignals eines HR-DAC
$\Delta \phi_{c,M}$	Phasenverschiebung des Taktsignals des Mischer1
D_{M1}	Tastgrad des Taktsignals des Mischer1
Δt	allgemeine Zeitverzögerung
$\Delta t_{c,A}$	Zeitverzögerung des Taktsignals des AMUX
$\Delta t_{c,D}$	Zeitverzögerung der Taktsignale beider DACs
$\Delta t_{c,D1,2}$	Zeitverzögerung des Taktsignals des DAC1 bzw. des DAC2
$\Delta t_{c,M}$	Zeitverzögerung des Taktsignals des Mischer1
$\Delta \tau_{c,M}$	reaktive Zeitverzögerung des Taktsignals des Mischer1

$\Delta t_{L,a}$	Zeitverzögerung des Taktsignals aufgrund von parasitären Elementen in der SEL
$\Delta t_{L,b}$	Zeitverzögerung des Taktsignals aufgrund von parasitären Elementen in der SEL
$\Delta t_{x1,2}$	Zeitverzögerung der Eingangssignale
$\Delta \tau_{x1,2}$	relative Zeitverzögerung der Eingangssignale
$\Delta V_{x1,2}$	Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung
$\text{III}_a(t)$	Dirac-Kamm mit der Periodendauer a (vgl. Gleichung 2.14)
ENoB_D	ENoB des DAC
ENoB_g	Gesamt-ENoB
$\text{ENoB}_{V,1}$	ENoB des ersten Verstärkers
$f_{c,A}$	Taktfrequenz des AMUX
$f_{c,D}$	Taktfrequenz des DAC
$f_{c,D}^{FR}$	Taktfrequenz eines FR-DAC
$f_{c,D}^{HR}$	Taktfrequenz eines HR-DAC
f_{HD}	Frequenz der Oberwellen der harmonischen Verzerrung
f_h	Frequenz der Oberwelle dritter Ordnung der Intermodulationsverzerrung
f_{IM}	Mischfrequenzen der Intermodulationsverzerrung
f_l	Frequenz des Signaltones im ersten Nyquistband des DAC bzw. des Tones im unteren AMUX-Band
f_m	maximale Signalfrequenz
f_{max}	maximale Schwingfrequenz des Transistors
$f_{m,A}$	maximale Signalfrequenz des AMUX
$f_{m,D}$	maximale Signalfrequenz des DAC
f_n	Nyquistfrequenz
$f_{n,A}$	Nyquistfrequenz des AMUX
$f_{n,D}$	Nyquistfrequenz des DAC
f_q	Frequenz des Abbildes des Signaltons im vierten Nyquistband des DAC
f_s	Abtastrate
$f_{s,A}$	Abtastrate des AMUX
$f_{s,D}$	Abtastrate des DAC
f_T	Transitfrequenz eines Transistors

f_u	Frequenz des Abbildes des Signaltons im zweiten Nyquistband des DAC bzw. des Tones im oberen AMUX-Band
f_v	Frequenz des Abbildes im dritten Nyquistband des DAC
f_u^m	Allgemeine Frequenz der Abbilder des Signaltones für beliebige Nyquistbänder (vgl. Gleichung 2.30)
$g_A(t)$	Aperturfunktion des AMUX
$g_D(t)$	Aperturfunktion des DAC
h	Oberwelle dritter Ordnung der Intermodulationsverzerrung
$\underline{h}_{1,rect}$	Ton bei der Grundfrequenz einer Rechteckfunktion
$\underline{h}_{1,SS}$	Ton bei der Grundfrequenz des single-ended Ausgangsstromes eines Stromschalters der SEL
$\underline{\mathcal{H}}_{1,SS}$	Auf die Rechteckfunktion normiertes Verhältnis der Amplitude des Tones bei der Grundfrequenz des single-ended Ausgangsstromes eines Stromschalters der SEL
I_0	Arbeitspunktstrom
i_B	Basisstrom eines Transistors
i_C	Kollektorstrom eines Transistors
$I_{EF,ca,b}$	Arbeitspunktstrom der EF-Kaskade des Takt-Eingangs der Kernschaltung
$I_{EF,xa,b,c}$	Arbeitspunktstrom der EF-Kaskade des Ausgangsverstärkers
$I_{EF,xa,b}$	Arbeitspunktstrom der EF-Kaskade der Daten-Eingänge der Kernschaltung
$I_{e0,stat}$	statischer Arbeitspunktstrom der Stromschalter der SEL
i_e	Eingangsstrom eines Stromschalters der SEL
i_E	Emitterstrom eines Transistors
IF	Arbeitspunktstrom des RC-Filters
\underline{I}_{IF}	Ausgangsstrom des IF-Ausganges eines Mischers
i_T	Transferstrom eines Transistors
I_S	Sättigungsstrom eines Transistors
$i_{SEL1,2}$	idealer rechteckförmiger Ausgangsstrom der SEL der clocked-TAS
I_{sw}	differentieller Stromhub
J_c	Kollektorstromdichte des Transistors
$J_{fT,dim}$	Dimensionierungstromdichte des Transistors
$J_{fT,max}$	f_T -Spitzenwertstromdichte des Transistors
K_I	IMD-Skalierungsfaktor

K_k	Auslenkungsverhältnis
$l_{1,\dots,4}$	Abstände zur Symmetrielinie im SEL-Layout
L_L	Lastinduktivität
M	Länge der Bit-Sequenz (Zweierpotenz)
\underline{M}_{ij}^-	Gegentakt-Kleinsignalparameter
O	Ordnung der Intermodulationsverzerrung
P	Primzahl
P_D^{IM}	Störleistung des DAC
P_g^{IM}	Gesamtstörleistung der Verstärkerkaskade
$P_{V,M}^{IM}$	Störleistung des M-ten Verstärkers
P_D^N	Rauschleistung des DAC
P_g^N	Gesamtrauschleistung der Verstärkerkaskade
$P_{V,M}^N$	Rauschleistung des M-ten Verstärkers
P_D^S	Signalleistung des DAC
R_{ATB}	Widerstände zur ATB-Schnittstelle
R_a	parasitärer Metallisierungswiderstand
r_B	Basisbahnwiderstand
R_b	parasitärer Metallisierungswiderstand
R_C	Kollektorwiderstand
$R_{C,Dummy}$	Dummy-Lastwiderstand
r_d	Diodenwiderstand
$\square(t)$	Rechteckfunktion (vgl. Gleichung 2.12)
R_E, \tilde{R}_E	Emittergegenkopplungswiderstand
r_E	Emitterkontaktwiderstand
$R_{e,c}$	Vorwiderstand am Takt-Eingang der AMUX-Kernschaltung
$R_{e,d}$	Vorwiderstand am Eingang der Spitzenwert-Detektorschaltung
$R_{e,v}$	Vorwiderstand am Daten-Eingang des Ausgangsverstärkers
$R_{e,x}$	Vorwiderstand am Daten-Eingang der AMUX-Kernschaltung
$R_{EF,ca,b}$	Emitterwiderstand der EF-Kaskade des Takt-Einganges der Kernschaltung der AMUX-Variante 2
R_F	Widerstandsnachbildung des RC-Filters
R_G	Generatorwiderstand
R_L	Lastwiderstand

$R_{L,eff}$	effektiver Lastwiderstand
$R_{L,ex}$	externer Lastwiderstand
r_l	Residualton im unteren AMUX-Band
R_{off}	Widerstand zu Gleichanteil-Einstellung
R_{ref}	Widerstand am Eingang des Referenz-EF
r_u	Residualton im oberen AMUX-Band
$SINAD_D$	SINAD des DAC
$SINAD_g$	SINAD der gesamten Verstärkerkaskade
$SINAD_{V,M}$	SINAD des M-ten Verstärkers
S_{ij}	Streuparameter
s_l	Signalton im unteren AMUX-Band
s_u	Signalton im oberen AMUX-Band
$T_{c,A}$	Taktperiode des Taktsignals des AMUX
$T_{c,D}$	Taktperiode des Taktsignals des DAC
$T_{c,D}^{FR}$	Taktperiode des Taktsignals eines FR-DAC
$T_{c,D}^{HR}$	Taktperiode des Taktsignals eines HR-DAC
t_{ein}	Impulsdauer des Taktsignals
θ_l	Phasenverschiebung des Tones im unteren AMUX-Band
θ_u	Phasenverschiebung des Tones im oberen AMUX-Band
$T_{s,A}$	Abtastdauer des AMUX
$T_{s,D}$	Abtastdauer des DAC
t_s	Schaltzeitpunkt eines Stromschalters
t_{sim}	Simulationsdauer
U_B	Arbeitspunktspannung der Basisstufe
U_{BE}	dc-Basis-Emitterspannung eines Transistors
u_{BE}	Basis-Emitter-Spannung eines Transistors
U_{ee}	negative Betriebsspannung der Bipolaren-Zellen
U_{eed}	negative Betriebsspannung der CMOS-Zellen
U_K	Knickspannung einer Transadmittanzstufe bzw. eines Stromschalters
U_{kal}	dc-Kalibrationsspannung
U_Q	Arbeitspunktspannung
U_{ref}	Referenzspannung der Spitzenwert-Detektorschaltung
U_{spw}	detektierte dc-Spitzenwertspannung

U_{sw}	differentieller Spannungshub
U_T	Temperaturspannung
$\underline{U}_{x1,2}$	differentielle Ausgangsspannung des DAC 1,2
\underline{U}_y	differentielle Ausgangsspannung des AMUX
V_u	Spannungsverstärkung einer Schaltung
$V_{u,A}$	Spannungsverstärkung der AMUX-Kernschaltung
$V_{u,V}$	Spannungsverstärkung des Ausgangsverstärkers
$x[l]$	gewünschte Datenfolge am AMUX
$x_{1,2}[k]$	aufgeteilte Datenfolge des DAC 1,2
$x_{1,2}(t)$	Eingangssignale des analoger Multiplexer (AMUX)
$\dot{x}_{1,2}(t)$	Eingangssignale ohne Aperturfunktion
$x_{1,2}^{IM}(t)$	Eingangssignale mit Intermodulationsverzerrung
$\dot{x}_{1,2}^{IM}(t)$	Eingangssignale mit Intermodulationsverzerrung und ohne Aperturfunktion
$\check{x}_{1,2}(t)$	unabgetastetes, analoges Hilfssignal
$x_{M1,2}(t)$	Ausgangssignale der Mischer des AMUX
$y(t)$	AMUX Ausgangssignal
Y_{TAS}	Transadmittanz einer Transadmittanzstufe

1 Motivation und Ziel der Arbeit

Im Zuge der Digitalisierung und des steigenden Datenverkehrs im Internet wächst die Anforderung an die Geschwindigkeit der Übertragungstechnik. Dazu gehören nicht nur die Geschwindigkeiten der Technologien der Produkte der Endverbraucher wie zum Beispiel Mobiltelefone, sondern auch die Steigerung der Geschwindigkeit der breitbandigen, optischen Übertragungsstrecken. Die Steigerung der Geschwindigkeiten der breitbandigen, optischen Übertragungssysteme fordert die Weiterentwicklung der eingesetzten Hardware und die Erschließung schnellerer Übertragungskonzepte. Zwei dieser Konzepte stellen das sogenannte *Wavelength Division Multiplexing* (WDM) [1–5] und das *Digital Sub-carrier Multiplexing* (DSCM) [6–8] dar. Diese Konzepte verwenden eine Vielzahl von Datenkanälen auf einer einzigen Glasfaser, wodurch die Datenübertragung parallelisiert wird. Mit Hilfe dieser Konzepte und der Verwendung von geeigneten Sendern (engl. *transmitter*) und Empfängern (engl. *receiver*) können in bereits vorhandenen Glasfaserstrecken die Datenraten gesteigert werden. Um bestmögliche Trennung der Datenkanäle zu ermöglichen, werden als Sender Digital-zu-Analog-Wandler (DAC) [9, 10] verwendet. Je größer die effektive Auflösung dieser DACs, desto besser können die Datenkanäle im Frequenzbereich voneinander getrennt werden und desto geringer ist die Interferenz zwischen den einzelnen Kanälen. Dies erhöht die potenzielle Auflösung der Modulation der einzelnen Datenkanäle und damit die erreichbare Datenrate.

Die für diese Arbeit relevanten Digital-zu-Analog-Wandler mit Abtastraten und Bandbreiten im Gigahertz-Bereich sind in BiCMOS-Technologie wie zum Beispiel Silizium-Germanium(SiGe)-Technologie hergestellt. Diese Technologie ermöglicht die Entwicklung des digitalen (langsamen) Schaltungsteils mit Hilfe leistungseffizienter CMOS-Transistoren und den analogen Hochgeschwindigkeits-Schaltungsteil mit Hilfe schneller Bipolar-Transistoren. Die Komplexität, der Entwicklungsaufwand und die Leistungsaufnahme solcher DACs mit Bandbreiten, welche relevant sind für optische Hochgeschwindigkeits-Übertragungsstrecken, ist hoch. Hier wird das Konzept des analogen Multiplexers (AMUX) relevant. Das Konzept des AMUX erlaubt das verschachteln (*multiplexing*) von zwei oder mehreren DAC-Signalen. Der AMUX bewirkt somit die Verdoppelung bzw. Vervielfältigung der Abtastrate und der Signalbandbreite der ansteuernden DACs, wodurch die Abtastraten und Signalbandbreiten der DACs nicht die limitierenden Faktoren der erreichbaren maximalen Datenrate sind. Das AMUX-DAC-Konzept erlaubt die Verwendung von leistungseffizienten DACs in reiner CMOS-Technologie, deren Abtastraten und Signalbandbreiten üblicherweise nicht relevant sind für optische Glasfaserübertragungssysteme.

AMUX-Schaltungen sowie DACs sind sogenannte *Mixed-Signal*-Schaltungen, da diese

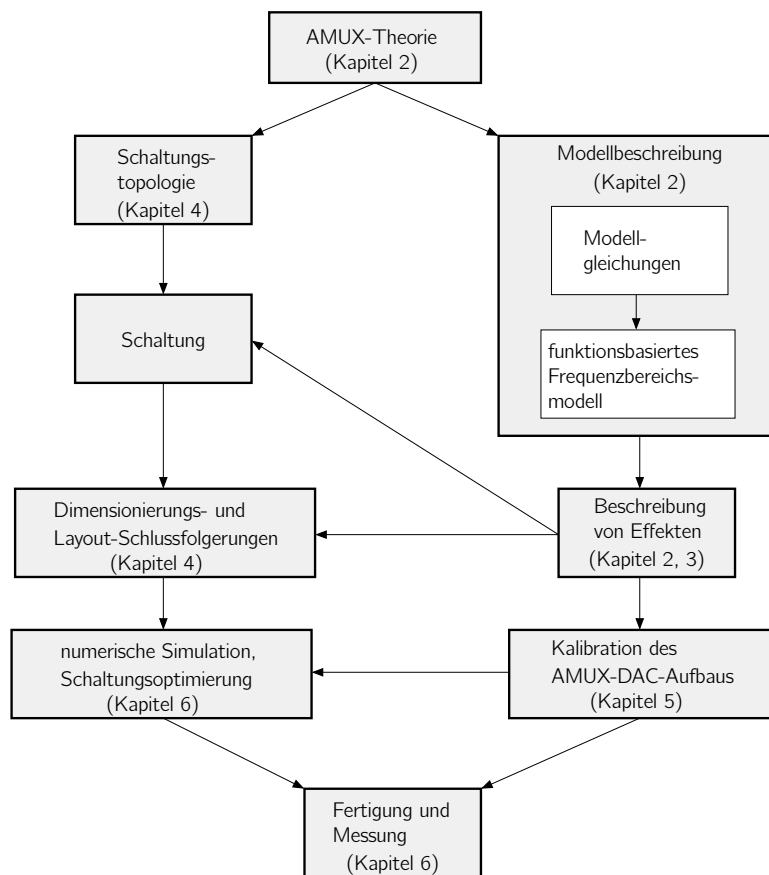


Abbildung 1.1: Ablaufdiagramm der erkenntnis-orientierten Optimierung.

sowohl analoge als auch digitale Signale beinhalten. Im Gegensatz zu DACs besitzen AMUX-Schaltungen üblicherweise nur Bipolar-Transistoren und besitzen eine deutlich geringe Komplexität und Entwicklungsaufwand. Dadurch bieten sich für die Entwicklung solcher Schaltungen sowohl SiGe-Technologien als auch III-V-Verbindungshalbleiter-Technologien wie zum Beispiel Indium-Phosphid (InP) und Gallium-Arsenid (GaAs) an. Technologien mit III-V-Verbindungshalbleiter erreichen üblicherweise höhere Transitfrequenzen als die SiGe-Technologien, besitzen jedoch auch schlechtere Ausbeuten.

In der vorliegenden Arbeit wird die Optimierung von AMUX-Schaltungen behandelt. Neben der Erzielung hoher Daten- und Abtastraten ist das Kriterium der Linearität und der damit verbunden erreichbaren effektiven Auflösung von zentraler Bedeutung für den Einsatz von AMUX-Schaltungen in Sendern für Glasfaserübertragungsstrecken. Eine AMUX-Schaltung soll die Daten- und Abtastraten der ansteuernden DACs verdoppeln bzw. vervielfachen ohne effektive Auflösung gegenüber den DAC-Signalen zu verlieren. Dazu werden im Rahmen dieser Arbeit Methoden und Vorgehensweisen untersucht mit denen die Kriterien der AMUX-Schaltung optimiert werden können. Abbildung 1.1

zeigt den in dieser Arbeit angewandten erkenntnis-orientierten Optimierungsansatz. Als Grundlage dient die AMUX-Theorie, auf deren Basis die Modellgleichungen und darauf aufbauend ein funktionsbasiertes Frequenzbereichsmodell hergeleitet werden. Dieses funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell erleichtert mit Hilfe des dazugehörigen Ablaufschemas die Untersuchung von typischen Nichtidealitäten in AMUX-DAC-Aufbauten. Parallel werden verschiedene Schaltungstopologien verglichen und auf ihre Anwendbarkeit bezüglich der Entwicklungsziele bewertet. Basierend auf den Topologieuntersuchungen und den Erkenntnissen des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells kann eine Schaltung entwickelt, sowie Dimensionierungs- und Layoutschlussfolgerungen hergeleitet werden. Darauf hin folgen numerische Simulationen der Schaltung und weitere Schaltungsoptimierungen. Die optimierte und simulierte Schaltung wird gefertigt und gemessen. Aufbauend auf den Beschreibungen der Effekte des AMUX-Konzepts kann eine Kalibrationsroutine zur Optimierung der Mess- und Simulationsergebnisse hergeleitet werden.

Im Fokus dieser Arbeit steht der Erkenntnisgewinn der Zusammenhänge zwischen der gewünschten AMUX-Funktion und den Eigenschaften der realisierten Schaltung sowie deren Dimensionierung. Um Abhängigkeiten zwischen bestimmten Effekten und Elemente des Transistormodells zu untersuchen, wird an einigen Stellen ein reduziertes Transistormodell verwendet. Dies führt zu einer Vereinfachung der Problemstellung und erleichtert das Verständnis des grundlegenden Effektes. Die in dieser Arbeit gewonnen Erkenntnisse lassen sich allgemein auf beliebige AMUX-Schaltungen unabhängig der Transistortechnologie und der Entwicklungsziele anwenden.

1.1 Gliederung der Arbeit

Die Arbeit ist wie folgt strukturiert. In Kapitel 2 wird das Funktionsprinzip des AMUX-Konzepts sowie die Modellgleichungen des AMUX und das darauf basierende funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell vorgestellt. Basierend auf dem funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell wird der für den AMUX spezifische Effekt der Frequenzbereichverschachtelung eingeführt, welcher zusätzlich als Untersuchungswerkzeug in der Arbeit verwendet wird. Des Weiteren folgt eine allgemeine Abschätzung der Linearität von kaskadierten Schaltungen bzw. Teilschaltungen. Dies dient als Grundlage für die Entwicklung der Dimensionierungsvorschriften der in dieser Arbeit verwendeten Teilschaltungen.

Kapitel 3 untersucht auf Basis des hergeleiteten funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells die Effekte von Nichtidealitäten auf die effektive Auflösung des AMUX-Konzeptes. Die effektive Auflösung wird im Rahmen dieser Arbeit mit Hilfe der *effective number of bits* (ENoB) bewertet. Dazu werden die Modellgleichungen des AMUX mit Hilfe der Skript-Programmiersprache Python ausgewertet. Im Zuge dieser Untersuchungen können den in dieser Arbeit betrachteten Nichtidealitäten spezifische ENoB-Charakteristiken zugeordnet werden.

Diese ENoB-Charakteristiken können verwendet werden, um eine Kalibrationsroutine zu entwickeln. Mit Hilfe der Kalibrationsroutine kann die Simulation und die Messung von AMUX-Schaltungen vereinfacht werden. Anhand der ENoB-Charakteristiken können die Nichtidealitäten identifiziert werden, welche potenziell zu Verlusten der effektiven Auflösung führen. Zusätzlich kann durch das Verständnis dieser Effekte Dimensionierungs- und Layoutvorschriften getroffen, sowie Einstellungsmöglichkeiten in der Schaltung vorgesehen werden, um die Nichtidealitäten zu kompensieren.

In Kapitel 4 werden die Dimensionierungs- und Layoutvorschriften bezüglich der Linearität für die in dieser Arbeit verwendeten Teilschaltungen vorgestellt. Zusätzlich werden verschiedene Schaltungstopologien auf Ebene der Gesamtschaltung sowie auf der Ebene der AMUX-Kernschaltung verglichen. Auf Ebene der Gesamtschaltung wird die Schaltungstopologie des analogen Leistungsmultiplexers (P-AMUX) mit der Schaltungstopologie der AMUX-Kernschaltung mit linearen Ausgangsverstärker verglichen. Beide Topologievarianten werden im Rahmen der in dieser Arbeit entwickelten Schaltungen realisiert. Auf Ebene der AMUX-Kernschaltung werden das Konzept der getaktete Transadmittanzstufe (clocked-TAS) und der getaktete Selektorstufe (clocked-SEL) verglichen. Beide dieser Konzepte finden Anwendungen in bereits veröffentlichten Schaltungen, das clocked-TAS-Konzept in [11–13] und das clocked-SEL-Konzept unter anderem in [14–18]. Mit Hilfe dieser Vergleiche lassen sich geeignete Schaltungstopologien je nach Entwicklungsziel finden. Des Weiteren wird eine Spitzenwert-Detektorschaltung und eine Methode vorgestellt, welche zur Erzeugung eines dc-Kalibrationssignal bei Verwendung des clocked-SEL-Konzeptes genutzt werden kann. Mit Hilfe dieses dc-Kalibrationssignals und einem geeigneten Verfahren kann das Timing zwischen den Eingangssignalen und dem Taktsignal des AMUX zunächst grob eingestellt werden. Diese Einstellung dient als Ausgangspunkt für die Feinjustage des Timings durch Messung des Ausgangssignals mit Hilfe eines Sampling-Oszilloskops.

Kapitel 5 stellt die im Rahmen dieser Arbeit hergeleitete Kalibrationsroutine vor. Diese Kalibrationsroutine beruht auf den Erkenntnissen aus Kapitel 3 und dient der Feinjustage der auftretenden Nichtidealitäten im AMUX-DAC-Aufbau. Dazu gehören Abweichungen vom idealen Timing, Fehlanpassungen der Signalpfade und Tastgradfehler im Taktpfad. Die Kalibrationsroutine kann zur Optimierung der effektiven Auflösung des AMUX sowohl in der Simulation als auch in der Messung verwendet werden. Zur Anwendung der Kalibrationsroutine in der Messung des AMUX-DAC-Aufbaus, wird eine Messung des Spektrums des AMUX-Ausgangssignal mit Hilfe eines Sampling-Oszilloskops benötigt. Die Kalibrationsroutine beschleunigt die Optimierung der Entwicklung und Messung einer AMUX-Schaltung und spart dem Entwickler wertvolle Arbeitszeit.

Kapitel 6 stellt die beiden im Rahmen dieser Arbeit realisierten AMUX-Varianten vor. Bei diesen Schaltungen handelt es sich jeweils um 2:1 AMUX-Schaltungen. Die Simulations- und Messergebnisse der realisierten AMUX-Varianten bestätigen die in der Arbeit entwickelten Methoden und Vergleiche.

1.2 Vergleich mit dem Stand der Technik

In Tabelle 1.1 sind alle zum Zeitpunkt der Abgabe dieser Arbeit publizierten AMUX-Schaltungen in Bipolar-Transistortechnologien aufgeführt und geben einen Überblick über den Stand der Technik. Die im Rahmen der Arbeit realisierten Schaltungen sind fett gedruckt.

Das vornehmliche Ziel der Entwicklung von Treiberschaltungen für optische Übertragungssysteme liegt in der Erzielung einer möglichst hohen Datenrate. Hohe Datenraten können durch hohe Baud-Raten und durch eine möglichst hohe Auflösung des verwendeten Modulationsverfahrens erreicht werden. Da der AMUX in einem AMUX-DAC-Aufbau einem DAC entspricht, werden im Folgenden die Leistungskriterien eines DAC verwendet, um den AMUX zu charakterisieren. Die Leistungskriterien eines DAC beinhalten vornehmlich die erreichbare Abtast- und Baud-Rate, die Signalbandbreite und die erreichbare effektive Auflösung bzw. den ENoB. Da das Ziel dieser Arbeit die Entwicklung einer AMUX-Schaltung mit einer Abtastrate von mindestens 100 GHz ist, werden zum Vergleich des Standes der Technik nur AMUX-Schaltungen betrachtet, welche eine Abtastrate von 80 Hz oder höher besitzen. Um Vergleiche zwischen den verschiedenen, veröffentlichten AMUX-Schaltungen durchführen zu können, wird im Folgenden das Kriterium der theoretischen Datenrate eingeführt. Idealerweise ergibt sich dieses Kriterium aus der Multiplikation der effektiven Auflösung (ENoB) mit der Signalbandbreite der Schaltung. Die in der Tabelle 1.1 aufgeführten Veröffentlichungen geben jedoch keine Angabe über die erreichten Signalbandbreiten der AMUX-Schaltungen. Dadurch ist die Berechnung der theoretischen Datenrate mit Hilfe der Signalbandbreite nicht möglich. Im Folgenden wird deshalb die theoretische Datenrate durch Multiplikation der maximalen Baud-Rate mit dem minimalen ENoB der AMUX-Schaltung bei dieser Baud-Rate berechnet. Falls bei einer AMUX-Schaltung keine Angaben zum ENoB gemacht werden, wird die maximale Auflösung der Pulsamplitudenmodulation verwendet. Beispielsweise entspricht die Auflösung einer PAM-4 bzw. einer PAM-8 Pulsamplitudenmodulation 2 bit bzw. 3 bit. Wie die Tabelle in 1.1 zeigt, werden die höchsten theoretischen Datenraten von den AMUX-Schaltungen mit einer hohen effektiven Auflösung erreicht. Die AMUX-Schaltung [16, 23] erreicht bei einer Baud-Rate von 100 GBd einen minimalen ENoB von 4,25 bit, wodurch eine theoretische Datenrate von ≤ 425 Gbit/s erreicht wird. Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte AMUX-Variante 1 und AMUX-Variante 2 erzielen theoretische Datenraten von 492 Gbit/s und 473,6 Gbit/s. Beide AMUX-Varianten verwenden das clocked-SEL-Konzept der Kernschaltungstopologie zur Maximierung der erreichbaren Linearität und effektiven Auflösung. AMUX-Variante 1 [17, 18] erzielt die höchste effektive Auflösung von 7,7 bit bis 4,1 bit eines AMUX in allen Bipolar-Halbleitertechnologien bei einer Abtastrate von 120 GS/s. AMUX-Variante 2 erreicht eine etwas geringere effektive Auflösung von 7,1 bit bis 3,7 bit bei einer Abtastrate von 128 GS/s. AMUX-Variante 1 wurde mit der Zielspezifikation der Ansteuerung mit 8-bit DAC-Signalen und AMUX-Variante 2 mit der Zielspezifikation der Ansteuerung mit 6-bit DAC-Signalen entwickelt. Zur besseren Vergleichbarkeit wurden der beiden

Tabelle 1.1: Stand der Technik von AMUX-Schaltungen in Bipolartechnologie

	Technologie (f_T in GHz)	Abtastrate in GS/s	PAM4 Baud- Rate in GBd	PAM4 Hub in Vpp	ENoB	theor. Daten- rate in Gbit/s	Leistung in W	Jahr
[11]	InP(290)	80	-	-	-	-	0,5	2016
[12]	InP(290)	128	-	-	-	-	0,54	2017
[13]	InP(460)	168*	160*	-	-	320	0,9	2020/20
[19]	InP(340)	100	100	0,9	-	200	-	2020
[20]	InP(360)	160**	100**	2,37	-	200	1,3	2022
[14],[21]	SiGe(300)	120	120*	0,04	-	240	1,06	2017/22
[15],[22]	SiGe(470)	150***	150***	0,18	-	360	1,22	2021/22
[23],[16]	SiGe(320)	100	100	0,3	4,9 - 4,25	≤ 425	0,7	2020/21
[17],[18]	SiGe(325)	120	120	0,5	7,7 - 4,1	492	2,17	2020/21
-	SiGe(300)	180	128	0,9	7,1 - 3,7	473,6	4,7(3,65)	2023

(* mit Vorverzerrung der Daten) (** Gemessen auf Chip)

(***) mit Vorverzerrung und Nachbearbeitung der Daten und gemessen auf dem Chip)

Varianten mit den gleichen 8-bit DAC-Modulen charakterisiert. Die AMUX-Variante 1 erreicht zum Zeitpunkt der Veröffentlichung eine Rekord-Abtastrate von 120 GS/s für AMUX-Schaltungen in SiGe-Bipolar-Transistortechnologien. Diese Abtastrate wurde für ein PAM4-moduliertes Ausgangssignal mit einer Baud-Rate von 120 GBd gemessen. Seit der Veröffentlichung wurde der Rekord der Abtastrate in SiGe-Technologien von [15] mit einer Abtastrate von 150 GS/s offiziell eingestellt. Die AMUX-Variante 2 erzielt eine maximale Abtastrate von 140 GS/s. Diese Abtastrate wurde für ein PAM2-moduliertes Ausgangssignal mit einer Baud-Rate von 140 GBd gemessen. Bei einer PAM4-Amplitudenmodulation erreicht die AMUX-Variante 2 eine maximale Baud-Rate bzw. Abtastrate von 128 GBd bzw. 128 GS/s. Die Messergebnisse der AMUX-Variante 2 sind zum Zeitpunkt der Abgabe dieser Arbeit noch nicht veröffentlicht. Alle in dieser Arbeit präsentierten Messergebnisse wurden ohne Vorverzerrung der Eingangsdaten gewonnen, wodurch die Messergebnisse die inhärente Leistungsfähigkeit ohne Kompensation von Unzulänglichkeiten der aufgebauten AMUX-Varianten repräsentieren.

Die höchsten Abtast- und Baud-Raten erreichen [13] mit 168 GS/s/160 GBd in InP-Technologie und [22] mit 150 GS/s/150 GBd in SiGe-Technologie. Die AMUX-Schaltung [13] wurde mit Hilfe des clocked-TAS-Konzepts entwickelt. Dieses Konzept optimiert, wie Abschnitt 4.3.1 zeigt, die AMUX-Schaltung bezüglich der erreichbaren Baud- und Abtastraten, besitzt jedoch im Vergleich zum clocked-SEL-Konzept eine deutlich niedrigere Linearität. Das gemessene PAM-4 modulierte Ausgangssignal wurde mit Hilfe einer Vorverzerrung der Eingangsdaten gewonnen. Es werden keine Angaben zur maximalen Baud-Rate eines unkompensierten PAM-4 Ausgangssignals gemacht. Zur Berechnung der theoretischen Datenrate wird die maximale Baud-Rate der kompensierten PAM-4 Messung verwendet. Damit erreicht die AMUX-Schaltung [13] eine theoretische Datenrate von 320 Gbit/s. Die AMUX-Schaltung [22] verwendet ein clocked-SEL-Konzept mit einem Ausgangsverstärker. Das gemessene PAM-4 modulierte Ausgangssignal mit einer Baud-Rate 150 GBd wurde mit Vorverzerrung der Eingangsdaten und mit Hilfe eines Tastkopfes auf dem Chip gemessen. Durch die starke Vorverzerrung der Eingangssignale beträgt der Ausgangshub des PAM-4 modulierten Ausgangssignals lediglich $0,18 V_{pp}$ im Vergleich zu dem maximalen statischen Ausgangshub der Schaltung von $1,2 V_{pp}$. Im Vergleich dazu liegt der Ausgangshub der PAM-4 modulierten Ausgangssignale der AMUX-Variante 1 und 2 bei $0,5 V_{pp}$ und $0,9 V_{pp}$. Die theoretische maximale Datenrate der AMUX-Schaltung [22] liegt bei 360 Gbit/s. Dieser Wert wurde für eine PAM-8 Pulsamplitudenmodulation bei einer Baud-Rate von 120 GBd erreicht.

Die in Tabelle 1.1 aufgeführten Ergebnisse zeigen, dass die AMUX-Schaltungen mit einer hohen effektiven Auflösung die höchsten Werte des Kriteriums der theoretischen Datenrate erreichen. Besonders für WDM- bzw. DSCM-Übertragungsverfahren spielt die effektive Auflösung des Senders eine zentrale Bedeutung für die Maximierung der Datenrate. In dieser Arbeit werden deshalb Methoden und Verfahren zur Optimierung der effektiven Auflösung von AMUX-Schaltungen präsentiert. Diese erweisen sich als zielführend zur Maximierung der theoretischen Datenrate von AMUX-Schaltungen.

2 AMUX Theorie und Erklärungsmodell

Das folgende Kapitel stellt die Ansteuerung und die Funktionsweise eines AMUX vor. Zur Beschreibung der Funktionsweise des AMUX werden Modellgleichungen für den AMUX hergeleitet. Für einen AMUX-DAC-Aufbau werden die Zusammenhänge zwischen den Abstraten von Ein- und Ausgangssignalen des AMUX, sowie die benötigten Taktfrequenzen für den AMUX und die DACs erläutert. Des Weiteren wird ein funktionsbasiertes Frequenzbereichsmodell für den AMUX hergeleitet. Mit Hilfe dieses Frequenzbereichsmodells und des dazu gehörigen Ablaufschemas können in den nachfolgenden Kapiteln die Ursachen für charakteristische Effekte, welche die effektive Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus beeinträchtigen, analysiert werden und Optimierungsentscheidungen bezüglich der AMUX-Schaltung getroffen werden. Basierend auf dem funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell wird der Effekt der Frequenzbereichverschachtelung eingeführt. Des Weiteren wird der Zusammenhang der Linearität einzelner Teilschaltungen auf die Linearität einer gesamten Schaltungskaskade abgeschätzt.

2.1 Funktionsprinzip des AMUX

Die Funktion des AMUX ist das getaktete Schalten von zwei analogen Eingangssignalen auf einen einzigen Ausgang. Durch Kaskadierung mehrerer 2:1 AMUX-Schaltungen kann ein $N:1$ AMUX aufgebaut werden, wobei N der Anzahl der Eingänge des AMUX entspricht. Das Funktionsprinzip eines AMUX kann als getakteter Schalter modelliert werden. Entspricht das Verhalten des AMUX dem Modell des getakteten Schalters, wird der AMUX im Folgenden als ideal bezeichnet. In Abbildung 2.1a ist ein 2:1 AMUX als getakteter Schalter dargestellt. Der Schalter schaltet in Abhängigkeit des Taktsignals $c_A(t)$ entweder das Eingangssignal $x_1(t)$ oder das Eingangssignal $x_2(t)$ auf den Ausgang. Bei den analogen Eingangssignalen in Abbildung 2.1b handelt es sich um Zero-Order-Hold-Funktionen (ZOH), welche üblicherweise von DACs erzeugt werden. Abbildung 2.1b zeigt das zeitliche Verhältnis von Eingangssignalen, Taktsignal und Ausgangssignal im AMUX. Die Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ besitzen eine Abtastrate von $f_{s,D}$, womit ein Datenwert eine Abtastdauer von $T_{s,D} = \frac{1}{f_{s,D}}$ besitzt. $T_{s,D}$ entspricht damit der Abtastdauer. Im Bereich der Taktperiodendauer $T_{c,A}$ in der das Taktsignal $c_A(t) > 0$ ist, wird das Eingangssignal $x_1(t)$ auf den Ausgang geschaltet, womit in diesem Zeitbereich $y(t) = x_1(t)$ gilt. Analog dazu wird bei einem Taktsignalwert $c_A(t) = 0$ das Eingangssignal $x_2(t)$ auf den Ausgang geschaltet und ergibt in diesem Zeitbereich $y(t) = x_2(t)$. Damit der AMUX nur die für die Abtastdauer $T_{s,D}$ quasi-statischen Abtastwerte des Eingangssignals $x_2(t)$ abtastet und nicht die Flanken des Eingangssignals, ist das Eingangssignal $x_2(t)$ um

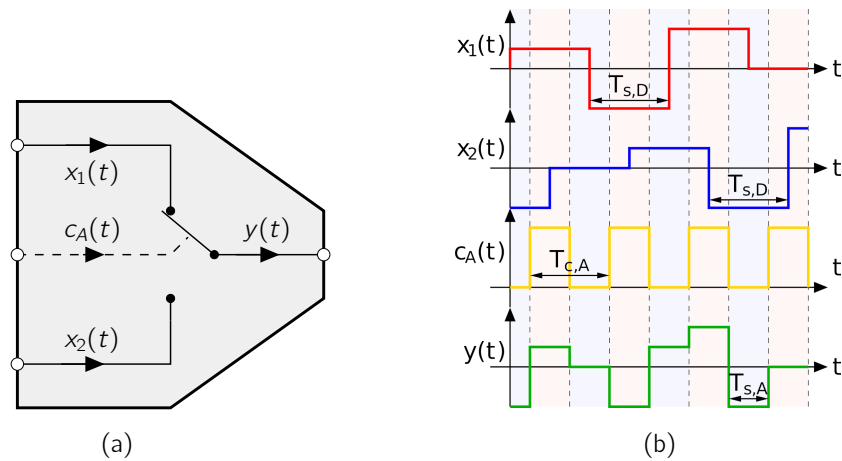


Abbildung 2.1: Funktionsprinzip eines idealen 2:1 AMUXs als getakteter Schalter (a) und ein Beispiel des AMUXs-Schaltvorgangs im Zeitbereich (b).

$\frac{T_{s,D}}{2}$ gegenüber dem Eingangssignal $x_1(t)$ verzögert. Durch das Schalten des AMUX mit der Taktfrequenz $f_{c,A} = \frac{1}{T_{c,A}} = \frac{1}{T_{s,D}}$ wird ein Ausgangssignal $y(t)$ mit einer Abtastrate von

$$f_{s,A} = \frac{1}{T_{s,A}} = 2 \cdot f_{s,D} \quad (2.1)$$

erzeugt. Der AMUX verdoppelt somit die Abtastrate. Die Funktionsweise des AMUX stellt eine zeitliche Verschachtlung (engl. *time interleaving*) der Eingangssignale dar.

Mit Hilfe des AMUX-DAC-Aufbaus in Abbildung 2.2 kann die digitale Datenfolge $x[l]$ in das gewünschte analoge Signal $y(t)$ mit der Abtastrate des AMUX $f_{s,A}$ gewandelt werden. Um das gewünschte Signal am Ausgang des AMUX zu generieren, wird die Datenfolge $x[l]$ mit Hilfe eines Digitalen-Signal-Prozessors (DSP) in zwei Datenfolgen $x_1[k]$ und $x_2[k]$ aufgeteilt. Für die Datenfolgen gilt

$$x_1[k] = x[l], \text{ für } l = 2k - 1 \text{ mit } k \in \mathbb{Z}, \quad (2.2)$$

$$x_2[k] = x[l], \text{ für } l = 2k, \text{ mit } k \in \mathbb{Z}. \quad (2.3)$$

Die Datenfolge $x[l]$ und die daraus resultierenden Datenfolgen $x_{1,2}[k]$ des DAC_{1,2} können je nach Auflösung b (Anzahl der physikalischen Bits) der DAC maximal $2^b - 1$ Werte im Bereich von $[-1; 1]$ annehmen. DAC_{1,2} erzeugt aus den Datenfolgen $x_{1,2}[k]$ jeweils die analogen Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ für den AMUX. Durch das Schaltverhalten des AMUX werden die Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ im analogen Bereich zum gewünschten analogen Ausgangssignal $y(t)$ verschaltet. Das Ausgangssignal $y(t)$ entspricht somit einer Digital-Analog-Wandlung der ursprünglich, gewünschten Datenfolge $x[l]$.

Zum Wandeln der Datenfolgen benötigen die DACs jeweils ein Taktsignal $c_D(t)$ mit einer Taktfrequenz $f_{c,D}$. Je nach Aufbauart der DACs, wandeln diese ihr analoges Aus-

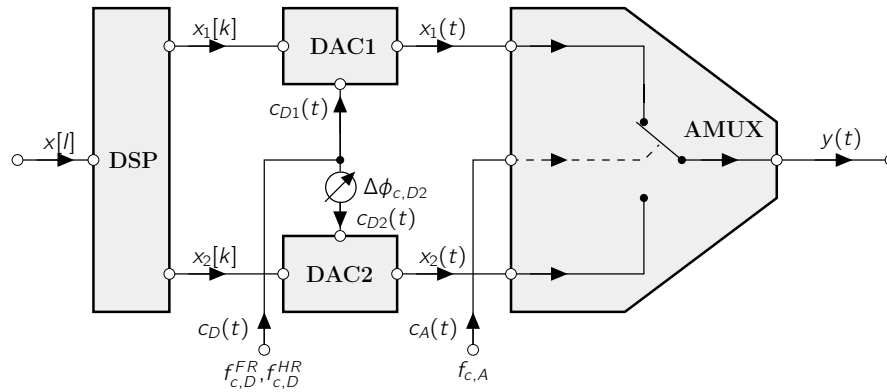


Abbildung 2.2: Blockdiagramm eines AMUX-DAC-Aufbaus. Für FR-DAC gilt $f_{c,D}^{FR} = f_{c,A}$ und für HR-DAC gilt $f_{c,D}^{HR} = f_{c,A}/2$.

gangssignal mit Hilfe einer „half-rate“ (engl. *half-rate clock*) oder einer „full-rate“-Takt-signal-Funktionsweise (engl. *full-rate clock*). Ein DAC welcher mit einem full-rate-Takt-signal-Funktionsweise operiert, im Folgenden mit FR-DAC bezeichnet, erzeugt Datenwerte exklusiv bei steigenden oder fallenden Flanken des Taktsignals $c_D(t)$. Ein DAC welcher mit einem half-rate-Taktsignal-Funktionsweise operiert, im Folgenden als half-rate Digital-Analog-Wandler (HR-DAC) bezeichnet, erzeugt Datenwerte sowohl bei den steigenden als auch bei den fallenden Flanken. Die in dieser Arbeit untersuchten Schaltungskonzepte des AMUX resultieren ausschließlich in einer „half-rate“-Takt-signal-Funktionsweise des AMUX.

Das Ausgangssignal eines FR-DAC besitzt eine Abtastrate von

$$f_{s,D} = f_{c,D}^{FR} = \frac{1}{T_{c,D}^{FR}}. \quad (2.4)$$

Besteht der AMUX-DAC-Aufbau aus FR-DAC, müssen die Taktsignalfrequenzen der FR-DAC mit der des AMUX $f_{c,A} = f_{c,D}^{FR}$ identisch sein. Die Abtastrate des Ausgangssignals des AMUX ist aufgrund der AMUX-Funktionsweise doppelt so groß wie die der Ausgangssignale der DAC $f_{s,A} = 2 \cdot f_{s,D}$. Damit der AMUX nicht auf der Flanke eines der Eingangssignale abtastet, müssen die Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ um die halbe Abtastdauer $\Delta t_{c,D2} = \frac{T_{s,D}}{2}$ zeitlich zueinander verzögert sein (vgl. Abbildung 2.1b). Diese zeitliche Verzögerung zwischen den Eingangssignalen wird durch eine zeitliche Verzögerung des Taktsignals des DAC2 erreicht. Der allgemeine Zusammenhang zwischen einer Phasenverschiebung $\Delta\phi$ und einer zeitlicher Verzögerung Δt ist gegeben durch

$$\Delta\phi = 2\pi f \Delta t. \quad (2.5)$$

Da für einen FR-DAC1,2 die Taktfrequenz gleich der Abtastrate ist (vgl. Gleichung 2.4), kann die Phasenverschiebung zwischen den Taktsignalen der FR-DAC berechnet werden zu

$$\Delta\phi_{c,D2}^{FR} = 2\pi f_{c,D}^{FR} \frac{T_{s,D}}{2} = \pi. \quad (2.6)$$

Eine Phasenverschiebung von $\Delta\phi_{c,D2}^{FR} = \pi$ entspricht einer Verschiebung um 180° . In Tabelle 2.2 sind die Abtastraten und Taktfrequenzen für einen AMUX-DAC-Aufbau mit FR-DAC für eine beispielhafte Ausgangsdatenrate des AMUX von $f_{s,A} = 100$ GS/s dargestellt. Die Taktansteuerung der FR-DAC und des AMUX erfolgt mit der selben Taktfrequenz von $f_{c,D}^{FR} = f_{c,A} = 50$ GHz. Der AMUX verdoppelt folglich die Datenraten der ansteuernden FR-DAC von $f_{s,D} = 50$ GS/s zu $f_{s,A} = 100$ GS/s.

AMUX		FR-DAC1,2				
$y(t)$	$c_A(t)$	$x_1(t)$	$x_2(t)$	$c_D(t)$	$\Delta t_{c,D2}$	$\Delta\phi_{c,D2}^{FR}$
100 GS/s	50 GHz	50 GS/s	50 GS/s	50 GHz	10 ps	180°

Tabelle 2.1: Abtastraten und Taktfrequenzen für den DAC-AMUX-Aufbau mit FR-DAC für eine beispielhafte Ausgangsdatenrate des AMUX von $f_{s,A} = 100$ GS/s.

Das Ausgangssignal eines HR-DAC besitzt eine Abtastrate von

$$f_{s,D} = 2 \cdot f_{c,D}^{HR} = \frac{2}{T_{c,D}^{HR}}. \quad (2.7)$$

Besteht der AMUX-DAC-Aufbau aus HR-DAC, müssen die Taktfrequenzen der Taktsignale der HR-DAC halb so groß sein wie die des AMUX $f_{c,A} = 2 \cdot f_{c,D}^{HR}$. Auch bei dieser Variante des AMUX-DAC-Aufbaus müssen die Eingangssignale des AMUX um eine halbe Abtastdauer der DACs $\Delta t_{c,D2} = \frac{T_{s,D}}{2}$ zueinander verschoben sein. Analog zum AMUX-DAC-Aufbau mit FR-DACs, kann mit Hilfe der Gleichung 2.4 die Phasenverschiebung des Taktsignals des HR-DAC2 berechnet werden

$$\Delta\phi_{c,D2}^{HR} = 2\pi f_{c,D}^{HR} \frac{T_{s,D}}{2} = \frac{\pi}{2}. \quad (2.8)$$

Eine Phasenverschiebung von $\frac{\pi}{2}$ entspricht einer Verschiebung um 90° . In Tabelle 2.1 sind analog zur Tabelle 2.2 die Abtastraten und Taktfrequenzen für einen AMUX-DAC-Aufbau mit HR-DAC für eine beispielhafte Ausgangsdatenrate des AMUX von $f_{s,A} = 100$ GS/s dargestellt. Die HR-DAC müssen mit einer Taktsignalfrequenz von $f_{c,D}^{HR} = 25$ GHz und der AMUX mit einer Taktsignalfrequenz von 50 GHz angesteuert werden. Der AMUX verdoppelt die Abtastraten der einzelnen HR-DAC von $f_{s,D} = 50$ GS/s zu $f_{s,A} = 100$ GS/s. In beiden Varianten sind die Abtastraten und Abtastdauern des

AMUX		HR-DAC1,2				
$y(t)$	$c_A(t)$	$x_1(t)$	$x_2(t)$	$c_D(t)$	$\Delta t_{c,D2}$	$\Delta\phi_{c,D2}^{HR}$
100 GS/s	50 GHz	50 GS/s	50 GS/s	25 GHz	10 ps	90°

Tabelle 2.2: Abtastraten und Taktfrequenzen für den DAC-AMUX-Aufbau mit HR-DACs für eine beispielhafte Ausgangsdatenrate des AMUX von $f_{s,A} = 100$ GS/s.

AMUX-DAC-Aufbaus identisch. Auch die Zeitverzögerung $\Delta t_{c,D2}$ ist in beiden Varianten gleich. Einzig die Frequenz des Taktsignals der DACs und die Phasendifferenz zwischen den Taktsignalen der DAC1,2 sind unterschiedlich.

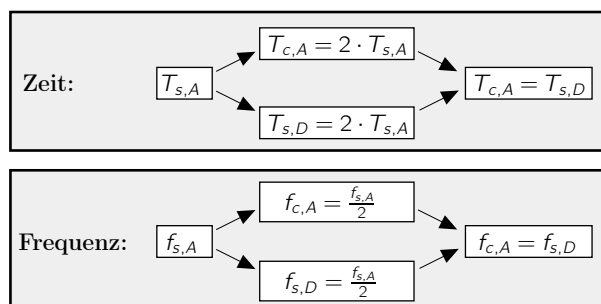


Abbildung 2.3: Übersicht der allgemeingültigen Verhältnisse zwischen der Abtastdauer des AMUX und der DAC und der Periodendauer des Taktsignals des AMUX, sowie der dazugehörigen Abtastraten des AMUX und der DAC und der Taktsignalfrequenz des AMUX.

Die maximale Ausgangsfrequenz f_m eines ZOH-Signals mit einer Abtastrate von f_s ist durch das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem [24] bestimmt

$$f_m \leq f_n = \frac{f_s}{2}. \quad (2.9)$$

Die Frequenz f_n wird folglich als Nyquistfrequenz bezeichnet und ist definiert als die Hälfte der zugehörigen Abtastrate f_s . Mit Hilfe des Nyquist-Shannon-Abtasttheorems können die maximalen Signalfrequenzen des AMUX-DAC-Aufbaus hergeleitet werden. Die maximale Signalfrequenz der Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ beträgt $f_{m,D} \leq \frac{f_{s,D}}{2}$ und die maximale Signalfrequenz des AMUX beträgt $f_{m,A} \leq \frac{f_{s,A}}{2}$. In Abbildung 2.3 sind die Verhältnisse zwischen der Abtastdauer des AMUX und der DACs und der Periodendauer des Taktsignals des AMUX, sowie die Verhältnisse der dazugehörigen Abtastraten und der Taktsignalfrequenz des AMUX aufgetragen. Diese Verhältnisse sind unabhängig von dem Aufbau des AMUX-DAC-Systems mit HR-DAC oder FR-DAC und gelten für alle AMUX-DAC-Aufbauten, welche die Verdopplung der Abtastrate der einzelnen DAC bewirkt. Da die Abtastrate des AMUX doppelt so groß ist wie die Abtastraten der DACs (vgl. Abbildung 2.3) ist die maximale Frequenz des AMUX-Ausgangssignals doppelt so groß wie die maximale Frequenz der Eingangssignale $x_{1,2}(t)$

$$f_{m,A} = 2 \cdot f_{m,D}. \quad (2.10)$$

Der AMUX-DAC-Aufbau verdoppelt somit die Abtastrate und die damit verbundene maximal erreichbare Signalfrequenz im Vergleich zu den ansteuernden DACs. In dieser Arbeit wird im Folgenden immer von HR-DAC ausgegangen. Aus diesem Grund kann zusammenfassend angenommen werden:

- Die Taktfrequenz $f_{c,A}$ des AMUX entspricht der Nyquistfrequenz $f_{n,A}$ des AMUX-Ausgangssignals: $f_{c,A} = f_{n,A}$.
- Die Taktfrequenz $f_{c,D}$ der DACs entsprechen der Nyquistfrequenz $f_{n,D}$ der DAC-Signale: $f_{c,D} = f_{n,D}$.

- Die Abtastrate $f_{s,A}$ des AMUX entspricht der doppelten Taktfrequenz $f_{c,A}$ des AMUX: $f_{s,A} = 2 \cdot f_{c,A}$.
- Die Abtastrate $f_{s,D}$ der DACs entsprechen der doppelten Taktfrequenz $f_{c,D}$ der DACs: $f_{s,D} = 2 \cdot f_{c,D} = 2 \cdot \frac{1}{T_{c,D}}$.
- Die Abtastrate bzw. die Nyquistfrequenz des AMUX entspricht der doppelten Abtastrate bzw. Nyquistfrequenz der DACs: $f_{s,A} = 2 \cdot f_{s,D}$ und $f_{n,A} = 2 \cdot f_{n,D}$.

2.2 Funktionsbasiertes Frequenzbereichsmodell des AMUX

Mathematische Modellgleichungen für den AMUX wurden bereits in [13, 25–28] ausführlich vorgestellt. Das im Folgenden hergeleitete funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell basiert auf diesen mathematischen Modellgleichungen. Jedoch reduziert das funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell im Rahmen der Genauigkeit die Komplexität der mathematischen Modellgleichungen und liefert ein Ablaufschema, wodurch die Analyse des AMUX vereinfacht wird. Mit Hilfe dieses Frequenzbereichsmodells kann die Optimierung, Kalibrierung und Charakterisierung von AMUX-Schaltungen vereinfacht und beschleunigt werden.

Die in diesem Abschnitt hergeleiteten mathematischen Modellgleichungen und die daraus resultierende AMUX-Funktion wird im Folgenden als ideal bezeichnet. Die getaktete Schaltfunktion des AMUX wird durch das Blockdiagramm in Abbildung 2.4 dargestellt, das im Folgenden als Grundlage der mathematischen Beschreibung dient. Das Blockdiagramm besteht aus zwei „unbalancierten“ Mischern (engl. *unbalanced mixer*), welche mit den jeweiligen Eingangssignalen $x_{1,2}(t)$ und den Taktsignalen der Mischer $c_{M1,2}(t)$ angesteuert werden. Die Taktsignale der Mischer $c_{M1,2}(t)$ werden aus dem Taktsignal $c_A(t)$ gewonnen. Das Taktsignal des Mischers 2 wird um 180° gegenüber dem Taktsignal $c_{M1}(t)$ verschoben. Durch die Addition der Ausgangssignale der Mischer $x_{1M}(t)$

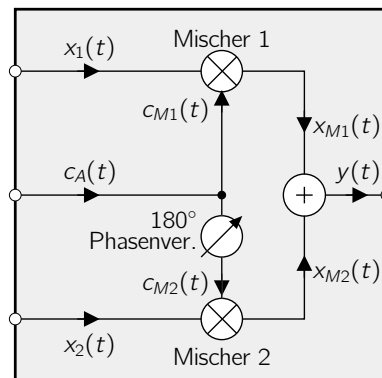


Abbildung 2.4: Blockdiagramm der idealen getakteten Schaltfunktion des AMUX.

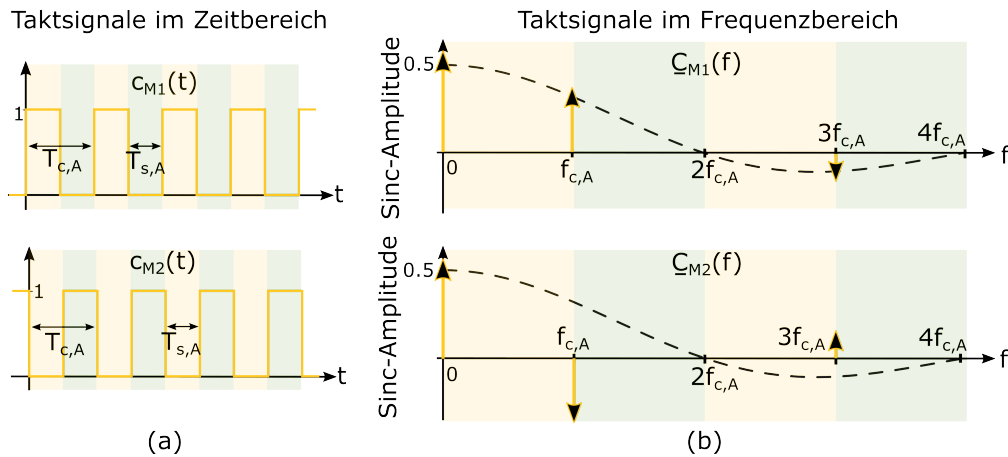


Abbildung 2.5: Taktsignale der beiden Mischer $c_{M1}(t)$ und $c_{M2}(t)$ im Zeitbereich (a), sowie deren Spektren im Frequenzbereich (b).

und $x_{2M}(t)$ wird das Ausgangssignal $y(t)$ erzeugt. Um das funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell des AMUX auf Basis des in Abbildung 2.4 gezeigten Blockdiagramms aufzustellen, werden im Folgenden die Modellgleichungen der Eingangs- und Taktsignalen vorgestellt.

Für das ideale Taktsignal wird eine Rechteckschwingung angenommen

$$c_A(t) = g_A(t) * \text{III}_{T_{c,A}}(t) = \left(\text{rect} \left(\frac{t}{T_{c,A}} \right) \right) * \text{III}_{T_{c,A}}(t). \quad (2.11)$$

Die Rechteckschwingung kann als Faltung eines Dirac-Kamms $\text{III}(t)$ mit einer Periodendauer von $T_{c,A}$ und einer Rechteckfunktion $\text{rect}(t)$ mit einer skalierten Breite von $\frac{T_{c,A}}{2}$ dargestellt werden. Die Rechteckfunktion wird in dieser Arbeit wie folgt definiert

$$\text{rect} \left(\frac{t}{\tau} \right) := \begin{cases} 1 & |t| < \frac{\tau}{2}, \\ 0 & |t| > \frac{\tau}{2}. \end{cases} \quad (2.12)$$

Die Aperturfunktion des AMUX

$$g_A(t) = \text{rect} \left(\frac{t}{T_{c,A}} \right) \circ \bullet G_A(f) = \text{sinc} \left(\frac{f}{f_{s,A}} \right) \quad (2.13)$$

stellt im Zeitbereich eine Rechteckfunktion mit einer skalierten Breite $\tau = \frac{T_{c,A}}{2}$ und im Frequenzbereich eine skalierte Sinc-Funktion dar. In dieser Arbeit wird als Definition der Sinc-Funktion $\text{sinc}(x) := \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ verwendet. Der Dirac-Kamm wird definiert als

$$\text{III}_a(t) := \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - ka), \quad (2.14)$$

mit einer Laufkonstanten k und der Periodendauer a . Die idealen Taktsignale der Mischer im Zeitbereich (vgl. Abbildung 2.5a) unterscheiden sich durch eine Phasenverschiebung von 180° . Diese Phasenverschiebung lässt sich für ideale Rechteckschwingungen als Zeitverschiebung des Dirac-Kammes um $\frac{T_{c,A}}{2}$

$$c_{M1}(t) = \left(\Pi \left(\frac{t}{\frac{T_{c,A}}{2}} \right) \right) * \text{III}_{T_{c,A}}(t), \quad (2.15)$$

$$c_{M2}(t) = \left(\Pi \left(\frac{t}{\frac{T_{c,A}}{2}} \right) \right) * \text{III}_{T_{c,A}} \left(t - \frac{T_{c,A}}{2} \right) \quad (2.16)$$

darstellen. Die Phasenbeziehung der Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ zu dem Taktsignal $c_A(t)$ ist beliebig, so lange die Phasenbeziehung zwischen $c_{M1}(t)$ und $c_{M2}(t)$ 180° entspricht. Zur Vereinfachung entspricht das Taktsignal $c_{M1}(t)$ des Mischers 1 in dieser Arbeit dem Taktsignal $c_A(t)$ des AMUX. Mit Hilfe der Fourier-Transformation können die Taktsignale der Mischer im Frequenzbereich berechnet werden

$$\underline{C}_{M1}(f) = \frac{1}{2} \text{sinc} \left(f \frac{T_{c,A}}{2} \right) \cdot \text{III}_{\frac{1}{T_{c,A}}}(f), \quad (2.17)$$

$$\underline{C}_{M2}(f) = \frac{1}{2} \text{sinc} \left(f \frac{T_{c,A}}{2} \right) e^{-j\pi f T_{c,A}} \cdot \text{III}_{\frac{1}{T_{c,A}}}(f). \quad (2.18)$$

Mit Hilfe der Definition des Dirac-Kammes (vgl. Gleichung 2.14) können die Spektren der Taktsignale alternativ mit

$$\underline{C}_{M1}(f) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \delta(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot \frac{1}{2} \text{sinc} \left(\frac{h}{2} \right), \quad (2.19)$$

$$\underline{C}_{M2}(f) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \delta(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot \frac{1}{2} \text{sinc} \left(\frac{h}{2} \right) e^{-j\pi h} \quad (2.20)$$

dargestellt werden. In Abbildung 2.5 sind die Taktsignale sowohl im Zeitbereich (a) als auch im Frequenzbereich (b) abgebildet. Im Frequenzbereich stellen die Taktsignale einen Dirac-Kamm dar, welcher jedoch mit dem Faktor $\frac{1}{2}$ und einer Sinc-Funktion skaliert ist. Der Faktor $\frac{1}{2}$ resultiert aus dem zeitlichen Mittelwert der Taktsignale im Zeitbereich, welcher ebenfalls bei $\frac{1}{2}$ liegt. Die skalierte Sinc-Funktion resultiert aus der skalierten Rechteckfunktion im Zeitbereich. Sowohl die Sinc-Funktion als auch die Rechteckfunktion sind durch den Faktor $\frac{T_{c,A}}{2}$ bzw. $\frac{1}{T_{c,A}/2}$ skaliert. Durch die Multiplikation des Dirac-Kammes mit der Sinc-Funktion entfallen alle Frequenzanteile für gerade Vielfache mit der Taktfrequenz $f_{c,A}$ ausgenommen des Gleichanteils, da die Sinc-Funktion an diesen Stellen den Wert Null besitzt. Die Zeitverschiebung des Taktsignals des Mischers 2 resultiert in einer Phasenverschiebung im Frequenzbereich, welche mit dem Term $e^{-j\pi f T_{c,A}}$ ausgedrückt wird. Durch diese Phasenverschiebung des Mischers 2 entsteht ein Vorzeichenwechsel bei allen ungeraden Vielfachen der Taktfrequenz $f_{c,A}$. Dadurch besitzen die Taktsignale $\underline{C}_{M1,2}(f)$ im Frequenzbereich mit Ausnahme des Gleichanteils ausschließlich unterschiedliche Vorzeichen.

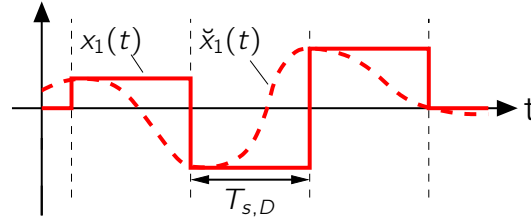


Abbildung 2.6: Das Hilfssignal $\check{x}_1(t)$ und das abgetastete ZOH-Signal $x_1(t)$ des DAC1.

Die idealen Eingangssignale des AMUX

$$x_1(t) = \left(\check{x}_1(t) \cdot \text{III}_{T_{s,D}}(t) \right) * g_D(t), \quad (2.21)$$

$$= \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} x_1[k] \delta(t - kT_{s,D}) \right) * g_D(t), \quad (2.22)$$

$$x_2(t) = \left(\check{x}_2(t) \cdot \text{III}_{T_{s,D}} \left(t - \frac{T_{s,D}}{2} \right) \right) * g_D(t), \quad (2.23)$$

$$= \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} x_2[k] \delta \left(t - kT_{s,D} - \frac{T_{s,D}}{2} \right) \right) * g_D(t) \quad (2.24)$$

werden als ZOH idealer DACs modelliert [25, 29, 30]. Dabei sind $x_1[k]$ und $x_2[k]$ diskrete Datenfolgen, $g_D(t)$ beschreibt die Aperturfunktion und $T_{s,D}$ das Abtastintervall der DACs. Bei den Hilfssignalen $\check{x}_{1,2}(t)$ in Gleichung 2.21 und 2.23 handelt es sich um die idealen analogen Zeitsignale mit einem Wertebereich $[-1; 1]$. Diese idealen Signale besitzen einen idealen flachen Frequenzgang bis zur Nyquistfrequenz $f_{n,D}$, ab dieser Frequenz besitzen die idealen Signale keine Frequenzanteile mehr. Die idealen Signale entsprechen demnach Signalen, welche von idealen DACs mit unendlich hoher Auflösung, Abtastrate und Bandbreite generiert und mit einem idealen Low-Pass-Filter mit der Grenzfrequenz $f_{n,D}$ gefiltert würden. Diese Signale dienen als Hilfsgrößen, um die Eigenschaften der realen Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ zu erläutern. Die Multiplikation der analogen Hilfssignale mit dem Dirac-Kamm $\text{III}_{T_{s,D}}(t)$ stellt die Diskretisierung der Eingangssignale dar, während die Rechteckfunktion die Haltefunktion bzw. Aperturfunktion des DAC darstellt. In Abbildung 2.6 ist das analoge Hilfssignal $\check{x}_1(t)$, sowie das von DAC1 generierte ZOH-Signal $x_1(t)$ dargestellt. Für die Aperturfunktion $g_D(t)$ des idealen DAC wird eine Rechteckfunktion mit dem Ausgangsspannungshub U_{sw} des DAC und einer Zeitskalierung mit dem Abtastintervall $T_{s,D}$ angenommen

$$g_D(t) := \frac{U_{sw}}{2} \cdot \Pi \left(\frac{t}{T_{s,D}} \right) \quad \circ \bullet \quad G_D(f) := \frac{U_{sw}}{2} \cdot \text{sinc} \left(\frac{f}{f_{s,D}} \right). \quad (2.25)$$

Wie bereits in Abschnitt 2.1 beschrieben, benötigt das zweite Eingangssignal $x_2(t)$ eine Zeitverschiebung um ein halbes Abtastintervall $\frac{T_{s,D}}{2}$. Diese Zeitverschiebung wird durch eine Phasenverschiebung des Taktsignals $c_{D2}(t)$ des DAC2 erreicht. Im Frequenzbereich

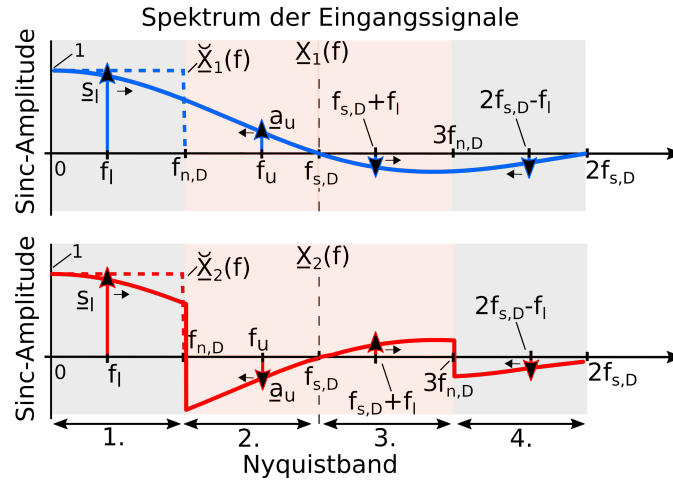


Abbildung 2.7: Spektren der Eingangs- und Hilfssignale mit einer auf eins normierten Sinc-Amplitude.

werden die Eingangssignale durch die Faltung der Spektren der Hilfssignale $\check{X}_{1,2}(f)$ mit dem Fourier-transformierten Dirac-Kamm und Multiplikation mit der Aperturfunktion dargestellt. Alternativ können durch Interpretation der Klammer-Terme in Gleichung 2.22 und 2.24 die Eingangssignale auch durch die Multiplikation der zeitdiskreten Fourier-Transformation (DTFT) der zeitdiskreten Datenfolge mit der fourier-transformierten Aperturfunktion dargestellt werden

$$\underline{X}_1(f) = \frac{U_{sw}}{2} \left(\check{X}_1(f) * \text{III}_{f_{s,D}}(f) \right) \cdot \text{sinc} \left(\frac{f}{f_{s,D}} \right), \quad (2.26)$$

$$= \frac{U_{sw}}{2} \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} x_1[k] e^{-j2\pi f k T_{s,D}} \right) \cdot \text{sinc} \left(\frac{f}{f_{s,D}} \right), \quad (2.27)$$

$$\underline{X}_2(f) = \frac{U_{sw}}{2} \left(\check{X}_2(f) * \text{III}_{f_{s,D}}(f) \cdot e^{-j\pi f T_{s,D}} \right) \cdot \text{sinc} \left(\frac{f}{f_{s,D}} \right), \quad (2.28)$$

$$= \frac{U_{sw}}{2} \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} x_2[k] e^{-j2\pi f (k+\frac{1}{2}) T_{s,D}} \right) \cdot \text{sinc} \left(\frac{f}{f_{s,D}} \right). \quad (2.29)$$

Die Fourier-Transformation der Aperturfunktion $g_D(t)$ liefert eine in der Frequenz skalierte Sinc-Funktion im Frequenzbereich. In Abbildung 2.7 sind die Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}(f)$, sowie die Hilfssignale $\check{X}_{1,2}(f)$ mit einem beispielhaften Signalton \underline{s}_l bei der Frequenz f_l im Frequenzbereich dargestellt. Die Sinc-Amplituden der Spektren sind zur Vereinfachung im Folgenden mit einem Faktor $\frac{2}{U_{sw}}$ auf die Amplitude eins skaliert. Die Spektren der Hilfssignale besitzen keine Frequenzanteile oberhalb der Frequenz $f_{n,D}$ und besitzen somit bestehen somit nur aus einem Ton bei der Frequenz f_l . Die beiden Signalspektren $\underline{X}_{1,2}(f)$ sind mit der Sinc-Funktion (der fourier-transformierten Aperturfunktion $G_D(f)$) multipliziert. Zusätzlich entstehen durch die Abtastung der DACs Abbilder der Spektren

der Hilfssignale $\check{X}_{1,2}(f)$ bei Vielfachen m der Abtastrate

$$f_u^m := m \cdot f_{s,D} \pm f_l, \text{ für } m \in \mathbb{N}. \quad (2.30)$$

Das Abbild im zweiten Nyquistband der Spektren der Eingangssignale bei der Frequenz $f_u^1 = f_u = f_{s,D} - f_l$ wird im Folgenden als \underline{a}_u bezeichnet. Die Spektren können in Nyquistbändern mit einer jeweiligen Bandbreite in Höhe der Nyquistfrequenz aufgeteilt werden. Das erste Nyquistband verläuft von Null bis zur Nyquistfrequenz des DACs $f_{n,D} = \frac{f_{s,D}}{2}$. Die Spektralbeiträge von $\underline{X}_1(f)$ und $\underline{X}_2(f)$ im zweiten und dritten Nyquistband besitzen ein Phasenverhältnis von 180° zueinander, welche durch den Term $e^{-j\pi f T_{s,D}}$ in Gleichung 2.28 hervorgerufen wird. Die 180° Phasendrehung der Spektralbeiträge im zweiten und dritten Nyquistband von $\underline{X}_2(f)$ im Vergleich zu $\underline{X}_1(f)$ ist das Resultat der zeitlichen Verzögerung des zweiten Eingangssignals $x_2(t)$ um die Hälfte der Abtastdauer des DAC $\frac{T_{s,D}}{2}$. Die 180° Phasendrehung wird in Abbildung 2.7 durch die Spiegelung der Spektralbeiträge an der Frequenz-Achse des zweiten Eingangssignals $\underline{X}_2(f)$ dargestellt. Die Auflösung von DAC-Signalen (hier der Eingangssignalen) und von AMUX-Schaltungen, wird in dieser Arbeit in

$$\text{ENoB} = \frac{\text{SINAD}|_{dB} - 1.76}{6.02} \quad (2.31)$$

(engl. *effective number of bits*) angegeben [31, 32]. Der ENoB bewertet die effektive Auflösung des Ausgangsspektrums eines monofrequenten, sinusförmigen Signals eines DAC bzw. eines AMUX. Der ENoB ist dabei abhängig von dem SINAD (engl. *signal-to-noise-and-distortion ratio*) [31] des Ausgangsspektrums, welcher bis zur Nyquistfrequenz $f_{n,D}$ des DAC bzw. $f_{n,A}$ des AMUX ausgewertet wird. Der ENoB wird über der gesamten Signalbandbreite $[0, f_{n,D}[$ des DAC bzw. $[0, f_{n,A}[$ des AMUX für jeweils monofrequente, sinusförmige Ausgangssignale ausgewertet. Diese Untersuchung wird im Folgenden als Sinussyntese bezeichnet.

Wie Abbildung 2.4 zeigt, multiplizieren im Zeitbereich die „unbalancierten“ Mischer das jeweilige Taktsignal $c_{M1,2}(t)$ mit dem jeweiligen Eingangssignal $x_{1,2}(t)$. Im Frequenzbereich entspricht die Multiplikation der Mischer einer Faltung. Das jeweilige Taktsignal $\underline{C}_{M1,2}(f)$ (vgl. Gleichung 2.19 und 2.20) wird demnach mit dem jeweiligen Eingangssi-

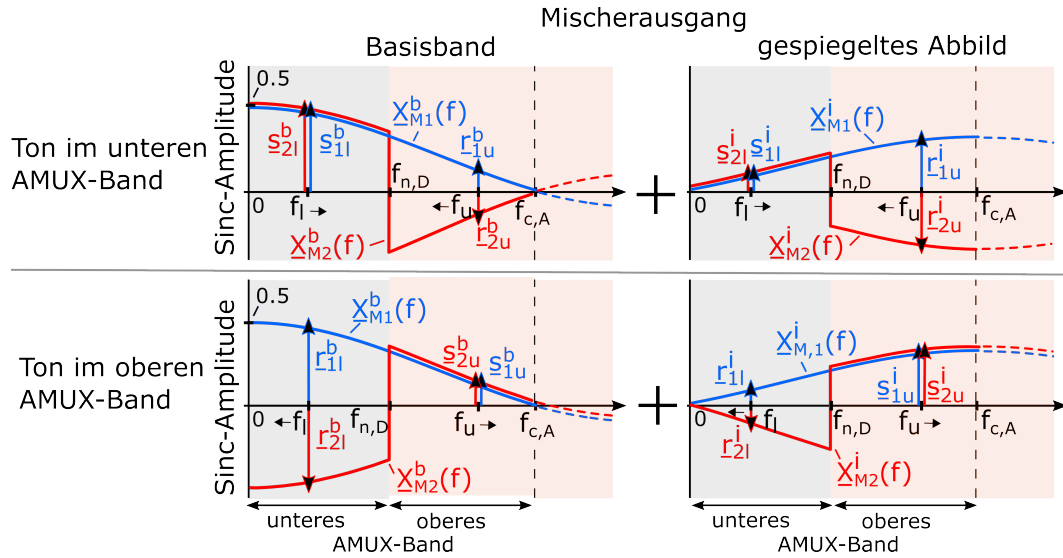


Abbildung 2.8: Spektren $\underline{X}_{M1,2}(f)$ an den Mischerausgängen (vgl. Abbildung 2.4) für die Summenanteile $h = 0$ (Basisband) und $h = 1$ (gespiegeltes Abbild) der Gleichungen 2.32 und 2.34.

gnal $\underline{X}_{1,2}(f)$ im Frequenzbereich gefaltet

$$\underline{X}_{M1}(f) := \underline{X}_1(f) * C_{M1}(f) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{X}_1(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot \frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{h}{2}\right), \quad (2.32)$$

$$= \underbrace{\dots}_{h \leq 0} + \underbrace{\underline{X}_1(f) \cdot \frac{1}{2}}_{:= \underline{X}_{M1}^b(f)|_{h=0}} + \underbrace{\underline{X}_1(f - f_{c,A}) \cdot \frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{1}{2}\right)}_{:= \underline{X}_{M1}^i(f)|_{h=1}} + \underbrace{\dots}_{h > 1}, \quad (2.33)$$

$$\underline{X}_{M2}(f) := \underline{X}_2(f) * C_{M2}(f) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{X}_2(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot \frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{h}{2}\right) e^{-j\pi h}, \quad (2.34)$$

$$= \underbrace{\dots}_{h \leq 0} + \underbrace{\underline{X}_2(f) \cdot \frac{1}{2}}_{:= \underline{X}_{M2}^b(f)|_{h=0}} + \underbrace{\underline{X}_2(f - f_{c,A}) \cdot \frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{1}{2}\right) e^{-j\pi}}_{:= \underline{X}_{M2}^i(f)|_{h=1}} + \underbrace{\dots}_{h > 1}. \quad (2.35)$$

Die daraus resultierenden Spektren der Ausgangssignale der Mischer $\underline{X}_{M1,2}(f)$ überlagern sich zu dem AMUX-Ausgangsspektrum

$$\underline{Y}(f) := \underline{X}_{M1}(f) + \underline{X}_{M2}(f). \quad (2.36)$$

Die Spektren der Ausgangssignale der Mischer $\underline{X}_{M1,2}(f)$ für die Summenanteile $h = 0$ (Basisband) und $h = 1$ (gespiegeltes Abbild) der Gleichungen 2.32 und 2.34 sind in Abbildung 2.8 dargestellt. Im Folgenden wird das Ablaufschema, welches als Erklärungsmodell des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell des AMUX dient, anhand der Abbildung 2.8 hergeleitet. Dazu wird zunächst folgende Nomenklatur eingeführt:

- Das untere AMUX-Band liegt im Frequenzbereich $[0, f_{n,D}[$.
- Das obere AMUX-Band liegt im Frequenzbereich $[f_{n,D}, f_{c,A}[$.
- Die Frequenz f_l liegt ausschließlich im unteren AMUX-Band von $0 \leq f_l < f_{n,D}$.
- Die Frequenz f_u liegt ausschließlich im oberen AMUX-Band von $f_{n,D} \leq f_u < f_{c,A}$.
- Das Basisband bezeichnet die Spektren $\underline{X}_{M1,2}^b(f)$, welche aufgrund der Faltung der Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}(f)$ mit den Taktsignalen $\underline{C}_{M1,2}(f)$ für $h = 0$ (vgl. Gleichung 2.32 und 2.34) entstehen.
- Das gespiegelte Abbild bezeichnet die Spektren $\underline{X}_{M1,2}^i(f)$, welche aufgrund der Faltung der Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}(f)$ mit den Taktsignalen $\underline{C}_{M1,2}(f)$ für $h = 1$ (vgl. Gleichung 2.32 und 2.34) entstehen.
- Als Signaltöne werden die gewünschten Töne im Ausgangsspektrum bezeichnet. Signaltöne werden mit der Variable \underline{s} versehen. Der erste Index „1“ bzw. „2“ verweist auf die Mischer, der zweite Index „l“ bzw. „u“ verweist auf die Signalfrequenz f_l bzw. f_u und der Exponent „b“ bzw. „i“ verweist auf das Basisband bzw. das gespiegelte Abbild. Signaltöne besitzen eine Signalamplitude $|\underline{s}|$.
- Als Residualtöne werden die durch die Mischung entstehenden unerwünschten Töne im Ausgangsspektrum bezeichnet. Residualtöne werden mit der Variable \underline{r} versehen. Der erste Index „1“ bzw. „2“ verweist auf den Mischer, der zweite Index „l“ bzw. „u“ verweist auf die Residualfrequenz f_l bzw. f_u und der Exponent „b“ bzw. „i“ verweist auf das Basisband oder das gespiegelte Abbild. Residualtöne besitzen eine Residualamplitude $|\underline{r}|$.
- Signal- und Residualtöne bestehen jeweils aus zwei Komponenten $\underline{s}_{1,2l}^b$ bzw. $\underline{s}_{1,2l}^i$ und $\underline{r}_{1,2u}^b$ bzw. $\underline{r}_{1,2u}^i$.
 - Signaltöne besitzen in dem in diesem Abschnitt beschriebenen Idealfall Komponenten mit einer Phasendifferenz von 0° und der gleichen Signalamplitude, wie zum Beispiel $|\underline{s}_{1,2l}^b| = |\underline{s}_{1l}^b| = |\underline{s}_{2l}^b|$.
 - Residualtöne besitzen in dem in diesem Abschnitt beschriebenen Idealfall Komponenten mit einer Phasendifferenz von 180° und der selben Residualamplitude, wie zum Beispiel $|\underline{r}_{1,2u}^i| = |\underline{r}_{1u}^i| = |\underline{r}_{2u}^i|$.
- Als „Gesamt-Signalton“ wird der gewünschte Ton im AMUX-Ausgangsspektrum $\underline{Y}(f)$ mit der Signaltonfrequenz f_l bzw. f_u und der „Gesamt-Signalamplitude“ $|\underline{s}_l^y(f_l)|$ bzw. $|\underline{s}_u^y(f_u)|$ bezeichnet.
- Als „Gesamt-Residualton“ wird der unerwünschte Ton im AMUX-Ausgangsspektrum $\underline{Y}(f)$ mit der „Residualfrequenz“ f_l bzw. f_u und der „Gesamt-Residualamplitude“ $|\underline{r}_l^y(f_l)|$ bzw. $|\underline{r}_u^y(f_u)|$ bezeichnet.

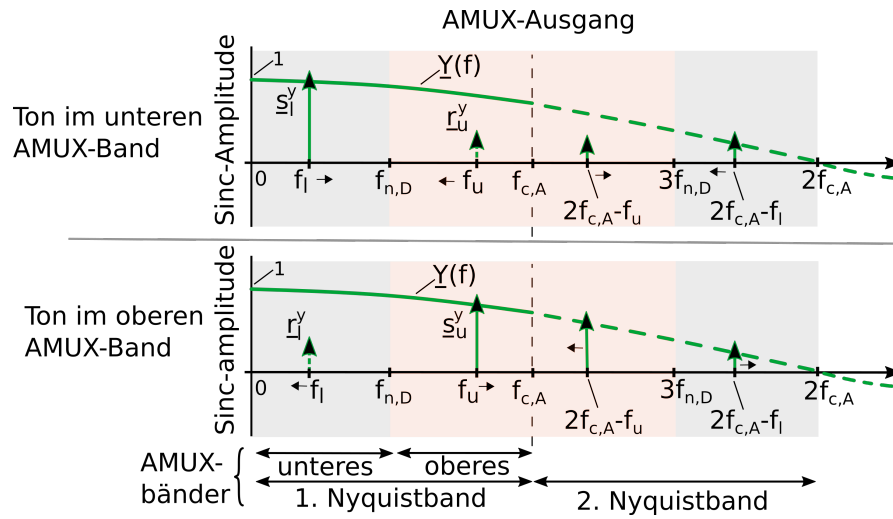


Abbildung 2.9: Superpositioniertes Spektrum am AMUX-Ausgang $\underline{Y}(f)$. Für den in diesem Abschnitt beschriebenen Idealfall sind die Residualamplituden gleich Null.

Im Verlauf der Arbeit wird lediglich der Frequenzbereich des unteren und oberen AMUX-Bandes betrachtet. Dies führt zu einem maximalen Fehler von 4,19% im mittleren Frequenzbereich des Ausgangsspektrums für eine Frequenz von $f_{n,D}$. Für niedrige und hohe Frequenzen ist der Fehler gleich Null. Der maximale Fehler von 4,19% ist zur Vereinfachung des Modells eine vertretbare Ungenauigkeit. Das untere und obere AMUX-Band bilden zusammen das erste Nyquistband des AMUX-Ausgangssignals. Die Spektren $\underline{X}_{M1,2}^b(f)$ im Basisband (vgl. Abbildung 2.8) entsprechen den Spektren der Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}(f)$, welche aufgrund der Faltung mit den Taktsignalen (vgl. Gleichung 2.32 und 2.34) mit dem Gleichungsterm $\frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{h}{2}\right) = \frac{1}{2}$ für $h = 0$ skaliert sind. Die Spektren $\underline{X}_{M1,2}^i(f)$ im gespiegelten Abbild im unteren und oberen AMUX-Band entsprechen den Spektren der gespiegelten Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}(f)$, welche aufgrund der Faltung mit den Taktsignalen (vgl. Gleichung 2.32 und 2.34) mit dem Gleichungsterm $\frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{h}{2}\right) \approx 0,32$ für $h = 1$ skaliert sind. Das Spektrum $\underline{X}_{M2}^i(f)$ ist aufgrund des Gleichungsterms $e^{-j\pi \cdot 1} = -1$ (vgl. Gleichung 2.34) im Vergleich zu $\underline{X}_{M2}^b(f)$ um 180° phasenverschoben. Es werden im Folgenden zur Vereinfachung des Erklärungsmodells nur die Beiträge von $\underline{X}_{M1,2}(f)$ für $h = 0$ (Basisband) und $h = 1$ (gespiegeltes Abbild) zur Generierung der Ausgangsspektrums betrachtet. Alle anderen Beiträge von $\underline{X}_{M1,2}(f)$ sind aufgrund der Frequenzverschiebung des Gleichungsterms der Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}(f - h \cdot f_{c,A})$ und der Skalierung mit dem Gleichungsterm $\frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{h}{2}\right)$ für $|h| > 1$ für das funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell vernachlässigbar und führen einem maximalen Fehler von 4,19%. Die Superposition der in Abbildung 2.8 dargestellten Spektren am Mischerausgang entspricht dem AMUX-Ausgangsspektrum in Abbildung 2.9. Alle Frequenzbereichsbetrachtungen in dieser Arbeit sind für den Fall der Generation eines über der Frequenz steigenden Signaltones im unteren, das heißt für

$f =: f_l$, bzw. im oberen AMUX-Band für $f =: f_u$ beschrieben. Das Ablaufschema des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells des AMUX entsprechend der Abbildung 2.8 und Abbildung 2.9 lautet:

A Generation eines Signaltons im unteren AMUX-Band:

- 1) Die Signaltöne $\underline{s}_{1,2l}^b$ und $\underline{s}_{1,2l}^i$ liegen bei der Signalfrequenz f_l und die Residualtöne $\underline{r}_{1,2u}^b$ und $\underline{r}_{1,2u}^i$ liegen bei der Residualfrequenz $f_u = f_{c,A} - f_l$.
- 2) Basisband: Signalfrequenz f_l steigt und die Signalamplitude $|\underline{s}_{1,2l}^b|$ fällt. Die Residualfrequenz f_u fällt und die Residualamplitude $|\underline{r}_{1,2u}^b|$ steigt von Null beginnend.
- 3) Gespiegeltes Abbild: Signalfrequenz f_l steigt und die Signalamplitude $|\underline{s}_{1,2l}^i|$ steigt von Null beginnend. Die Residualfrequenz f_u fällt und die Residualamplitude $|\underline{r}_{1,2u}^i|$ fällt.
- 4) Die Signaltöne $\underline{s}_{1,2l}^b$ und $\underline{s}_{1,2l}^i$ addieren sich bei Superposition der Spektren aufgrund der 0° Phasenverschiebung ihrer Komponenten konstruktiv.
- 5) Die Residualtöne $\underline{r}_{1,2u}^b$ und $\underline{r}_{1,2u}^i$ heben sich bei Superposition der Spektren aufgrund der 180° Phasenverschiebung ihrer Komponenten auf.
- 6) Im Ausgangsspektrum $\underline{Y}(f)$ wird ein Gesamt-Signalton \underline{s}_l^y bei der Signalfrequenz f_l erzeugt. Der Gesamt-Signalton folgt der Sinc-Aperturfunktion des AMUX mit $G_A(f) = \text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,A}}\right)$.

B Generation eines Signaltons im oberen AMUX-Band: Das Eingangsspektrum $\underline{X}_2(f)$ ist um 180° phasenverschoben im Vergleich zur Generation eines Tones im unteren AMUX-Band.

- 1) Die Signaltöne $\underline{s}_{1,2u}^b$ und $\underline{s}_{1,2u}^i$ liegen bei der Signalfrequenz f_u und die Residualtöne $\underline{r}_{1,2l}^b$ und $\underline{r}_{1,2l}^i$ liegen bei der Residualfrequenz $f_l = f_{c,A} - f_u$.
- 2) Basisband: Signalfrequenz f_u steigt und die Signalamplitude $|\underline{s}_{1,2u}^b|$ fällt. Für $f_u \rightarrow f_{c,A}$ fällt die Signalamplitude auf Null. Die Residualfrequenz f_l fällt und die Residualamplitude $|\underline{r}_{1,2l}^b|$ steigt.
- 3) Gespiegeltes Abbild: Signalfrequenz f_u steigt und die Signalamplitude $|\underline{s}_{1,2u}^i|$ steigt. Die Residualfrequenz f_l fällt und die Residualamplitude $|\underline{r}_{1,2l}^i|$ fällt. Für $f_u \rightarrow f_{c,A}$ fällt die Residualamplitude auf Null.
- 4) Die Signaltöne $\underline{s}_{1,2u}^b$ und $\underline{s}_{1,2u}^i$ addieren sich bei Superposition der Spektren aufgrund der 0° Phasenverschiebung ihrer Komponenten konstruktiv.
- 5) Die Residualtöne $\underline{r}_{1,2l}^b$ und $\underline{r}_{1,2l}^i$ heben sich bei Superposition der Spektren aufgrund der 180° Phasenverschiebung ihrer Komponenten auf.

- 6) Im Ausgangsspektrum $\underline{Y}(f)$ wird ein Gesamt-Signalton \underline{s}_u^y bei der Signalfrequenz f_u erzeugt. Der Gesamt-Signalton folgt der Sinc-Aperturfunktion des AMUX mit $G_A(f) = \text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,A}}\right)$.

In dem in diesem Abschnitt beschriebenen Idealfall wird am AMUX-Ausgang ein Spektrum $\underline{Y}(f)$ erzeugt (vgl. Abb. 2.9), welches dem eines DAC entspricht mit einer Abtastrate von $f_{s,A} = 2f_{s,D} = 2f_{c,A}$. Die Superposition der mit $f_{s,D}$ skalierten Sinc-Aperturfunktionen im Basisband und im gespiegelten Abbild erzeugt in erster Näherung eine resultierende Sinc-Aperturfunktion, welche mit $f_{s,A} = 2f_{c,A}$ skaliert ist. Dies kann durch eine numerische Auswertung der Gleichungen 2.32, 2.34 und 2.36 gezeigt werden. Damit besitzt der AMUX eine analoge Signalbandbreite, welche doppelt so groß ist, als die der ansteuernden DACs. Der AMUX ist in der Lage Signalfrequenzen bis zur Taktfrequenz $f_{c,A}$ des AMUX-Taktsignals $c_A(t)$ zu generieren. Mit Hilfe des Ablaufschemas können drei besondere Frequenzbereiche herausgestellt werden:

I Niedrige Frequenzen im ersten Nyquistband des AMUX-Ausgangsspektrums: Die Signalfrequenz $f_l \rightarrow 0$.

- Punkt A des Ablaufschemas.
- Punkt A2/3: Die Signalamplitude $|s_{1,2l}^i|$ ist verglichen mit $|s_{1,2l}^b|$ vernachlässigbar klein. Der Beitrag des Basisbandes überwiegt bei der Generation des Gesamt-Signaltones \underline{s}_l^y .
- Der Signalton im ersten Nyquistband der Spektren der Eingangssignale (vgl. Abbildung 2.7) liegt bei der Frequenz f_l . Die Eingangssignale besitzen demnach eine niedrige Signalfrequenz $f_l \rightarrow 0$.

II Mittlere Frequenzen im ersten Nyquistband des AMUX-Ausgangsspektrums: Die Frequenz $f_l \rightarrow f_{n,D}$ und $f_u = f_{c,A} - f_l \rightarrow f_{n,D}$.

- Übergang zwischen Punkt A und Punkt B des Ablaufschemas.
- Das Basisband und das gespiegelte Abbild besitzen Signalamplituden $|s_{1,2l}^b|$ und $|s_{1,2l}^i|$ (Punkt A) bzw. $|s_{1,2u}^b|$ und $|s_{1,2u}^i|$ (Punkt B) in der selben Größenordnung.
- Der Signalton im ersten Nyquistband der Spektren der Eingangssignale (vgl. Abbildung 2.7) liegt bei der Frequenz $f_l \rightarrow f_{n,D}$. Die Eingangssignale besitzen demnach eine hohe Signalfrequenz, da sich die Signalfrequenz der Nyquistfrequenz $f_{n,D}$ der Eingangssignale nähert.

III Hohe Frequenzen im ersten Nyquistband des AMUX-Ausgangsspektrums: Die Signalfrequenz $f_u \rightarrow f_{c,A}$.

- Punkt B des Ablaufschemas.
- $\lim_{f_u \rightarrow f_{c,A}} f_l = f_{c,A} - f_u \rightarrow 0$.

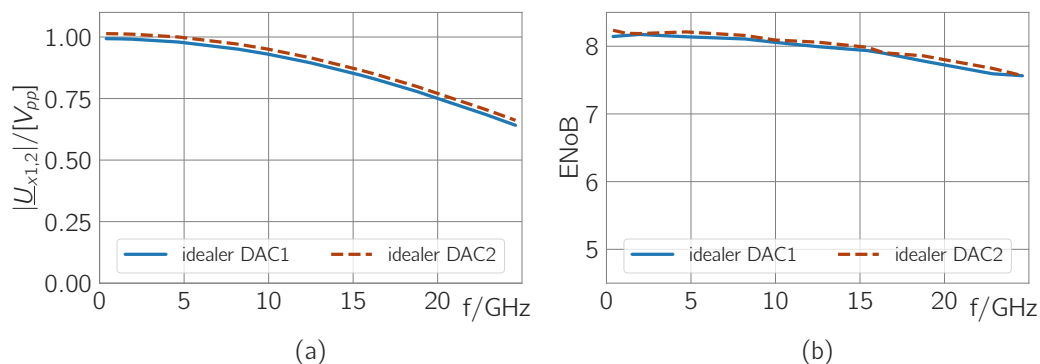


Abbildung 2.10: Die Signalamplitude (Spitze-Spitze-Wert) der 8-bit Eingangssignale von DAC1,2 für eine Abtastrate von $f_{s,D} = 50$ GS/s (a) sowie die effektive Auflösung von DAC1,2 in ENoB (b).

- Punkt B2/3: Die Signalamplitude $|s_{1,2u}^b|$ ist verglichen mit $|s_{1,2u}^i|$ vernachlässigbar klein. Der Beitrag des gespiegelte Abbildes überwiegt bei der Generation des Gesamt-Signaltones s_u^y .
- Der Signalton im ersten Nyquistband der Spektren der Eingangssignale (vgl. Abbildung 2.7) liegt bei der Frequenz f_l . Die Eingangssignale besitzen demnach eine niedrige Frequenz $f_l \rightarrow 0$.

Bei Vergleich der Punkte I und III zeigt sich, dass der wesentliche Unterschied bei der Erzeugung eines Gesamt-Signaltones mit einer niedrigen bzw. hohen Signalfrequenz lediglich in der 180° Phasendrehung des Spektrums des Eingangssignals $X_2(f)$ liegt. Für diese beiden Frequenzbereiche werden Eingangssignale mit Signaltönen bei niedrigen Frequenzen $f_l \rightarrow 0$ benötigt. Dies bedeutet, dass der niedrige Frequenzbereich der Eingangssignale in den niedrigen und in den hohen Frequenzbereich des AMUX-Ausgangsspektrums abgebildet werden. Der mittlere Frequenzbereich (vgl. Punkt II) des AMUX-Ausgangsspektrums wird mit Eingangssignalen mit Signaltönen bei der Frequenz $f_l \rightarrow f_{n,D}$ erzeugt. Dies entspricht den Eingangssignalen mit den höchsten Signalfrequenzen. Dadurch zeigen sich Hochfrequenzeffekte der AMUX-Kernschaltung im mittleren und nicht im hohen oder niedrigen Frequenzbereich des AMUX-Ausgangsspektrums. Die Beziehung der Frequenzbereiche der Eingangssignale zum AMUX-Ausgangssignal wird in dieser Arbeit als Frequenzbereichverschachtelung (FBV) bezeichnet. Die Folgen dieses FBV-Effektes werden in Abschnitt 2.3 erklärt.

Im Folgenden werden die in diesem Abschnitt vorgestellten Modellgleichungen anhand eines Beispiels veranschaulicht. Die Modellgleichungen werden mit Hilfe eines Python-Skriptes ausgewertet. Als Beispiel wird eine Abtastrate der DACs von $f_{s,D} = 50$ GS/s und eine Auflösung von 8-bit gewählt. Das Resultat der Modellgleichungen entspricht dem Ausgangssignal eines idealen AMUX mit der doppelten Abtastrate von $f_{s,A} = 100$ GS/s. In Abbildung 2.10(a) sind die Signalamplituden von DAC1,2 über der Fre-

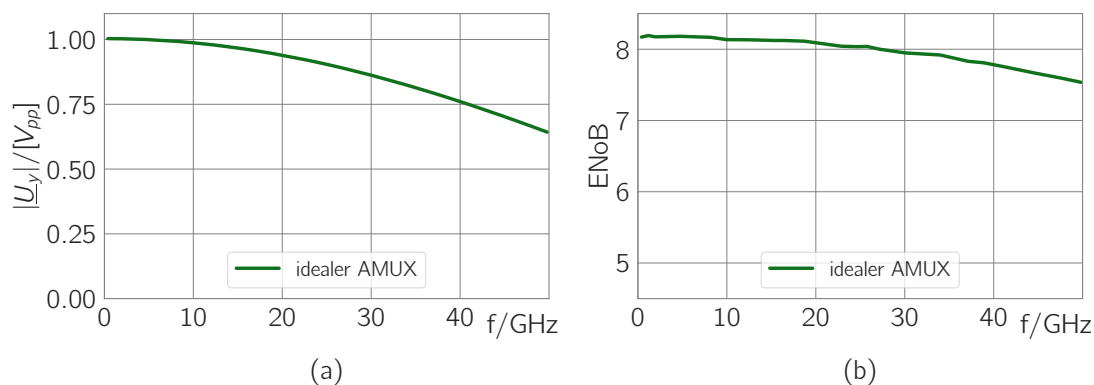


Abbildung 2.11: Die Signalamplitude (Peak-to-Peak) des AMUX-Ausgangssignals mit einer Abtastrate von $f_{s,A} = 100 \text{ GS/s}$ (a) und die effektive Auflösung des AMUX in ENoB (b).

quenz bis zur Nyquistfrequenz von $f_{n,D} = 25 \text{ GHz}$ aufgetragen. Der Amplitudenverlauf der Signaltöne beider DAC-Signale startet bei einem Wert von 1 V_{pp} und folgt der Sinc-Aperturfunktion. Bei Erreichen der Nyquistfrequenz sind die Signalamplituden beider DACs auf den Wert $\text{sinc}\left(\frac{f_{n,D}}{2f_{s,D}}\right) \approx 0,65 \text{ V}_{pp}$ abgefallen. Abbildung 2.10(b) zeigt den ENoB beider DACs über der Frequenz bis zur Nyquistfrequenz $f_{n,D} = 25 \text{ GHz}$. Aufgrund der Definition des ENoB (vgl. Gl.2.31), welche für eine Abtastung mit Dirak-Impulsen definiert ist, startet der ENoB eines 8-bit DAC mit einer Zero-Order-Holdfunktion aufgrund der Sinc-Aperturfunktion bei einem Wert von etwa 8,1 bit. Die Aperturfunktion filtert den über dem ersten Nyquistband integrierten Wert des Quantisierungsrauschens des DAC wodurch der SINAD bei niedrigen Signaltönen leicht erhöht wird. Durch den Abfall der Signalamplitude bei steigender Frequenz aufgrund der Sinc-Aperturfunktion, fällt der SINAD und damit der ENoB bei steigender Frequenz auf einen Wert von ca. 7,5 bit ab. Für die hier betrachteten idealen DACs sind die Rausch- und Störleistungen im Spektrum durch das Quantisierungsrauschen der DAC bestimmt und bleiben dadurch über der Frequenz konstant. In Abbildung 2.11(a) ist der Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltones \underline{s}^y des Ausgangssignals des idealen AMUX bei einer Abtastrate von 100 GS/s aufgetragen. Der Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltones \underline{s}^y des AMUX verläuft analog zu dem der Eingangssignale, besitzt jedoch durch die doppelte Abtastrate eine im Vergleich zu den Eingangssignalen doppelt so große Nyquistfrequenz $f_{n,A} = 2 \cdot f_{n,D} = 50 \text{ GHz}$ und analoge Signalbandbreite. Abbildung 2.11(b) zeigt den ENoB-Verlauf des AMUX-Ausgangssignals über der Frequenz bis zur Nyquistfrequenz $f_{n,A}$ bzw. Taktfrequenz $f_{c,A} = f_{n,A}$. Der ENoB-Verlauf des idealen AMUX ist analog zu dem ENoB-Verlauf der Eingangssignale, besitzt jedoch die doppelte Signalbandbreite bis zu $f_{n,A} = 50 \text{ GHz}$. Der ENoB fällt bei steigender Frequenz ebenfalls von 8,1 bit auf einen Wert von ca. 7,5 bit ab. Der abfallende ENoB-Verlauf begründet sich beim AMUX-Ausgangssignal über den abfallenden SINAD aufgrund der abfallenden Gesamt-Signalamplitude aufgrund der Sinc-Aperturfunktion. Für den hier betrachteten idealen

AMUX sind die Rausch- und Störleistungen im Spektrum durch das Quantisierungsrauschen der DACs bestimmt und bleiben dadurch über der Frequenz konstant.

Das im Rahmen dieses Abschnittes vorgestellte funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell des AMUX und das dazu gehörige Ablaufschema dient im Folgenden als Grundlage zur Erklärung der Effekte verschiedener Nichtidealitäten auf die effektive Auflösung und den Amplitudenverlauf der Signaltöne des AMUX.

2.3 Frequenzbereichverschachtelung

Der Effekt der Frequenzbereichverschachtelung (FBV), wie in Abschnitt 2.2 mit Hilfe des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells des AMUX erläutert, tritt aufgrund der Mischung der Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ mit den Taktsignalen $c_{M1,2}(t)$ auf. Der niedrige Frequenzbereich der Eingangssignale wird aufgrund der FBV in den niedrigen und hohen Frequenzbereich des AMUX-Ausgangsspektrum abgebildet, wie in Punkt I und III auf S.23 gezeigt. Der hohe Frequenzbereich der Eingangssignale wird aufgrund der FBV in den mittleren Frequenzbereich des AMUX-Ausgangsspektrum abgebildet, wie in Punkt II auf S.23 erläutert. Durch den FBV-Effekt bildet sich in erster Näherung ein über der Frequenz charakteristischer ENoB-Verlauf der Eingangssignale in das untere AMUX-Band und in gespiegelter Form in das obere AMUX-Band ab. Ein charakteristischer ENoB-Verlauf der Eingangssignale kann zum Beispiel durch Intermodulationsverzerrung (IMD) der DACs hervorgerufen werden. Das qualitative Abbilden des ENoB-Verlaufs der Eingangssignale in den ENoB-Verlauf des AMUX wird im Folgenden als Linearitätsverschachtelung bezeichnet (LV) bezeichnet. Die Linearitätsverschachtelung stellt einen Sonderfall der Frequenzbereichverschachtelung dar und kann tritt auf, falls der Abtastvorgang des AMUX als ideal angenommen werden kann. Der FBV-Effekt tritt unabhängig von Nichtidealitäten auf.

Um den Effekt der LV zu veranschaulichen, können die Modellgleichungen der Eingangssignale modifiziert werden. Mit Hilfe einer nichtlinearen Kennlinie (in diesem Fall einer Tangenshyperbolikusfunktion, vgl. Gleichung 3.9) werden die idealen Eingangssignale abhängig von der Signalfrequenz f_l verzerrt, wodurch Oberwellen (Intermodulationsverzerrungen) im ersten und zweiten Nyquistband der Eingangssignale entstehen und ein charakteristischer ENoB-Verlauf entsteht. Der Einfluss nichtlinearer Kennlinien auf die Eingangssignale und damit auf die effektive Auflösung des AMUX wird in Abschnitt 3.1.1 ausführlich untersucht. Als Abtastrate des AMUX wird $f_{s,A} = 100$ GS/s gewählt. Die Abtastraten der DACs sind durch das Verhältnis $f_{s,D} = \frac{f_{s,A}}{2} = 50$ GS/s festgelegt. Abbildung 2.12 zeigt sowohl den ENoB-Verlauf der idealen DAC12-Eingangssignale (a), als auch den ENoB-Verlauf der durch die Verzerrung modifizierten nichtidealen Eingangssignale (b). Zusätzlich sind die ENoB-Verläufe der idealen und nichtidealen Eingangssignale an der Taktfrequenz $f_{c,A}$ gespiegelt aufgetragen. Der AMUX wird weiterhin als ideal betrachtet. Aufgrund der idealen Eingangssignale und des idealen AMUX in Abbildung 2.12a entsteht der ideale ENoB-Verlauf aus Abbildung 2.11b. Der ENoB-Verlauf

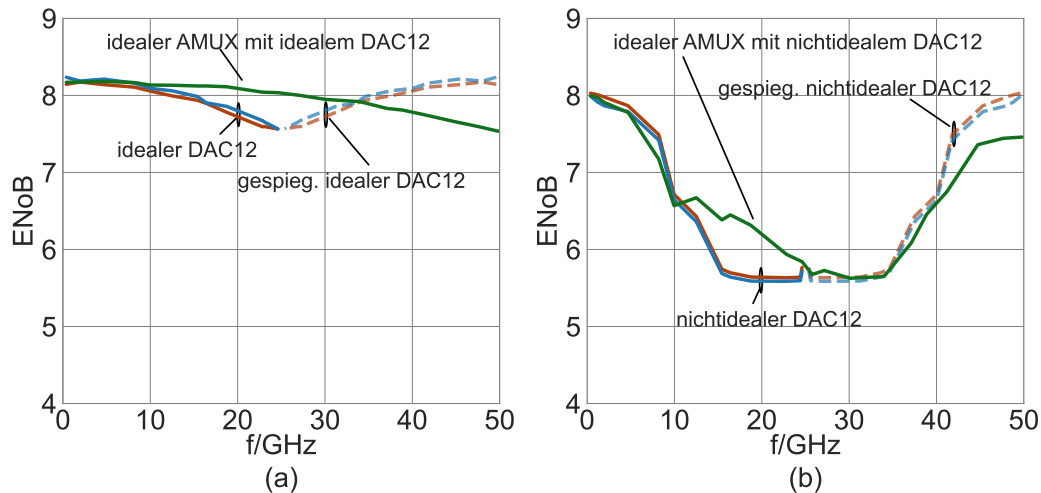


Abbildung 2.12: Vergleich zwischen ENoB-Verläufen von idealen (a) und nichtidealen DACs (b) und des idealen AMUX.

des AMUX, welcher mit den nichtidealen Eingangssignalen angesteuert wird, folgt in Abbildung 2.12b zunächst in erster Näherung dem Verlauf des ENoB der nichtidealen DACs bis zur Mitte des Ausgangsfrequenzbereiches von $\frac{f_{c,A}}{2} = 25$ GHz. Ab dieser Frequenz folgt die ENoB-Kurve des AMUX in erster Näherung dem Verlauf der gespiegelten ENoB-Kurve der nichtidealen DACs. Der ENoB des AMUX-Ausgangssignals folgt zwar qualitativ der ENoB-Charakteristik der DAC-Eingangssignale bzw. der gespiegelten DAC-Eingangssignale, jedoch weichen die absoluten Werte in einigen Frequenzbereichen ab. Die Ursache dafür liegt hauptsächlich an den unterschiedlichen Sinc-Aperturfunktionen des AMUX und der Eingangssignale, welche sowohl die Signalamplitude als auch die Amplituden der Oberwellen der Intermodulationsverzerrung skalieren. Dieses Verhalten wird in Abschnitt 3.1.1 genauer untersucht. Trotz diesen Abweichungen in den Absolutwerten, ist der qualitative Verlauf der nichtidealen Eingangssignale sowohl im unteren als auch im oberen AMUX-Band des ENoB-Verlaufs zu erkennen.

Zusätzlich zum LV-Effekt, können aufgrund des FBV-Effektes Annahmen zur Art des Verlaufs der effektiven Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus in Abhängigkeit der Wirkung einer Nichtidealität auf die verschiedenen Spektren am Mischerausgang des AMUX getroffen werden. Tritt eine Nichtidealität in den Signalpfaden noch vor dem Mischvorgang im AMUX auf, wirkt sich diese sowohl auf die Spektren im Basisband als auch im gespiegelten Abbild aus. Ist die Nichtidealität zusätzlich frequenzunabhängig entsteht ein abgeflachter und vertikal verschobener ENoB-Verlauf (vgl. t-Typ ENoB-Charakteristik). Für frequenzabhängige Nichtidealitäten in den Signalpfaden entsteht ENoB-Verlauf mit einer qualitativen Spiegelsymmetrie bei $\frac{f_{c,A}}{2}$ (vgl. Abschnitt 3.1.1.2, Abschnitt 3.2.2, Abschnitt 3.1.2.2). Mit einer qualitativen Spiegelsymmetrie wird im Folgenden eine Spiegelsymmetrie bezeichnet, bei der der ENoB-Verlauf im unteren AMUX-Band in erster Näherung dem gespiegelten ENoB-Verlauf im oberen AMUX-Band entspricht (vgl. Ab-

bildung 2.12b). Betrifft eine Nichtidealität den Mischvorgang im AMUX, wirkt sich diese im Regelfall entweder auf die Basisbandspektren oder die Spektren des gespiegelten Abbildes aus. Dadurch, dass nicht das Basisband und das gespiegelte Abbild gleichzeitig von der Nichtidealität betroffen wird, entsteht ein asymmetrischer ENoB-Verlauf (vgl. Abschnitt 3.2.3, Abschnitt 3.3.1). Beispiele für Nichtidealitäten und deren ENoB-Charakteristiken werden in Kapitel 3 untersucht.

2.4 Abschätzung der Linearität von kaskadierten Schaltungen

Die im vorliegenden Abschnitt durchgeführte Untersuchung dient einer Abschätzung der Auslegung der Linearität der Schaltungsteilen im Signalpfad des AMUX. Die Schlussfolgerung dieses Abschnittes dient als Grundlage zur Dimensionierung der Teilschaltungen der AMUX-Kernschaltung sowie des Ausgangsverstärkers in Abschnitt 4.2. Um einen Ansatz zur Auslegung der Linearität von Schaltungsteilen innerhalb des Signalpfades zu erhalten, kann die Theorie der nichtkohärenten Summation von TOI-Gleichungen (engl. Third-Order-Intercept) herangezogen werden [33]. Die Anwendbarkeit der nichtkohärenten Summation wird in dieser Arbeit nicht bewiesen, jedoch zeigen die Simulationsergebnisse aus Abschnitt 4.2 eine gute Übereinstimmung mit den hier gewonnen Erkenntnissen. In dieser Theorie wird die Auswirkung der Linearität von kaskadierten Verstärkerstufen analysiert. Dies kann analog auf die kaskadierten Teilschaltungen des AMUX-Signalpfades angewandt werden. Bei der nichtkohärenten Summation wird davon ausgegangen, dass die Phasen der Oberwellen der Intermodulationsverzerrung der einzelnen kaskadierten Verstärkerstufen beliebig sind und nicht korrelieren. Die Theorie der kohärenten Summation geht davon aus, dass die jeweiligen Intermodulationsprodukte aller kaskadierten Verstärkerstufen in Phase sind und sich konstruktiv überlagern. Wie in [33] geschrieben, handelt es sich bei den meisten Verstärkerkaskaden um eine nichtkohärente Summation der Intermodulationsprodukte. Durch die unterschiedliche Phasenverschiebungen der einzelnen Verstärkerstufen im AMUX-Signalpfad kann im Folgenden von einer nichtkohärenten Summation ausgegangen werden. Im Folgenden wird die Leistung der Oberwellen der Intermodulationsverzerrung als Störleistung bezeichnet. Die Störleistungen einer M-stufigen Verstärkerkaskade, welche mit einem DAC-Signal angesteuert wird, können einfach addiert werden (vgl. [33])

$$P_g^{IM} = [V_{u,1}V_{u,2} \cdots V_{u,M}]P_D^{IM} + [V_{u,2}V_{u,3} \cdots V_{u,M}]P_{V,1}^{IM} + \cdots \\ \cdots + V_{u,M}P_{V,M-1}^{IM} + P_{V,M}^{IM}. \quad (2.37)$$

Die Leistung P_D^{IM} ist die Störleistung der Intermodulationsverzerrung, welche von dem DAC erzeugt wird. Diese beeinflusst die Gesamtstörleistung P_g^{IM} durch die Gewichtung mit der gesamten Verstärkung der Verstärkerkaskade. Die Störleistungen $P_{V,1 \dots M}^{IM}$ sind die Störleistungen aufgrund von Intermodulationsverzerrung der Verstärker am Verstärkerausgang, falls diese mit einem idealen Signal ohne Intermodulationsverzerrung angesteuert werden. Diese Störleistungen werden jeweils durch die Restverstärkung der

Teilkaskade gewichtet. Eine äquivalente Überlegung kann auch für die Rauschleistung der Stufen getroffen werden (vgl. [33])

$$P_g^N = [V_{u,1}V_{u,2} \cdots V_{u,M}]P_D^N + [V_{u,2}V_{u,3} \cdots V_{u,M}]P_{V,1}^N + \cdots \\ \cdots + V_{u,M}P_{V,M-1}^N + P_{V,M}^N. \quad (2.38)$$

Für jedes Element in der Signalkette kann ein SINAD definiert werden, wobei P_D^S die Signalleistung des DAC darstellt. Für den DAC ergibt sich ein SINAD von

$$\text{SINAD}_D = \frac{P_D^S}{P_D^{IM} + P_D^N}, \quad (2.39)$$

und für den m-ten Verstärker in der Kaskade ergibt sich ein SINAD von

$$\text{SINAD}_{V,m} = \frac{[V_{u,1} \cdots V_{u,m}]P_D^S}{P_{V,m}^{IM} + P_{V,m}^N}. \quad (2.40)$$

Der SINAD des Ausgangssignals der Verstärkerkaskade kann mit Hilfe der Gleichungen 2.37 und 2.38 zusammen gefasst werden zu

$$\text{SINAD}_g = \frac{[V_{u,1}V_{u,2} \cdots V_{u,M}]P_D^S}{[V_{u,1}V_{u,2} \cdots V_{u,M}](P_D^{IM} + P_D^N) + \cdots + (P_{V,M}^{IM} + P_{V,M}^N)}. \quad (2.41)$$

Im Folgenden wird ein einfacher Signalpfad aus nur einer Verstärkerstufe bzw. Teilschaltung ($M = 1$) und dem treibenden DAC gewählt. Dadurch kann die Gleichung 2.41 vereinfacht werden

$$\text{SINAD}_g = \frac{V_{u,1}P_D^S}{V_{u,1}(P_D^{IM} + P_D^N) + (P_{V,1}^{IM} + P_{V,1}^N)}. \quad (2.42)$$

Mit Hilfe des Anhangs A.1 kann eine Gleichung für die effektive Auflösung des Signalpfades mit $M = 1$ bestimmt werden

$$\text{ENoB}_g = \text{ENoB}_D - \Delta\text{ENoB}_g, \quad (2.43)$$

wobei

$$\Delta\text{ENoB}_g = \frac{10 \log \left(1 + 10^{0,602 \cdot (\Delta\text{ENoB}_{V,1})} \right)}{6,02}, \quad (2.44)$$

dem Gesamtverlust des ENoB des Verstärkers entspricht. Die Variable $\Delta\text{ENoB}_{V,1} = \text{ENoB}_D - \text{ENoB}_{V,1}$ entspricht der Differenz der Auflösung des DAC und der effektiven Auflösung des Verstärkers. Abbildung 2.13 zeigt wie die Linearität des Verstärkers den Gesamt-ENoB (a) und den gesamten ENoB-Verlust (b) des Signalpfades für verschiedene Auflösungen des DAC beeinflusst. Ist der ENoB des Verstärkers um 2 bit kleiner als die Auflösung des DAC, kann die Gleichung 2.43 zu

$$\text{ENoB}_g \approx \text{ENoB}_D - \Delta\text{ENoB}_{V,1} = \text{ENoB}_{V,1} \quad (2.45)$$

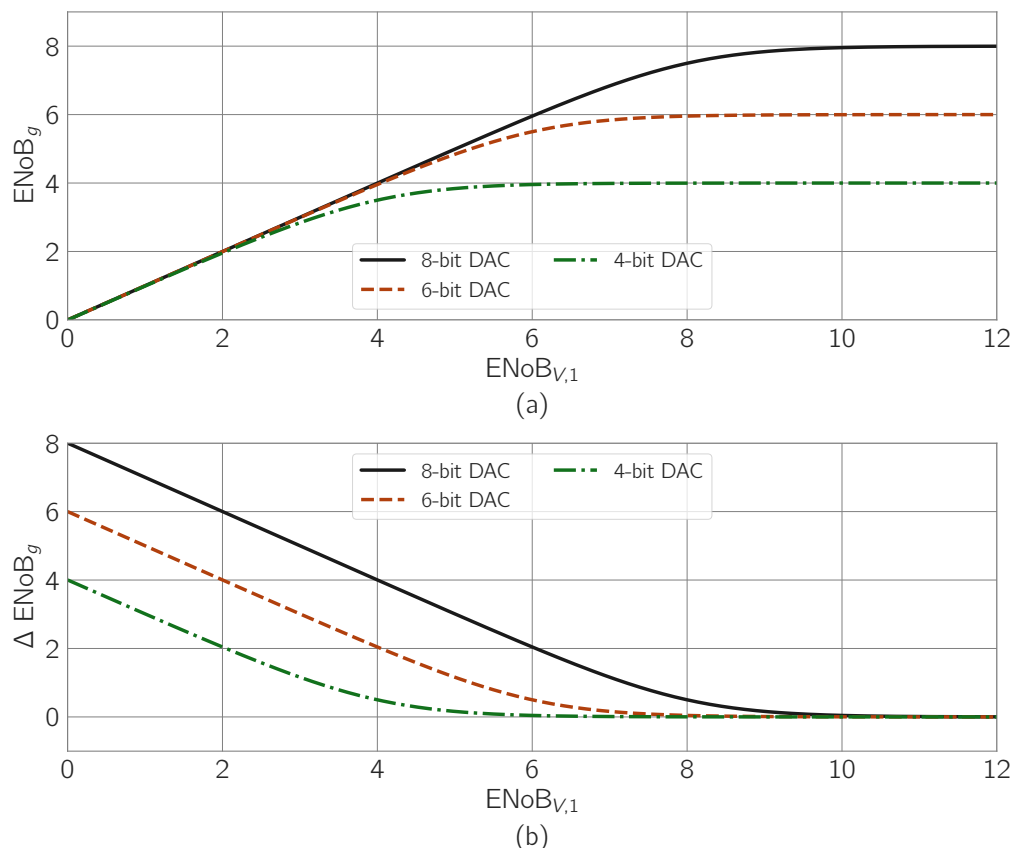


Abbildung 2.13: Einfluss der Linearität eines Verstärkers auf den Gesamt-ENoB eines Signalpfades mit einer einstufigen Verstärkerkaskade ($M = 1$), welcher mit einem 8-bit, 6-bit oder 4-bit DAC angesteuert wird.

vereinfacht werden. Der Gesamt-ENoB folgt in diesem Bereich dem ENoB des Verstärkers. Der gesamte ENoB-Verlust ΔENoB_g in Abbildung 2.13b steigt für sinkende Auflösung des Verstärkers linear an. Der maximale Verlust entspricht der Auflösung des DAC bei einer effektiven Auflösung des Verstärkers von 0 bit. Ist der ENoB des Verstärkers um 2 bit größer als die Auflösung des DAC, kann die Gleichung 2.43 zu

$$\text{ENoB}_g \approx \text{ENoB}_D - \frac{10 \log(1)}{6,02} = \text{ENoB}_D \quad (2.46)$$

vereinfacht werden. Der Gesamt-ENoB folgt in diesem Bereich dem Wert der Auflösung des DAC. Der gesamte ENoB-Verlust ΔENoB_g läuft in diesem Bereich gegen den Wert Null (vgl. Abbildung 2.13b). Liegt der ENoB des Verstärkers im Bereich zwischen $\text{ENoB}_D - 2 \text{ bit} < \text{ENoB}_{V,1} < \text{ENoB}_D + 2 \text{ bit}$, liegt der gesamte ENoB-Verlust zwischen $2 \text{ bit} > \Delta\text{ENoB}_g > 0 \text{ bit}$.

Äquivalent zur Gleichung 2.43 kann im Anhang A.1 die Gleichung

$$\text{ENoB}_g = \text{ENoB}_D \frac{10 \log \left(1 + 10^{0,602 \cdot (\Delta \text{ENoB}_1)} + \dots + 10^{0,602 \cdot (\Delta \text{ENoB}_M)} \right)}{6,02} \quad (2.47)$$

des Gesamt-ENoB für eine beliebige Verstärkerkaskade mit M Verstärkerstufen hergeleitet werden. Um die Gesamtauflösung des Eingangssignals durch die Teilschaltungen im Signalpfad des AMUX nicht zu beeinträchtigen, müssen folglich Gleichung 2.47 alle linearen Schaltungsteile im Signalpfad eine effektive Auflösung von mindestens 2 bit größer besitzen als die des Eingangssignals des AMUX.

Die in diesem Abschnitt gefundene Abschätzung gilt nur für die Annahme einer nichtkohärente Summation der Leistung der Störanteile durch Intermodulationsverzerrung und der Rauschleistung der Verstärkerkaskade und stellt nicht das Worst-Case-Szenario der Summation der Störleistung dar. Die in diesem Abschnitt gewonnene Abschätzung für die Auslegung der Linearität von Teilschaltungen zeigt eine gute Übereinstimmung mit den Simulationen der Teilschaltungen des Signalpfades in Abschnitt 4.2.

2.5 Fazit

In diesem Kapitel wurde die allgemeine Theorie des AMUX, sowie der allgemeine Aufbau eines AMUX-DAC und dessen Funktionsweise und Ansteuerung erläutert. Das in Abschnitt 2.2 hergeleitete funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell dient in dieser Arbeit als Grundlage zur Beschreibung der Effekte von Nichtidealitäten im AMUX-DAC-Aufbau auf die Linearität und die effektive Auflösung des AMUX-Ausgangssignals. Das funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell lässt sich allgemein gültig auf alle AMUX-Schaltungskonzepte anwenden und lässt sich auf $2^N:1$ AMUX-Konzepte erweitern. Mit Hilfe des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells lässt sich das Verhalten der effektiven Auflösung des AMUX-Ausgangssignals einfach und systematisch erklären und einen direkten Bezug zwischen Nichtidealität und ENoB-Charakteristik herleiten. In Abschnitt 2.3 wurde der Begriff der Frequenzbereichverschachtelung eingeführt und mit Hilfe des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells erläutert. Mit Hilfe des Effektes der Frequenzbereichverschachtelung lassen sich im allgemeinen Vorhersagen auf die Auswirkung von Nichtidealitäten auf die Form des ENoB-Verlaufs herleiten. Zudem wurde in Abschnitt 2.4 eine Abschätzung für den Einfluss der Linearität jeder einzelnen Teilschaltung auf die Gesamtlinearität eines Signalpfades hergeleitet.

3 Herleitung der ENoB-Charakteristiken von Nichtidealitäten

Um neben der Verdopplung der Abtastrate eine möglichst hohe Datenrate des AMUX zu garantieren, benötigt der AMUX eine möglichst hohe effektive Auflösung. Mit Hilfe einer hohen effektiven Auflösung können Modulationsverfahren wie die Quadraturamplitudenmodulation (QAM) oder die Pulsamplitudenmodulation (PAM) höherer Ordnung generiert werden, wodurch mehrere Bits in einem Symbol übertragen werden können [6, 7, 34]. Durch die Übertragung mehrerer Bits pro Symbol lässt sich die effektive Datenrate erhöhen. Eine höhere effektive Auflösung steht damit im direkten Zusammenhang mit einer höheren Datenrate. Daraus schließt sich, dass neben der Abtastrate auch die effektive Auflösung des AMUX optimiert werden sollte. Die Analyse des Verhaltens der effektiven Auflösung eines AMUX-DAC-Aufbaus, sowohl in Simulation als auch in Messung, kann jedoch aufgrund der komplexen Funktionsweise des AMUX sehr zeitaufwändig und ineffektiv sein. Deshalb wurde in Abschnitt 2.2 ein funktionsbasiertes Frequenzbereichsmodell mit einem Ablaufschema hergeleitet, welches als Grundlage dient, um verschiedene Nichtidealitäten des AMUX-DAC-Aufbaus einer spezifischen ENoB-Charakteristik zuzuordnen.

In dieser Arbeit werden vier spezifische ENoB-Charakteristiken unterschieden. Abbildung 3.1a zeigt eine im Bezug zum idealen ENoB-Verlauf „divergierende“ d-Typ ENoB-Charakteristik und eine „zusammentreffende“ j-Typ („join-type“) ENoB-Charakteristik. Abbildung 3.1b zeigt eine „Badewannen“ b-Typ ENoB-Charakteristik und eine „geneigte“ t-Typ („tilted-type“) ENoB-Charakteristik. Die ENoB-Charakteristiken wurden erstmalig in [18] eingeführt und erläutert. Die ideale Referenzcharakteristik in Abbildung 3.1 entspricht einem ENoB-Verlauf eines idealen AMUX-Ausgangssignals, wie in Abbildung 2.11 dargestellt. Im folgenden Kapitel werden die wichtigsten Nichtidealitäten des AMUX-DAC-Aufbaus erläutert und deren spezifische ENoB-Charakteristik hergeleitet. Die Herleitung der ENoB-Charakteristik erfolgt mit Hilfe des funktionsbasierten

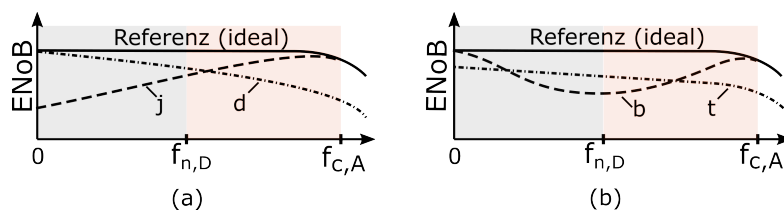


Abbildung 3.1: Spezifische ENoB-Charakteristiken über der Frequenz im Vergleich zu einer idealen Referenzcharakteristik.

Frequenzbereichsmodells aus Abschnitt 2.2. Die Verifikation der ENoB-Charakteristik erfolgt mit Hilfe der skript-basierten Programmiersprache Python. In dem Python-Skript werden die entsprechenden Nichtidealitäten modelliert und das Verhalten der effektiven Auflösung des AMUX simuliert. Um die Ergebnisse untereinander und mit den Ergebnissen des experimentellen Teiles vergleichen zu können, werden die folgenden Effekte für eine gewünschte Abtastrate des AMUX von $f_{s,A} = 100$ GS/s generiert. Daraus folgt entsprechend der Theorie des AMUX, dass die DAC-Signale eine Abtastrate von $f_{s,D} = 50$ GS/s besitzen müssen. Die physikalische Auflösung der DACs beträgt in den Beispielsimulationen 8 bit betragen.

3.1 Nichtidealitäten im Signalpfad

Im Folgenden wird die Nichtidealität der Intermodulationsverzerrung und der Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung im Signalpfad des AMUX-DAC-Aufbaus untersucht.

3.1.1 Intermodulationsverzerrung

Die Intermodulationsverzerrung (engl. *intermodulation distortion*, IMD) bezeichnet die Entstehung von Mischfrequenzen, falls ein Signal mit zwei oder mehreren Frequenzönen durch ein System mit nichtlinearer Übertragungsfunktion übertragen wird [35]. Da in dieser Arbeit von digital-analog-gewandelten Eingangssignalen ausgegangen wird, kann aufgrund des Nyquist-Shannon-Abtasttheorems [24] immer von multifrequenten Signalen ausgegangen werden. Wie in Abschnitt 2.2 beschrieben, besitzt ein DAC-Signal bei Generation eines Tones bei der Frequenz f_l durch die Abtastung Abbilder bei den Frequenzen $f_u^m = m \cdot f_{s,D} \pm f_l$ (vgl. Gleichung 2.30). Die Variable m beschreibt das ganzzahlige Vielfache der Abtastrate. Direkt verknüpft mit der Intermodulationsverzerrung ist die harmonische Verzerrung (engl. *harmonic distortion*, HD) von Systemen mit nichtlinearen Übertragungsfunktionen. Bei der harmonischen Verzerrung entsteht durch die Nichtlinearität des Systems bei Übertragung eines monofrequenten Signals zusätzliche Frequenzanteile bei Vielfachen der Signaltonfrequenz f_l

$$f_{HD} = k \cdot f_l, \text{ für } k \in \mathbb{N}. \quad (3.1)$$

Die Mischfrequenzen durch IMD von zwei Frequenzen f_l und f_u können allgemein beschrieben werden

$$f_{IM} = k_1 \cdot f_l + k_2 \cdot f_u, \text{ für } k_1, k_2 \in \mathbb{Z}. \quad (3.2)$$

Die Ordnung O der IMD wird anhand der Summe der beiden Variablen k_1, k_2 bestimmt

$$O = |k_1| + |k_2|. \quad (3.3)$$

Die Frequenzen der harmonischen Verzerrungen in Gleichung 3.1 kann mit Hilfe der Gleichung 3.2 beschrieben werden. Deshalb werden im Folgenden die Frequenzen der harmonische Verzerrung als Sonderfall der IMD angesehen. Mit Hilfe der Gleichung 3.2 können die Mischfrequenzen im einseitigen Spektrum (ausschließlich positiver Frequenzbereich) für $f_u > f_l$ für die ersten drei Ordnungen O in Tabelle 3.1 bestimmt werden. Da im funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell des AMUX aus Abschnitt 2.2 nur ein-

Ordnung	Mischfrequenzen
$O = 1$	f_l, f_u
$O = 2$	$(2f_l), (2f_u),$ $(f_u - f_l), (f_l + f_u)$
$O = 3$	$(3f_l), (3f_u),$ $ 2f_l - f_u , (2f_u - f_l),$ $(2f_l + f_u), (2f_u + f_l)$

Tabelle 3.1: Mischfrequenzen der ersten drei Ordnungen im einseitigen Spektrum, es gilt $f_u > f_l$.

seitige Spektren betrachtet werden, müssen die Mischfrequenzen $2f_l - f_u$ und $f_u - 2f_l$ gesondert betrachtet werden. Diese Mischfrequenzen fallen je nach Verhältnis $2f_l > f_u$ bzw. $2f_l < f_u$ in den positiven oder negativen Frequenzbereich. Da nur die einseitigen Spektren (im positiven Frequenzbereich) betrachtet werden, wird der Mischfrequenzterm

$$|2f_l - f_u| = \begin{cases} f_u - 2f_l & \text{für } 2f_l < f_u, \\ 2f_l - f_u & \text{für } 2f_l > f_u \end{cases} \quad (3.4)$$

eingeführt, welcher durch die Betragsbildung nur die Anteile im positiven Frequenzbereich darstellt. Zu Intermodulationsverzerrungen der Eingangssignale des AMUX kann es in Folge von nichtidealen (realen) DACs oder durch schwach nichtlinearen Teilschaltungen im Signalpfad des AMUX kommen. Da keine idealen DACs existieren, muss die IMD immer als Einflussfaktor auf die effektive Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus betrachtet werden. Um die grundlegende Untersuchung dieses Effektes zu vereinfachen, werden im Folgenden nur ungerade Ordnungen der IMD betrachtet. Diese Annahme wird getroffen, da in der Hochgeschwindigkeitsschaltungsentwicklung in der Regel ein symmetrisches Schaltungskonzept gepaart mit differentieller Signalansteuerung verwendet wird (vgl. Abschnitt 4.1). Durch die Differenzbildung der differentiellen Ausgangssignale und der Symmetrie der Schaltung können die IMD-Störsignale der geradzahigen gegenüber den ungeradzahigen Ordnungen der IMD üblicherweise vernachlässigt werden. Die folgenden Untersuchungen können jedoch analog für geradzahlige Ordnungen der IMD erweitert werden. Zusätzlich wird im weiteren Verlauf der Arbeit nur die dritte Ordnung der Mischfrequenzen als zusätzliche Störanteile betrachtet, da diese in der Regel den Hauptanteil der Störleistung im Ausgangssignal darstellen.

3.1.1.1 Frequenzunabhängige IMD

Um den Effekt den die IMD auf den ENoB besitzt zu erklären, wird zunächst von einer frequenzunabhängigen Nichtlinearität des Signalpfades ausgegangen. Dies dient zunächst der Vereinfachung der Problemstellung. Um dieses Verhalten zu modellieren, werden ein Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ auf eine frequenzunabhängigen, nichtlinearen Übertragungsfunktion gegeben. Das Resultat $x_{1,2}^{IM}(t)$ stellt Eingangssignale mit Intermodulationsverzerrung dar. Als nichtlineare Übertragungsfunktion wird eine Tangenshyperbolikusfunktion verwendet

$$x_{1,2}^{IM}(t) = K_I \cdot \tanh\left(\frac{x_{1,2}(t)}{K_I}\right), \quad (3.5)$$

$$= K_I \cdot \tanh\left(\frac{(\hat{x}_{1,2}(t)) * g_D(t)}{K_I}\right), \quad (3.6)$$

welche die Übertragungsfunktion der Teilschaltung der Transadmittanzstufe (TAS) darstellt. Die TAS ist eine der grundlegenden Teilschaltungen, welche in Abschnitt 4.2 besprochen werden und besitzt den größten Einfluss auf die Linearität der Gesamtschaltung. Wodurch sich diese Übertragungsfunktion zur Betrachtung der Auswirkung von IMD anbietet. Die Signale $\hat{x}_{1,2}(t)$ stellen die Eingangssignale ohne Aperturfunktion $g_D(t)$ dar. Die Signale $\hat{x}_{1,2}(t)$ können Betragswerte von maximal Eins annehmen (vgl. Gleichung 2.2 und 2.3 mit Nachfolgender Erläuterung). Die Funktion $g_D(t)$ stellt die Aperturfunktion der DACs dar. Die Faltung von $\hat{x}_{1,2}(t)$ mit der Aperturfunktion $g_D(t)$ ergibt die idealen Eingangssignale $x_{1,2}(t)$. Mit dem frequenzunabhängigen Skalierungsfaktor K_I kann die Nichtlinearität der Übertragungsfunktion eingestellt werden. Je kleiner K_I ist, desto größer ist die Nichtlinearität der Übertragungsfunktion. Für Werte $K_I \geq 2$ wird das Argument der tanh-Funktion kleiner als $|0,5|$, wodurch die tanh-Funktion im Folgenden als schwach nichtlinear betrachtet wird. Der Skalierungsfaktor vor der tanh-Funktion dient zur Korrektur des Wertebereichs der Signale $x_{1,2}^{IM}(t)$. Der Wertebereich der $x_{1,2}^{IM}(t)$ soll wie für $x_{1,2}(t)$ zwischen $[-\frac{U_{sw}}{2}, \frac{U_{sw}}{2}]$ liegen. In den Auswertungen der Modellgleichungen, welche in diesem Abschnitt gezeigt werden (vgl. Abbildung 3.3), weisen sowohl die generierten Töne als auch die Intermodulationsverzerrungen eine Skalierung mit der Aperturfunktion $g_D(t)$ auf. Dies deutet darauf hin, dass die Aperturfunktion $g_D(t)$ aus der tanh-Funktion in Gleichung 3.6 herausgezogen und die Eingangssignale mit Intermodulationsverzerrung mit dem Ansatz

$$x_{1,2}^{IM}(t) = \left[K_I \cdot \tanh\left(\frac{(\hat{x}_{1,2}(t))}{K_I}\right) \right] * g_D(t), \quad (3.7)$$

$$= [\hat{x}_{1,2}^{IM}(t)] * g_D(t) \quad (3.8)$$

beschrieben werden können. Dieser Ansatz stellt eine gute Übereinstimmung zu den Ergebnissen der Auswertung der Modellgleichungen aus Abbildung 3.3 dar, solange der Skalierungsfaktor $K_I \geq 2$ ist und die tanh-Funktion als schwach nichtlinear betrachtet werden kann. Im Rahmen dieser Arbeit konnte der Beweis für die Umformung von Gleichung 3.6 zu Gleichung 3.7 nicht belegt werden. Im Folgenden dient die Umformung der

Modellgleichung Gleichung 3.6 zu Gleichung 3.7 der besseren Erläuterung der zugrundeliegenden Effekte. Das Signal $\hat{x}_{1,2}^{IM}(t)$ beschreibt die Eingangssignale ohne Aperturfunktion jedoch mit Intermodulationsverzerrung. In Gleichung 3.8 skaliert die Aperturfunktion sowohl die Signaltöne und Abbilder als auch die Oberwellen der Intermodulationsverzerrung. In Abbildung 3.2 sind die Spektren der ideal abgetasteten Signale $\hat{\underline{X}}_{1,2}^{IM}(f)$ (a) und die Spektren der Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}^{IM}(f)$ mit Sinc-Aperturfunktion (b) unter Einfluss der IMD abgebildet. Die Phasenbeziehung von 180° des Signals $\hat{\underline{X}}_1^{IM}(f)$ zu $\hat{\underline{X}}_2^{IM}(f)$ im zweiten und dritten Nyquistband kann durch die Zeitverzögerung des Taktsignals $c_{D2}(t)$ des DAC2 um den Wert $\frac{T_{s,D}}{2}$, wie in Abschnitt 2.2 beschrieben, erklärt werden. Die Eingangssignale $\hat{\underline{X}}_{1,2}^{IM}(f)$ besitzen:

- Signaltöne \underline{s}_l bei der Frequenz f_l ,
- Abbilder \underline{a}_u bei der Frequenz f_u im zweiten Nyquistband,
- Abbilder \underline{a}_v bei der Frequenz f_v im dritten Nyquistband,
- Abbilder \underline{a}_q bei der Frequenz f_q im vierten Nyquistband.

Da die Signale $\hat{\underline{X}}_{1,2}^{IM}(f)$ noch keiner Aperturfunktion unterliegen, besitzen die Signaltöne und die Abbilder eine Amplitude von Eins. Zu jedem Signalton bzw. Abbild kann eine dritte Oberwelle zugeordnet werden, welche mit \underline{h} bezeichnet werden. Die Zuordnung ist in Tabelle 3.2 aufgeführt. Die dritten Oberwellen weisen die selben Phasen

Signalton/Abbild	dritte Oberwelle	Frequenz der Oberwelle
\underline{s}_l	\underline{h}_{sl}	$f_{h,l} = 3f_l$
\underline{a}_u	\underline{h}_{au}	$f_{h,u} = f_{s,D} - 3f_l $
\underline{a}_v	\underline{h}_{av}	$f_{h,v} = f_{s,D} + 3f_l$
\underline{a}_q	\underline{h}_{aq}	$f_{h,q} = 2f_{s,D} - 3f_l$

Tabelle 3.2: Definition der Signaltöne und Abbilder, deren dritte Oberwellen und die Frequenz der Oberwellen.

wie die zugehörigen Signaltöne bzw. Abbilder auf. Abbildung 3.2b zeigt die Spektren der Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}^{IM}(f)$, welche im Frequenzbereich mit der Sinc-Aperturfunktion $G_D(f)$ multipliziert sind. Die Amplituden der Signaltöne, der Abbilder sowie der dritten Oberwellen folgen der Sinc-Aperturfunktion. Durch die Multiplikation mit der Aperturfunktion werden alle Frequenzanteile im dritten und vierten Nyquistband wegen des negativen Vorzeichens der Aperturfunktion um 180° gedreht.

Um das Verhalten der dritten Oberwellen bei steigender Signalfrequenz f_l auf den ENoB der Eingangssignale zu beschreiben, werden folgende Frequenzbereiche herausgestellt in Tabelle 3.3 definiert. Da für die Bestimmung des ENoB der Eingangssignale nur das erste Nyquistband bewertet wird, können die Oberwellen \underline{h}_{av} und \underline{h}_{aq} vernachlässigt

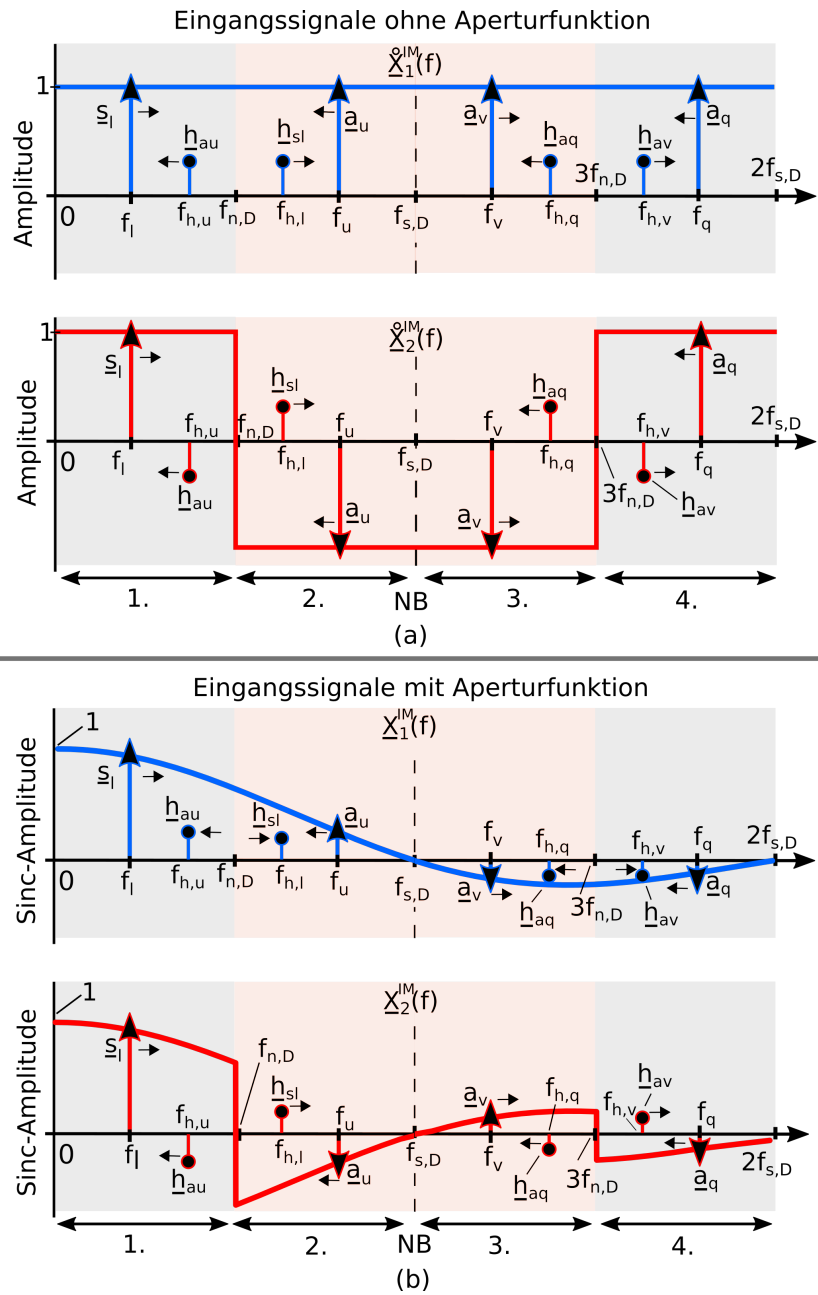


Abbildung 3.2: Eingangsspektren für das Auftreten von IMD im Signalpfad des AMUX-DAC-Aufbaus ohne (a) und mit (b) dem Einfluss der Aperturfunktion der DACs.

Frequenzbereich	\underline{h}_{sl}	\underline{h}_{au}	\underline{h}_{av}	\underline{h}_{aq}
FB1: $0 \leq f_l \leq \frac{f_{n,D}}{3}$	1.NB	2.NB	3.NB	4.NB
FB2: $\frac{f_{n,D}}{3} < f_l \leq \frac{f_{s,D}}{3} = \frac{2f_{n,D}}{3}$	2.NB	1.NB	4.NB	3.NB
FB3: $\frac{2f_{n,D}}{3} < f_l < f_{n,D}$	3.NB	1.NB	5.NB	2.NB

Tabelle 3.3: Definition der Lage der Oberwellen in den Nyquistbändern (NB) in drei Frequenzbereiche bis zur Nyquistfrequenz $f_{n,D}$ der DACs. Dabei entspricht das 1.NB der DACs dem unteren AMUX-Band und das 2.NB der DACs dem oberen AMUX-Band.

werden. Diese befinden sich für Signalfrequenzen $0 \leq f_l < f_{n,D}$ nicht im ersten Nyquistband der Eingangssignale. Eine Besonderheit stellt die dritte Oberwelle \underline{h}_{au} und deren Frequenz $|f_{s,D} - 3f_l|$ dar. Zwischen FB2 und FB3 (vgl. Tabelle 3.3) ($f_l = \frac{2f_{n,D}}{3}$) würde die dritte Oberwelle \underline{h}_{au} , welche zunächst für steigende Frequenzen f_l fällt, aus dem ersten Nyquistband in den negativen Frequenzbereich laufen. Gleichzeitig würde die dritte Oberwelle analog zu \underline{h}_{au} , welche ihren Ursprung im negativen Frequenzbereich besitzt in das erste Nyquistband laufen. Da in dieser Arbeit zur Vereinfachung nur der positive Frequenzbereich (einseitiges Spektrum) betrachtet wird, kann angenommen werden, dass die Oberwelle \underline{h}_{au} für $f_l = \frac{f_{s,D}}{3}$ an der y-Achse gespiegelt wird und die Frequenz der dritten Oberwelle $f_{h,u}$ für steigende Frequenzen $f_l > \frac{f_{s,D}}{3}$ wieder steigt. Dies ist in Tabelle 3.2 durch die Betragsbildung von $f_{h,u} = |f_{s,D} - 3f_l|$ modelliert.

In Abbildung 3.3a,b,c,d sind Spektren der Eingangssignale bei 50 GS/s mit Intermodulationsverzerrung für Signalfrequenzen von $f_l = 1$ GHz, 2,5 GHz, 9,9 GHz und 24,5 GHz aufgetragen. Der IMD-Skalierungsfaktor beträgt dabei $K_I = 2$. Die dritten Oberwellen \underline{h}_{sl} , \underline{h}_{au} und \underline{h}_{aq} bei den Frequenzen $f_{h,l}$, $f_{h,u}$ und $f_{h,q}$ sind deutlich zu erkennen. Die Frequenz der dritten Oberwelle \underline{h}_{sl} steigt für eine steigende Signalfrequenz f_l und die Amplitude $|\underline{h}_{sl}|$ der Oberwelle sinkt aufgrund der Sinc-Aperturfunktion. Die Frequenzen der dritten Oberwelle \underline{h}_{au} fällt in den ersten beiden Frequenzbereichen FB1 und FB2 für eine steigende Signalfrequenz f_l und die Amplituden $|\underline{h}_{au}|$ der Oberwelle steigt aufgrund der Sinc-Aperturfunktion. Im Frequenzbereich FB3 steigt die Frequenz der dritten Oberwelle \underline{h}_{au} für eine steigende Signalfrequenz f_l aufgrund der Spiegelung an der y-Achse und die Amplitude $|\underline{h}_{au}|$ der Oberwelle sinkt wieder aufgrund der Sinc-Aperturfunktion. Die Frequenzen der dritten Oberwellen \underline{h}_{aq} fällt für eine steigende Signalfrequenz f_l und die Amplitude $|\underline{h}_{aq}|$ der Oberwelle steigt aufgrund der Sinc-Aperturfunktion. Der Amplitudenverlauf der dritten Oberwellen läuft entlang der Sinc-Aperturfunktion $G_D(f) = \text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,D}}\right)$ der Eingangssignale, wie in Abbildung 3.3a,b,c,d mit der gepunkteten Linie dargestellt. Die Skalierung aller Frequenzanteile (einschließlich der dritten Oberwellen) mit der Aperturfunktion der DACs entspricht dem Ergebnis der Gleichung 3.8. Die Spektren in Abbildung 3.3a,b stellen Beispiele für den ersten Frequenzbereich FB1 dar. Das Spektrum in Abbildung 3.3c stellt ein Beispiel für den

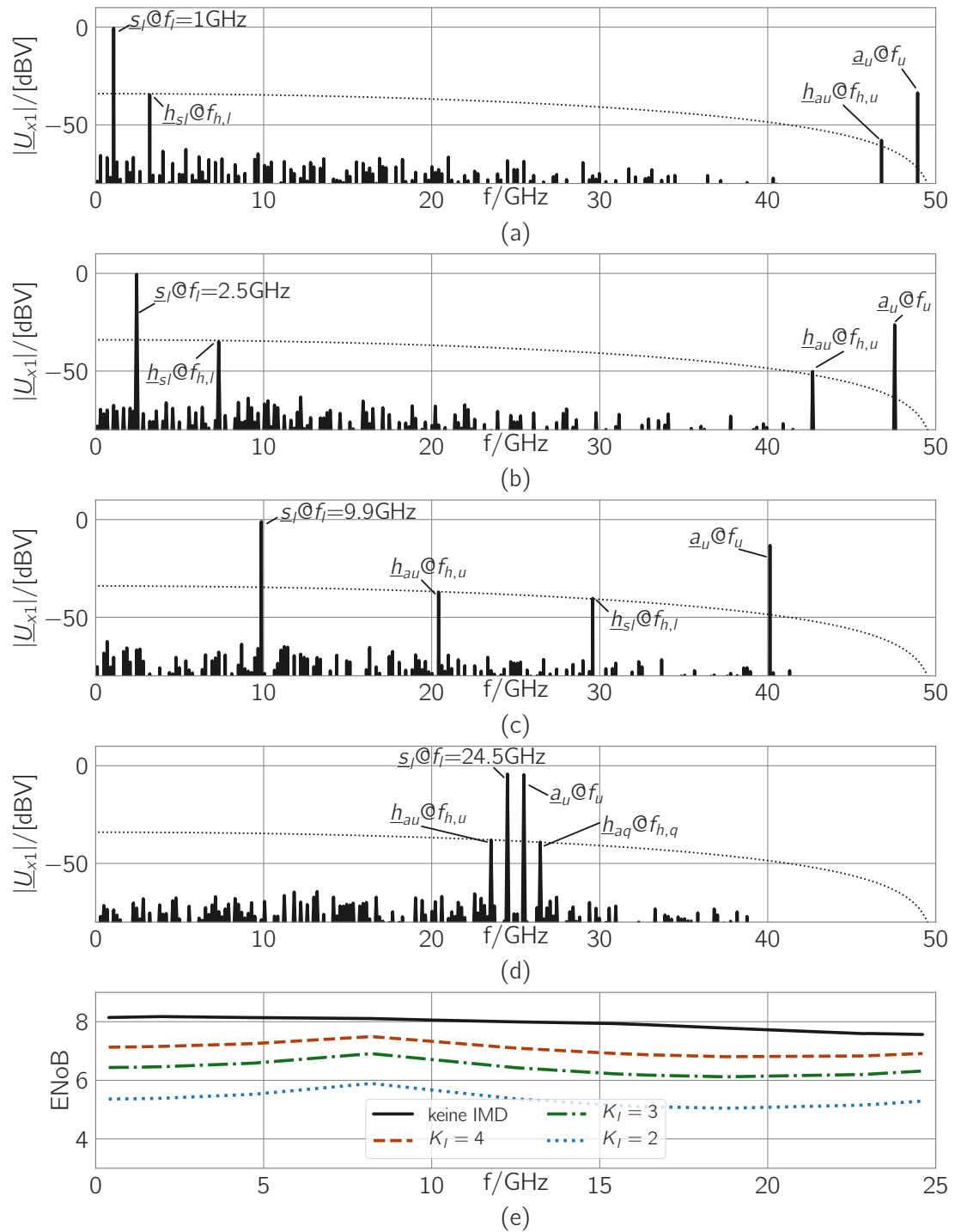


Abbildung 3.3: Spektren des Eingangssignals $X_1^{IM}(f)$ mit IMD und einem Skalierungsfaktor $K_I = 2$ für Frequenzen von $f_i = 1$ GHz (a), $2,5$ GHz (b), $9,9$ GHz (c) und $24,5$ GHz (d) und die ENoB-Verläufe der Eingangssignale für IMD-Skalierungsfaktoren $K_I = 4, 3, 2$ für eine Abtastrate von 50 GS/s (e).

zweiten Frequenzbereich FB2 und das Spektrum in Abbildung 3.3d für den dritten Frequenzbereich FB3 dar. Abbildung 3.3e zeigt die ENoB-Verläufe in Abhängigkeit des IMD-Skalierungsfaktors K_I der nichtlinearen Übertragungsfunktion aus Gleichung 3.5. Bei Erniedrigung des IMD-Skalierungsfaktors K_I steigt die Nichtlinearität der nichtlinearen Übertragungsfunktion bei gleichbleibender Amplitude der Eingangssignale $x_{1,2}(t)$. Durch die steigende Nichtlinearität steigen die Amplituden der dritten Oberwellen aufgrund der IMD. Die Werte des IMD-Skalierungsfaktors $K_I = 4, 3$ bzw. 2 führen zu einer Nichtlinearität der Übertragungsfunktion, welche in der Größenordnung der Nichtlinearität der, in Abschnitt 4.2.1 vorgestellten, TAS entspricht. Die Kurven in Abbildung 3.3e weisen eine Sonderform der t-Typ ENoB-Charakteristik auf, da diese zwar vertikal verschoben sind, aber nicht zu hohen Frequenzen hin nach unten geneigt sind. Zusätzlich zeigen die ENoB-Verläufe eine Anhebung bei einem Drittel $\frac{25\text{GHz}}{3}$ auf der maximalen Ausgangsfrequenz. Im ersten Frequenzbereich FB1 der Eingangssignale sorgt die dritte Oberwelle \underline{h}_{sl} bei $f_{h,l}$ für den ENoB-Verlust. Dabei folgt sowohl der Signalton \underline{s}_l als auch die dritte Oberwelle für steigende Signalfrequenzen f_l der Sinc-Aperturfunktion der Eingangssignale. Die Amplitude der Oberwelle sinkt schneller als die Amplitude des Signaltones aufgrund der schnelleren Steigerung der Frequenz der dritten Oberwelle gegenüber der Signalfrequenz. Dies führt zu einem steigenden ENoB. Ab einer Frequenz $f_l = \frac{f_{n,D}}{3}$ wandert die dritte Oberwelle \underline{h}_{sl} aus dem ersten Nyquistbandes heraus und wird daher nicht mehr in der ENoB-Berechnung miteinbezogen. Die dritte Oberwelle \underline{h}_{au} wandert in das erste Nyquistband in dem Frequenzbereich FB2. Die Frequenz der dritten Oberwelle \underline{h}_{au} fällt für eine steigende Signalfrequenz f_l und die Amplitude $|\underline{h}_{au}|$ der Oberwelle steigt aufgrund der Sinc-Aperturfunktion. Durch das Steigen der Amplitude von \underline{h}_{au} und durch das Fallen der Amplitude des Signaltones fällt der ENoB in dem Frequenzbereich FB2 ab. Bei der Frequenz $f_l = \frac{f_{s,D}}{3}$ wird die dritte Oberwelle \underline{h}_{au} an der y-Achse des Spektrums gespiegelt. Dadurch fällt die Amplitude der dritten Oberwelle \underline{h}_{au} im dritten Frequenzbereich FB3 wieder und der ENoB steigt wieder leicht über der Frequenz an. Dieses Verhalten erklärt die abgewandelte t-Typ ENoB-Charakteristik der Eingangssignale.

Um die Auswirkungen der Intermodulationsverzerrung auf den AMUX zu beschreiben, wird das Ablaufschema des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells des AMUX aus Abschnitt 2.2 erweitert. Die in Tabelle 3.2 definierten Oberwellen des Signaltons bzw. der Abbilder der Eingangssignale werden, passend zum Ablaufschema zu den Signal- und Residualtönen der Spektren am Mischerausgang zugeordnet. Oberwellen der Signaltöne und der Residualtöne werden mit der Variable \underline{h} versehen. Der erste Index „s“ bzw. „r“ verweist auf die Art des Tones hin (Signalton bzw. Residualton), der zweite Index „1“ bzw. „2“ verweist auf den Mischer, der dritte Index „l“, „u“ bzw. „q“ verweist auf die „Oberwellenfrequenz“ $f_{h,l}$, $f_{h,u}$ bzw. $f_{h,q}$ und der Exponent „b“ bzw. „i“ verweist auf das Basisband bzw. das gespiegelte Abbild. Oberwellen besitzen eine „Oberwellenamplitude“ $|\underline{h}|$. Im Folgenden werden nur Signaltöne und Oberwellen betrachtet welche im unteren bzw. oberen AMUX-Band auftauchen. Da die Oberwelle \underline{h}_{av} wie in Tabelle 3.3 gezeigt, in keinem Frequenzbereich im unteren AMUX-Band (1.Nyquistband der DACs) bzw. im oberen AMUX-Band (2.Nyquistband der DACs) auftaucht, besitzt diese keine

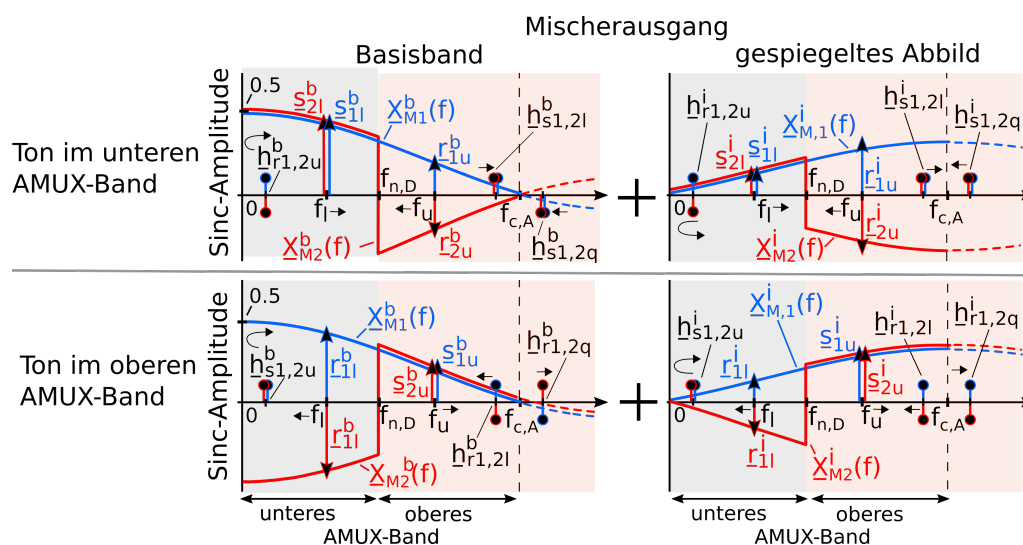


Abbildung 3.4: Spektren $X_{M1,2}(f)$ am Mischerausgang mit IMD durch Nichtlinearität der Signalfade.

Auswirkung auf die effektive Auflösung des AMUX. Deshalb wird die Oberwelle h_{av} im Folgenden nicht weiter betrachtet. Die Abbildung 2.8 zeigt die Spektren am Mischerausgang mit den resultierenden dritten Oberwellen durch die Intermodulationsverzerrung durch eine Nichtlinearität der Signalfade. Das für Intermodulationsverzerrung erweiterte Ablaufschema entsprechend der Abbildung 3.4 lautet:

A* Generation eines Signaltons im unteren AMUX-Band:

- 1) Die Signaltöne $s_{1,2l}^b$ und $s_{1,2l}^i$ liegen bei der Signalfrequenz f_l und die Residualtöne $r_{1,2u}^b$ und $r_{1,2u}^i$ liegen bei der Residualfrequenz $f_u = f_{c,A} - f_l$.
- 2) Die dritten Oberwellen der Signaltöne $h_{s1,2l}^b$ und $h_{s1,2l}^i$ liegen bei der Frequenz $f_{h,l}$ und die dritten Oberwellen der Residualtöne $h_{r1,2u}^b$ und $h_{r1,2u}^i$ liegen bei der Frequenz $f_{h,u}$.
- 3) Die dritten Oberwellen $h_{s1,2q}^b$ und $h_{s1,2q}^i$ der Signaltöne $s_{1,2q}^b$ und $s_{1,2q}^i$ (Signaltöne im vierten Nyquistband der Eingangssignale entsprechend a_q) liegen bei der Oberwellen $f_{h,q}$.
- 4) Basisband für steigende Signalfrequenz f_l : die Signalamplitude $|s_{1,2l}^b|$ und die Amplitude $|h_{s1,2l}^b|$ der dritten Oberwelle fällt. Die Residualfrequenz f_u fällt und die Residualamplitude $|r_{1,2u}^b|$ steigt von Null beginnend. Die Amplitude $|h_{r1,2u}^b|$ der dritten Oberwelle des Residualtons steigt im Frequenzbereich FB1 und FB2 von Null beginnend und fällt im Frequenzbereich FB3 aufgrund der Spiegelung an der y-Achse (vgl. Tabelle 3.3 für die Frequenzbereiche FB1, FB2, FB3). Für den Frequenzbereich FB3 wandert $h_{s1,2l}^b$ aus dem unteren und

oberen AMUX-Band heraus und $\underline{h}_{s1,2q}^b$ herein. $\underline{h}_{s1,2q}^b$ unterliegt einer Phasendrehung von 180° aufgrund der Änderung des Vorzeichens der Sinc-Aperturfunktion in dem Frequenzbereich des unteren und oberen AMUX-Bandes. Die Amplitude $|\underline{h}_{s1,2q}^b|$ steigt in dem Frequenzbereich FB3.

- 5) Gespiegeltes Abbild für steigende Signalfrequenz f_l : die Signalamplitude $|\underline{s}_{1,2l}^i|$ und die Amplitude der dritte Oberwelle $\underline{h}_{s1,2l}^i$ steigt von Null beginnend. Die Residualfrequenz f_u fällt und die Residualamplitude $|\underline{r}_{1,2u}^i|$ fällt. Die Amplitude $|\underline{h}_{r1,2u}^b|$ der dritten Oberwelle des Residualtons fällt im Frequenzbereich FB1 und FB2 und steigt im Frequenzbereich FB3 aufgrund der Spiegelung an der y-Achse von Null beginnend. Für den Frequenzbereich FB3 wandert $\underline{h}_{s1,2l}^i$ aus dem unteren und oberen AMUX-Band heraus und $\underline{h}_{s1,2q}^i$ rein. Die Amplitude $|\underline{h}_{s1,2q}^b|$ fällt in dem Frequenzbereich FB3.
- 6) Die Signaltöne $\underline{s}_{1,2l}^b$ und $\underline{s}_{1,2l}^i$ und die dritten Oberwellen $\underline{h}_{s1,2l}^b$, $\underline{h}_{s1,2l}^i$, $\underline{h}_{s1,2lq}^b$ und $\underline{h}_{s1,2q}^i$ der Signaltöne addieren sich durch Superposition der Spektren aufgrund der 0° Phasenverschiebung ihrer Komponenten ideal.
- 7) Die Residualtöne $\underline{r}_{1,2u}^b$ und $\underline{r}_{1,2u}^i$ und die dritten Oberwellen der Residualtöne $\underline{h}_{r1,2u}^b$ und $\underline{h}_{r1,2u}^i$ heben sich durch Superposition der Spektren aufgrund der 180° Phasenverschiebung ihrer Komponenten ideal auf.
- 8) Im Ausgangsspektrum $\underline{Y}(f)$ wird ein Gesamt-Signalton \underline{s}_l^y bei der Signalfrequenz f_l und eine dritte Oberwelle \underline{h}_{sl}^y (für den Frequenzbereich FB1 und FB2) bzw. \underline{h}_{sq}^y (für den Frequenzbereich FB3) bei der Frequenz $f_{h,l}$ bzw. $f_{h,q}$ erzeugt. Der Gesamt-Signalton sowie die dritten Oberwellen folgen der Sinc-Aperturfunktion des AMUX mit $G_A(f) = \text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,A}}\right)$.

B* Generation eines Signaltons im unteren AMUX-Band: Das Eingangsspektrum $\underline{X}_2(f)$ ist um 180° phasenverschoben im Vergleich zur Generation eines Tones im unteren AMUX-Band.

- 1) Die Signaltöne $\underline{s}_{1,2u}^b$ und $\underline{s}_{1,2u}^i$ liegen bei der Signalfrequenz f_u und die Residualtöne $\underline{r}_{1,2l}^b$ und $\underline{r}_{1,2l}^i$ liegen bei der Residualfrequenz $f_l = f_{c,A} - f_u$.
- 2) Die dritten Oberwellen der Signaltöne $\underline{h}_{s1,2u}^b$ und $\underline{h}_{s1,2u}^i$ liegen bei der Frequenz $f_{h,u}$ und die dritten Oberwellen der Residualtöne $\underline{h}_{r1,2l}^b$ und $\underline{h}_{r1,2l}^i$ liegen bei der Frequenz $f_{h,l}$.
- 3) Die dritten Oberwellen $\underline{h}_{r1,2q}^b$ und $\underline{h}_{r1,2q}^i$ der Residualtöne $\underline{r}_{1,2q}^b$ und $\underline{r}_{1,2q}^i$ (Residualtöne im vierten Nyquistband der Eingangssignale entsprechend \underline{a}_q) liegen bei der Frequenz $f_{h,q}$.

- 4) Für die steigende Signalfrequenz f_u werden die Frequenzbereiche der dritten Oberwellen in umgekehrter Reihenfolge aufgrund der FBV durchlaufen. Zunächst wird der Frequenzbereich FB3 danach FB2 und FB1 durchlaufen (vgl. Tabelle 3.3 für die Frequenzbereiche FB1, FB2, FB3).
- 5) Basisband: Signalfrequenz f_u steigt und die Signalamplitude $|\underline{s}_{1,2u}^b|$ fällt. Die Amplitude $|\underline{h}_{s1,2u}^b|$ der dritte Oberwelle steigt im ersten Frequenzbereich FB3 an und fällt im Frequenzbereich FB1 und FB2 aufgrund der Spiegelung an der y-Achse. Für $f_u \rightarrow f_{c,A}$ fällt die Signalamplitude und die Amplitude $|\underline{h}_{s1,2u}^b|$ der dritten Oberwelle auf Null. Die Residualfrequenz f_l fällt und die Residualamplitude $|\underline{r}_{1,2l}^b|$ steigt. Für den Frequenzbereich FB2 und FB1 läuft die dritte Oberwelle $\underline{h}_{r1,2q}^b$ aus dem unteren und oberen AMUX-Band heraus und $\underline{h}_{r1,2l}^b$ herein. Für den Frequenzbereich FB3 fällt die Amplitude $|\underline{h}_{r1,2q}^b|$ der dritten Oberwelle und für den Frequenzbereich FB2 und FB3 steigt die Amplitude $|\underline{h}_{r1,2l}^b|$ der dritten Oberwelle .
- 6) Gespiegeltes Abbild: Signalfrequenz f_u steigt und die Signalamplitude $|\underline{s}_{1,2u}^i|$ steigt. Die Amplitude $|\underline{h}_{s1,2u}^i|$ fällt im Frequenzbereich FB3 und steigt im Frequenzbereich FB1 und FB2 aufgrund der Spiegelung an der y-Achse. Die Residualfrequenz f_l fällt und die Residualamplitude $|\underline{r}_{1,2l}^i|$ fällt. Für $f_u \rightarrow f_{c,A}$ fällt die Residualamplitude auf Null. Für die Frequenzbereiche FB2 und FB1 läuft $\underline{h}_{r1,2q}^i$ aus dem unteren und oberen AMUX heraus und $\underline{h}_{r1,2l}^i$ herein. Für den Frequenzbereich FB3 steigt die Amplitude der dritten Oberwelle $\underline{h}_{r1,2q}^i$ und für den Frequenzbereich FB2 und FB3 fällt die Amplitude der dritten Oberwelle $\underline{h}_{r1,2l}^i$.
- 7) Die Signaltöne $\underline{s}_{1,2u}^b$ und $\underline{s}_{1,2u}^i$ und die dritten Oberwellen $\underline{h}_{s1,2u}^b$, $\underline{h}_{s1,2u}^i$ der Signaltöne addieren sich durch Superposition der Spektren aufgrund der 0° Phasenverschiebung ihrer Komponenten ideal.
- 8) Die Residualtöne $\underline{r}_{1,2l}^b$ und $\underline{r}_{1,2l}^i$ und die dritten Oberwellen $\underline{h}_{r1,2u}^b$, $\underline{h}_{r1,2u}^i$, $\underline{h}_{r1,2lq}^b$ und $\underline{h}_{r1,2lq}^i$ der Residualtöne heben sich durch Superposition der Spektren aufgrund der 180° Phasenverschiebung ihrer Komponenten ideal auf.
- 9) Im Ausgangsspektrum $\underline{Y}(f)$ wird ein Gesamt-Signaltone \underline{s}_u^y bei der Signalfrequenz f_u und eine dritte Oberwelle \underline{h}_{su}^y bei der Frequenz $f_{h,u}$ erzeugt. Der Gesamt-Signaltone sowie die dritte Oberwelle folgen der Sinc-Aperturfunktion des AMUX mit $G_A(f) = \text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,A}}\right)$.

Mit Hilfe dieser Erkenntnis lassen sich die Spektren und die ENoB-Verläufe in Abbildung 3.5 erklären. Abbildung 3.5a,b,c,d zeigt die resultierenden Ausgangsspektren des AMUX für Eingangssignale mit einem IMD-Skalierungsfaktor von $K_I = 2$ analog zu den Spektren aus Abbildung 3.3a,c,d,b. Die Spektren in Abbildung 3.5a,b,c entsprechen der Generation eines Tones im unteren AMUX-Band (vgl. Punkt A*) bei den Signalfrequenzen $f_l = 1 \text{ GHz}$, $9,9 \text{ GHz}$ und $24,5 \text{ GHz}$ und das Spektrum in Abbildung 3.5d

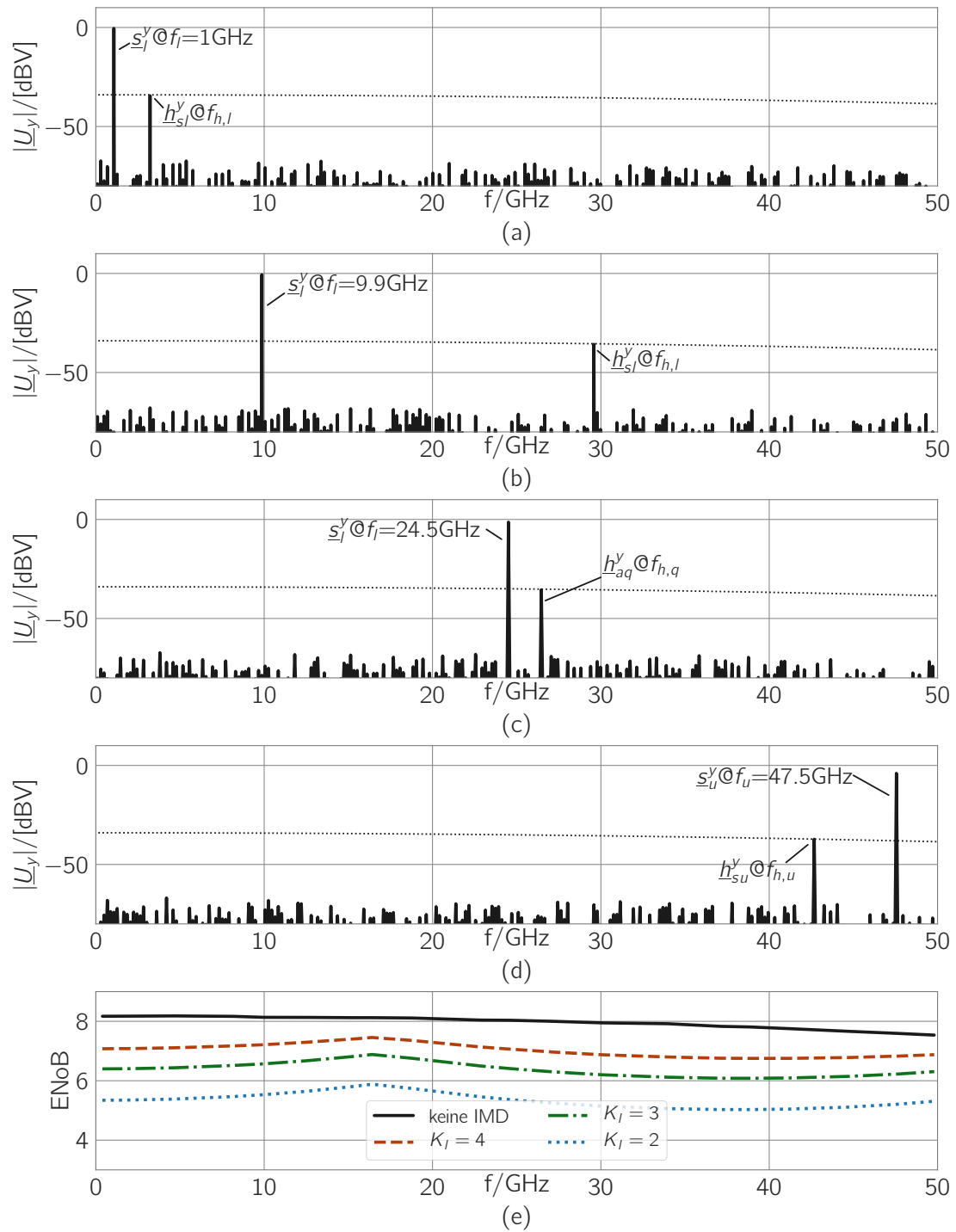


Abbildung 3.5: Spektren des AMUX-Ausgangssignals $\underline{Y}(f)$ mit IMD und einem Skalierungsfaktor $K_I = 2$ für Frequenzen von $f_i = 1$ GHz (a), $9,9$ GHz (b) und $24,5$ GHz (c) und $f_u = 47,5$ GHz (d) (a) und die ENoB-Verläufe des AMUX-Ausgangs für IMD-Skalierungsfaktoren $K_I = 4, 3, 2$ für eine Abtastrate von 100 GS/s (e).

entspricht der Generation eines Tones im oberen AMUX-Band (vgl. Punkt B*) bei der Signalfrequenz $f_u = 47,5$ GHz. Aufgrund der Superposition der Sinc-Aperturfunktion $G_D(f)$ des Basisbandes und des gespiegelten Abbildes folgen die Amplituden der resultierenden Signaltöne, Residualtöne und Oberwellen der Sinc-Aperturfunktion $G_A(f)$ mit der Abtastrate des AMUX $f_{s,A} = 2 \cdot f_{s,D}$. Der Amplitudenverlauf der dritten Oberwellen entlang der Sinc-Aperturfunktion $G_A(f) = \text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,A}}\right)$ des AMUX ist in den Spektren mit der gepunkteten Linie dargestellt. Die Fälle in Abbildung 3.5a,b,c zeigen die Generation eines Tones im unteren AMUX-Band, wodurch im Vergleich zu Abbildung 3.3a,c,d der Ton a_u bei der Frequenz f_u und die Oberwelle h_{au} bei der Frequenz $f_{h,u}$ im AMUX-Ausgangsspektrum durch die AMUX-Funktion wegfallen (vgl. Punkt A*4. und 5.). Der Fall in Abbildung 3.5d zeigt die Generation eines Tones im oberen AMUX-Band, wodurch im Vergleich zu Abbildung 3.3b der Ton s_l bei der Frequenz f_l und die Oberwelle h_{sl} bei der Frequenz $f_{h,l}$ im AMUX-Ausgangsspektrum durch die AMUX-Funktion wegfallen (vgl. Punkt B*4. und 5.). Abbildung 3.5e zeigt die resultierenden ENoB-Verläufe des AMUX für eine IMD der Eingangssignale mit dem IMD-Skalierungsfaktor $K_I = 4, 3$ bzw. 2 . Die ENoB-Verläufe weisen die selbe abgewandelte t-Typ Charakteristik wie die Eingangssignale auf (vgl. Abbildung 3.3e). Die Steigung des ENoB für Frequenzen bis $\frac{f_{n,A}}{3} = 16,67$ GHz kann durch den schnelleren Abfall der Amplitude der Oberwelle h_{sl}^y gegenüber der Signalamplitude $|s_l^y|$ in diesem Frequenzbereich erklärt werden. Für den Frequenzbereich $\frac{f_{n,A}}{3} \leq f_l < \frac{f_{n,A}}{2}$ läuft die Oberwelle h_{sl}^y aus dem unteren und oberen AMUX-Band heraus und die Oberwelle h_{sq}^y herein. Die Amplitude $|h_{sq}^y|$ steigt für steigende Signalfrequenzen f_l und der ENoB fällt dadurch ab. Die folgenden Frequenzbereiche werden durch die Generation eines Tones im oberen AMUX-Band erzeugt (vgl. Punkt B*). Im Frequenzbereich $\frac{f_{n,A}}{2} \leq f_u \leq \frac{2f_{n,A}}{3}$ fällt die Oberwellenfrequenz der Oberwelle h_{su}^y , wodurch deren Amplitude steigt. Der ENoB fällt weiterhin ab. Im Frequenzbereich $\frac{2f_{n,A}}{3} \leq f_l < f_{n,A}$ fällt die Amplitude der Oberwelle h_{su}^y aufgrund der Spiegelung an der y-Achse und der ENoB steigt wieder leicht an. Der AMUX zeigt somit das gleiche Verhalten bezüglich seiner effektiven Auflösung wie die Eingangssignale aufgrund von frequenzunabhängiger Intermodulationsverzerrung.

3.1.1.2 Frequenzabhängige IMD

Da eine frequenzunabhängige Nichtlinearität des Signalpfades in der Realität unwahrscheinlich ist, wird im Folgenden die Auswirkung einer frequenzabhängigen Nichtlinearität auf die effektive Auflösung des AMUX untersucht. Das Übertragungsverhalten und die effektive Auflösung von DACs sind aufgrund der parasitären Elemente der DAC-Transistoren, des DAC-Layouts, sowie der Aufbautechnik der DAC-Module üblicherweise frequenzabhängig. Die in dieser Arbeit zur Messung verwendeten DAC5-Module von Micram besitzen eine deutliche Frequenzabhängigkeit der effektiven Auflösung (vgl. Abbildung 6.24). Zusätzlich ist die Linearität der in dieser Arbeit verwendeten Teilschaltungen des AMUX ebenfalls aufgrund der parasitären Elemente der Transistoren und

des Layouts frequenzabhängig. Die Linearität von Transitorschaltungen (vgl. Selektorstufe (SEL), Transadmittanzstufe (TAS), Basisstufe (BS), Emitterfolger (EF)), wie sie in dieser Arbeit zum Aufbau des AMUX verwendet werden, nehmen üblicherweise, wie in Abschnitt 4.2 gezeigt wird, mit steigender Frequenz ab. Der Abfall der Linearität der Transistorschaltungen über der Frequenz in Abschnitt 4.2 ist bei richtiger Dimensionierung im Vergleich zu der frequenzabhängigen Intermodulationsverzerrung durch die DACs jedoch vernachlässigbar. Um die Frequenzabhängigkeit der effektiven Auflösung der Eingangssignale zu modellieren, kann eine von der Signalfrequenz f_l abhängige, nichtlineare Übertragungsfunktion (einer Tangenshyperbolikusfunktion) in den Modellgleichungen eingeführt werden

$$x_{1,2}^{IM}(t) = K_I(f_l) \cdot \tanh\left(\frac{x_{1,2}(t)}{K_I(f_l)}\right). \quad (3.9)$$

Diese Gleichung entspricht Gleichung 3.5, der Skalierungsfaktor K_I ist jedoch abhängig von der Signalfrequenz f_l . Mit Hilfe von Gleichung 3.9 können beliebige ENoB-Charakteristiken der Eingangssignale modelliert werden. Die ENoB-Charakteristik des AMUX-Ausgangssignals ist aufgrund des FBV-Effektes und des damit verbundenen LV-Effektes direkt von der ENoB-Charakteristik der Eingangssignale abhängig. Der FBV-Effekt ist in Abschnitt 2.3 ausführlich beschrieben. Er besagt, dass der niedrige und hohe Frequenzbereich des AMUX-Ausgangsspektrums durch den niedrigen Frequenzbereich der Eingangssignale (vgl. Frequenzbereich I (S.23) und III (S.23)) und dass der mittlere Frequenzbereich des AMUX-Ausgangsspektrums durch den hohen Frequenzbereich der Eingangssignale erzeugt wird (vgl. Frequenzbereich II (S.23)). Wird die AMUX-Funktion weiterhin als ideal angesehen, erfolgt aufgrund des FBV-Effektes der Effekt der Linearitätsverschachtelung (LV-Effekt, vgl. Abschnitt 2.3). Dieser Effekt beschreibt das qualitative Abbilden der ENoB-Charakteristik der Eingangssignale in das untere AMUX-Band und in gespiegelter Form in das obere AMUX-Band. Als Beispiel dient die Abbildung 2.12b. In dem Beispiel wird mit Hilfe der Gleichung 3.9 und der Tabelle 3.4 eine für steigen-

f_l/GHz	0,29	2,49	4,70	6,90	9,10	13,50	15,70	17,90	20,10	22,31	24,51
$K_I(f_l)$	8	7,5	7	6	4	3	3	2,5	2,5	2,4	2,3

Tabelle 3.4: Beispiel des Skalierungsfaktors $K_I(f_l)$ für die Frequenzen f_l .

de Frequenzen zunehmende Intermodulationsverzerrung der Eingangssignale modelliert. Aufgrund dieser Modellierung und des LV-Effektes folgt der ENoB des AMUX im unteren AMUX-Band qualitativ der ENoB-Charakteristik der Eingangssignale und im oberen AMUX-Band der gespiegelten ENoB-Charakteristik der Eingangssignale. Die wesentlichen Abweichungen bezüglich der ENoB-Charakteristik der Eingangssignale befinden sich im Frequenzbereich von 10 GHz bis 25 GHz und im Frequenzbereich hoher Signalfrequenzen 40 GHz bis 50 GHz. Die Abweichungen können durch die Skalierung der Signaltöne und Oberwellen mit der Sinc-Aperturfunktion des AMUX erklärt werden. Für den Frequenzbereich hoher Signalfrequenzen von 40 GHz bis 50 GHz fallen die Signalamplituden aufgrund der Skalierung mit der Sinc-Aperturfunktion $G_A(f) = \text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,A}}\right)$ des

AMUX, wodurch nicht mehr der Wert der effektiven Auflösung der Eingangssignale für niedrige Frequenzen erreicht wird. Die Abweichung im Frequenzbereich von 10 GHz bis 25 GHz entsteht ebenfalls durch die Skalierung der Oberwellen aufgrund der Sinc-Aperturfunktion des AMUX, welche analog zu dem Anstieg des ENoB-Verlaufs der frequenzunabhängigen Intermodulationsverzerrung bei ca. $\frac{f_{n,A}}{3}$ entsteht (vgl. Abbildung 3.5e). Für die Signaltöne in diesem Frequenzbereich liegen die entsprechenden Oberwellen im oberen Frequenzbereich des oberen AMUX-Bandes und werden dadurch stärker von der Sinc-Aperturfunktion gedämpft als deren Signalamplituden. Dies führt zu einem leichten Anstieg des ENoB im Frequenzbereich von 10 GHz bis 25 GHz im Vergleich zu dem ENoB der Eingangssignale.

Abgesehen von diesen Abweichungen folgt die ENoB-Charakteristik des AMUX für frequenzabhängige Intermodulationsverzerrung der Eingangssignale im unteren AMUX-Band in erster Näherung der ENoB-Charakteristik der Eingangssignale und im oberen AMUX-Band in erster Näherung der gespiegelten ENoB-Charakteristik der Eingangssignale.

3.1.1.3 Fazit

Sowohl die frequenzunabhängige als auch die frequenzabhängige IMD zeigen die Abhängigkeit der effektiven Auflösung des AMUX gegenüber einer nichtlinearen Übertragungsfunktion im Signalpfad. Damit die Gesamtübertragungsfunktion des Signalpfades die Linearität der Eingangssignale nicht signifikant beeinflussen, sollten die linearen Teilschaltungen (wie zum Beispiel TAS, SEL, EF, usw.) im Signalpfad idealerweise mit einer Linearität > 2 bit der Zielauflösung des AMUX-DAC-Aufbaus entworfen werden, wie in Abschnitt 2.4 hergeleitet wird. Die Dimensionierung der Teilschaltungen entsprechend der gewünschten effektiven Auflösung folgt in Abschnitt 4.2.

3.1.2 Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung

Eine weitere Nichtidealität des Signalpfades des AMUX-DAC-Aufbaus ist die Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung [18]. Wie im Folgenden gezeigt wird, ist die effektive Auflösung des AMUX-DAC abhängig vom Grad der Übereinstimmung der Signalpfadverstärkung. Zum Signalpfad des AMUX-DAC-Aufbaus gehören sowohl die entsprechenden Signalpfade der AMUX-Schaltung, wie zum Beispiel Verstärkerschaltungen, Übertragungsleitungen und Verzögerungsleitungen (Delay-Lines), als auch der gesamte Signalpfad von den DACs bis zu den AMUX-Eingängen. Der Signalpfad von den DACs bis zu den AMUX-Signaleingängen beinhalten RF-Koaxialkabel, RF-Steckverbindungen, Leitungsstrukturen auf Substraten sowie Bonddrahtverbindungen.

In dieser Arbeit wird grundsätzlich zwischen zwei Arten der Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung unterschieden. Zum einen kann eine frequenzunabhängige Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung und zum anderen eine frequenzabhängige Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung definiert werden. Die Trennung in frequenzunab-

hängige Fehlanpassung und frequenzabhängige Fehlanpassung wird hier durchgeführt, um die Effekte auf die effektive Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus eindeutig einer ENoB-Charakteristik zuordnen zu können. Eine Fehlanpassung des Signalpfades kann durch Toleranzen im Ausgangshub der verwendeten DACs oder in Schwankungen der Verstärkung von Verstärkerschaltungen in der AMUX-Schaltung zum Beispiel durch Widerstandstoleranzen hervorgerufen werden. Diese Arten der Fehlanpassung werden in dieser Arbeit in erster Näherung als frequenzunabhängig betrachtet. Eine frequenzabhängige Fehlanpassung des Signalpfadverstärkung kann durch zahlreiche Hochfrequenzeffekte hervorgerufen werden, unter anderem durch frequenzabhängige Dämpfung durch Skin- und Proximity-Effekte in den RF-Koaxialkabeln und Leitungsstrukturen, Mehrfachreflexionen zwischen nicht idealen RF-Steckverbindungen, frequenzabhängige Verstärkungen von Verstärkerschaltungen durch Toleranzen der parasitären Kapazitäten und Widerstände der Bauteile und des Layouts, etc. In diesem Abschnitt wird eine reine betragsmäßige Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung betrachtet. Auswirkungen von Phasendifferenzen zwischen den Eingangssignalen werden in Abschnitt 3.2.2 untersucht.

3.1.2.1 Frequenzunabhängige Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung

Um die Auswirkung einer frequenzunabhängigen Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung zu untersuchen, wird der Spannungshub des zweiten Eingangssignals

$$\underline{X}_2(f) = \frac{\alpha \cdot U_{sw}}{2} \left(\check{X}_2(f) * \text{III}_{f_s,D}(f) \cdot e^{-j\pi f T_{s,D}} \right) \cdot \text{sinc} \left(\frac{f}{f_{s,D}} \right), \quad (3.10)$$

in der Modellgleichung (vgl. Gleichung 2.28) mit dem Skalierungsfaktor α im Vergleich zum Spannungshub des ersten Eingangssignals $\underline{X}_1(f)$ variiert. Mit Hilfe des Skalierungsfaktors α kann eine Differenz der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} := (1 - \alpha)$

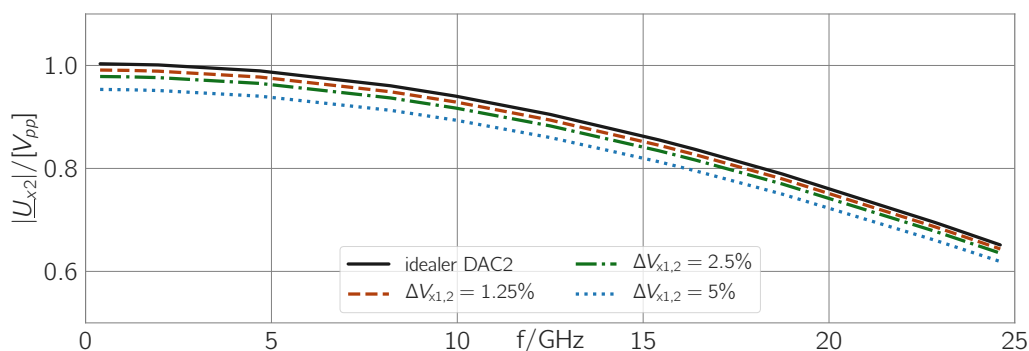


Abbildung 3.6: Spitze-Spitze-Wert der Signalamplitude des zweiten Eingangssignals $\underline{X}_2(f)$ im Idealfall und mit einer Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} = 1.25\%$, 2.5% und 5% bei einer Abtastrate von $f_{s,D} = 50$ GS/s.

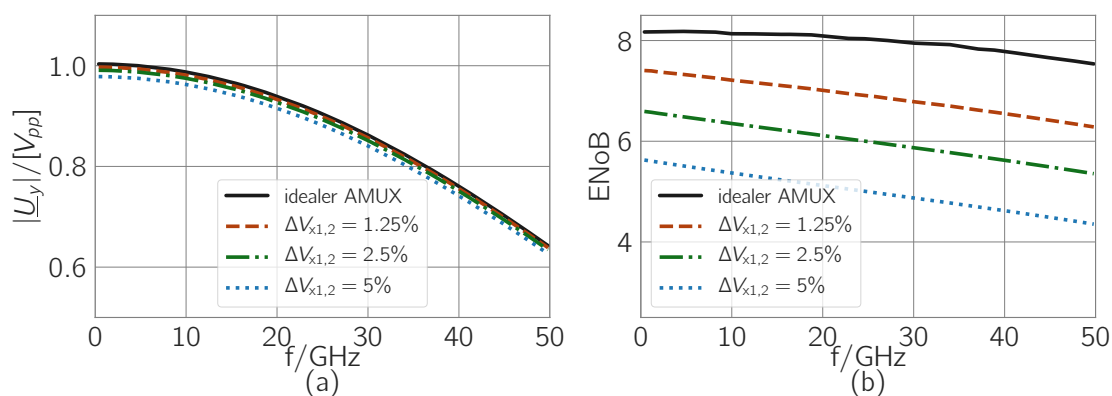


Abbildung 3.7: Der Spitze-Spitze-Wert des Amplitudenverlaufs des Ausgangssignaltones des AMUX bei $f_{s,A} = 100$ GS/s und der entsprechende ENoB-Verlauf für eine frequenzunabhängige Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von 1,25%, 2,5% und 5%.

definiert werden. Die Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung wird im Folgenden zwischen $\Delta V_{x1,2} = [0\%; 5\%]$ mit $\alpha = [1; 0,95]$ variiert. Wie in [18] gezeigt wurde, können Fehlanpassungen der Signalpfade in ähnlicher Größenordnung aufgrund von Toleranzschwankungen der Emittergegenkopplungswiderständen der Transadmittanzstufen entstehen. Toleranzen in den Emittergegenkopplungswiderständen führen zu Schwankungen in den Transadmittanzen der Transadmittanzstufen und damit der Verstärkungen der Signalpfade. Durch die richtige Auslegung der Widerstände können Toleranzschwankungen in den Teilschaltungen minimiert werden (vgl. Kapitel 6). In Abbildung 3.6 ist der Spitz-Tal-Wert der Signalamplitude des zweiten Eingangssignals bei einer Abtastrate von $f_{s,D} = 50$ GS/s im Idealfall und bei einer Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} = 1,25\%$, $\Delta V_{x1,2} = 2,5\%$ und $\Delta V_{x1,2} = 5\%$ dargestellt. In allen Fällen folgt die Signalamplitude der Sinc-Aperturfunktion, jedoch mit unterschiedlichen Startamplituden. Der ENoB des zweiten Eingangssignals $\underline{X}_2(f)$ bleibt bei der Variation des Spannungshubes ideal, wie in Abbildung 2.10b aufgetragen. Der Spitze-Spitze-Wert der resultierenden Signalamplitude und die effektive Auflösung des AMUX-Ausgangssignals ist in Abbildung 3.7 abgebildet. Die resultierende Signalamplitude des AMUX-Ausgangssignals (vgl. Abbildung 3.7a) weist bei steigender Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung einen Abfall der Signalamplitude auf. Der prozentuale Abfall der Signalamplitude des AMUX ist dabei in erster Näherung halb so groß wie die prozentuale Abweichung zwischen dem Spannungshub des ersten und zweiten Eingangssignals durch die Fehlanpassung $\Delta V_{x1,2}$. Eine Fehlanpassung von $\Delta V_{x1,2} = 5\%$, welche wiederum einem Spannungshub von $\underline{X}_2(f)$ von $0,95 \cdot U_{sw}$ entspricht, führt am AMUX-Ausgang zu einem Signalamplitudenverlust von ca. 2,5% im Vergleich zum Idealfall. Abgesehen von den Amplitudenverlust, folgt der Amplitudenverlauf des AMUX weiterhin der Sinc-Aperturfunktion. Der ENoB des AMUX-Ausgangssignals in Abbildung 3.7b zeigt bei steigender Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung eine deutliche Abweichung zum idealen Verlauf auf. Der ENoB-Verlauf weist eine geneigte und vertikal verschobene ENoB-Charakteristik auf, welche der spe-

zifischen t-Typ ENoB-Charakteristik entspricht (vgl. Abbildung 3.1). Diese Ergebnisse zeigen die starke Abhängigkeit der effektiven Auflösung des AMUX von einer Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung.

Die zugrundeliegende Ursache, welche die t-Typ ENoB-Charakteristik erklärt, kann mit Hilfe des Ablaufschemas des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells des AMUX hergeleitet werden. In Abbildung 3.8 sind die grundlegenden Spektren an den Mischerausgängen, analog zu Abbildung 2.8, mit einer Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung durch den verringerten Spannungshub von $\underline{X}_2(f)$ gezeigt. Die Spektren \underline{X}_{M2}^b und \underline{X}_{M2}^i , welche mit Hilfe der Modellgleichung 2.34 aus dem Eingangssignal $\underline{X}_2(f)$ gewonnen werden, sind mit dem Skalierungsfaktor $0 \leq \alpha = 1 - \Delta V_{x1,2} \leq 1$ skaliert. Aufgrund der Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung sind die Punkte A5. und B5. nicht mehr erfüllt. Durch die Skalierung der Spektren \underline{X}_{M2}^b und \underline{X}_{M2}^i mit dem Skalierungsfaktor α weisen die Residualtöne r_{2u}^b, r_{2u}^i (Punkt A, S.22) bzw. r_{2l}^b, r_{2l}^i (Punkt B, S.22) nicht mehr die selbe Residualamplitude auf wie die Residualtöne r_{1u}^b, r_{1u}^i bzw. r_{1l}^b, r_{1l}^i . Dadurch heben sich die Residualtöne nicht ideal auf. Für den Fall eines Tones im unteren AMUX-Band (Punkt A, S.22) verbleibt ein Gesamt-Residualton

$$r_u^y = (r_{1u}^b - \alpha \cdot r_{2u}^b) + (r_{1u}^i - \alpha \cdot r_{2u}^i) \quad (3.11)$$

und für den Fall eines Tones im oberen AMUX-Band (Punkt B, S.22) verbleibt ein Gesamt-Residualton

$$r_l^y = (r_{1l}^b - \alpha \cdot r_{2l}^b) + (r_{1l}^i - \alpha \cdot r_{2l}^i), \quad (3.12)$$

im Ausgangsspektrum $\underline{Y}(f)$ des AMUX. Zusätzlich zur Generierung des Gesamt-Residualtons findet eine Reduzierung der Signalamplitude des Gesamt-Signaltones für den Fall eines Tones im unteren AMUX-Band (Punkt A, S.22)

$$s_l^y = (s_{1l}^b + \alpha \cdot s_{2l}^b) + (s_{1l}^i + \alpha \cdot s_{2l}^i) \quad (3.13)$$

und den Fall eines Tones im oberen AMUX-Band (Punkt B, S.22)

$$s_u^y = (s_{1u}^b + \alpha \cdot s_{2u}^b) + (s_{1u}^i + \alpha \cdot s_{2u}^i) \quad (3.14)$$

für steigende Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung $\Delta V_{x1,2} = 1 - \alpha$ statt. Aufgrund des auftretenden Gesamt-Residualtons im Verhältnis zu der reduzierten Signalamplitude des Gesamt-Signaltones für alle Signalfrequenzen im Ausgangsspektrum ergibt sich ein ENoB-Verlust am AMUX-Ausgang und damit die vertikale Verschiebung der ENoB-Charakteristik. Je größer die Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung (je kleiner der Skalierungsfaktor α) wird, desto größer werden die Residualamplituden im Ausgangsspektrum und desto größer wird der ENoB-Verlust. Aufgrund der Superposition des Basisbandes und des gespiegelten Abbilds folgen nicht nur die Gesamt-Signaltöne sondern auch die Gesamt-Residualtöne der Sinc-Aperturfunktion des AMUX. Dadurch fällt die Amplitude des Gesamt-Signaltones und die Amplitude des Gesamt-Residualtons steigt bei steigender Signalfrequenz (vgl. Laufrichtungspfeile in Abbildung 2.9). Dies führt zur Neigung der t-Typ ENoB-Charakteristik.

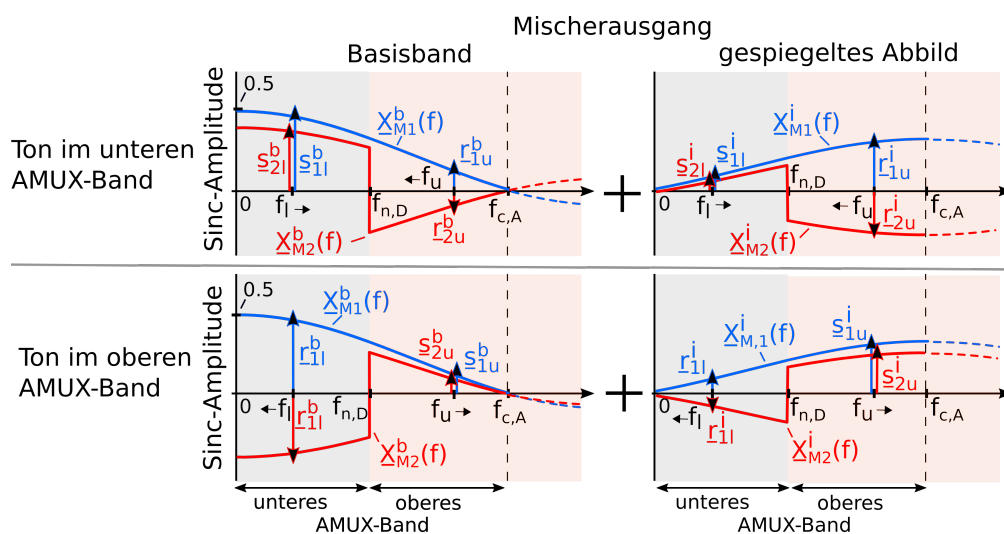


Abbildung 3.8: Spektren $X_{M1,2}(f)$ am Mischerausgang mit Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung durch den verringerten Spannungshub von $X_2(f)$.

3.1.2.2 Frequenzabhängige Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung

Die Auswirkung einer frequenzabhängigen Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung kann analog zur Untersuchung der frequenzunabhängigen Fehlanpassung untersucht werden. Dazu werden die Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}(f)$ im Frequenzbereich mit einem reinen, reellen Betragsfilter mit einer frequenzabhängigen Filterfunktion $\alpha_1(f)$ bzw. $\alpha_2(f)$ multipliziert

$$\underline{X}_1(f) = \frac{\alpha_1(f)U_{sw}}{2} \left(\check{X}_1(f) * \text{III}_{f_{s,D}}(f) \right) \cdot \text{sinc} \left(\frac{f}{f_{s,D}} \right) \quad (3.15)$$

$$\underline{X}_2(f) = \frac{\alpha_2(f) \cdot U_{sw}}{2} \left(\check{X}_2(f) * \text{III}_{f_{s,D}}(f) \cdot e^{-j\pi f T_{s,D}} \right) \cdot \text{sinc} \left(\frac{f}{f_{s,D}} \right), \quad (3.16)$$

Die Betragsfilter $\alpha_{1,2}(f)$ beeinflussen nur die Amplituden jedoch nicht die Phasen des Eingangssignale und können Werte zwischen Null und eins annehmen. Eine Phasenverschiebung zwischen den Eingangssignalen wird separat in Abschnitt 3.2.2 untersucht und deshalb hier vernachlässigt.

Die zugrundeliegende Ursache, welche zur Verringerung der effektiven Auflösung führt, entspricht der Ursache der frequenzunabhängigen Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung. Aufgrund der frequenzabhängigen Fehlanpassung $\Delta V_{x1,2}(f) = \alpha_1(f) - \alpha_2(f)$ sind die Punkte A5. und B5. (das Aufheben der Residualtöne) im Ablaufschema aus Abschnitt 2.2 je nach Betragsfilter $\alpha(f)$ nicht mehr zwingend erfüllt. Die Fehlanpassung führt zu Gesamt-Residualtöne für Punkt A

$$\underline{r}_u^y = (\alpha_1(f_u) \cdot \underline{r}_{1u}^b - \alpha_2(f_u) \cdot \underline{r}_{2u}^b) + (\alpha_1(-(f_u - f_{c,A})) \cdot \underline{r}_{1u}^i - \alpha_2(-(f_u - f_{c,A})) \cdot \underline{r}_{2u}^i) \quad (3.17)$$

und für den Punkt B

$$\underline{r}_l^y = (\alpha_1(f_l) \cdot \underline{r}_{1l}^b - \alpha_2(f_l) \cdot \underline{r}_{2l}^b) + (\alpha_1(-(f_l - f_{c,A})) \cdot \underline{r}_{1l}^i - \alpha_2(-(f_l - f_{c,A})) \cdot \underline{r}_{2l}^i). \quad (3.18)$$

Die Komponenten des gespiegelten Abbildes werden von dem an $f_{c,A}$ gespiegelten Betragsfilter $\alpha(-(f - f_{c,A}))$ skaliert. Mit Hilfe der Beziehung $f_u = f_{c,A} - f_l$ aus Punkt A1. können die Gleichungen der Gesamt-Residualtöne vereinfacht werden zu

$$\underline{r}_u^y = (\alpha_1(f_u) \cdot \underline{r}_{1u}^b - \alpha_2(f_u) \cdot \underline{r}_{2u}^b) + (\alpha_1(f_l) \underline{r}_{1u}^i - \alpha_2(f_l) \cdot \underline{r}_{2u}^i) \quad (3.19)$$

und

$$\underline{r}_l^y = (\alpha_1(f_l) \cdot \underline{r}_{1l}^b - \alpha_2(f_l) \cdot \underline{r}_{2l}^b) + (\alpha_1(f_u) \cdot \underline{r}_{1l}^i - \alpha_2(f_u) \cdot \underline{r}_{2l}^i). \quad (3.20)$$

Zusätzlich zur Entstehung der Gesamt-Residualtöne wird die Amplitude der Gesamt-Signaltöne durch die Filterfunktion für den Punkt A

$$\underline{s}_l^y = (\alpha_1(f_l) \cdot \underline{s}_{1l}^b + \alpha_2(f_l) \cdot \underline{s}_{2l}^b) + (\alpha_1(f_u) \cdot \underline{s}_{1l}^i + \alpha_2(f_u) \cdot \underline{s}_{2l}^i) \quad (3.21)$$

und den Punkt B

$$\underline{s}_u^y = (\alpha_1(f_u) \cdot \underline{s}_{1u}^b + \alpha_2(f_u) \cdot \underline{s}_{2u}^b) + (\alpha_1(f_l) \cdot \underline{s}_{1u}^i + \alpha_2(f_l) \cdot \underline{s}_{2u}^i) \quad (3.22)$$

reduziert. Die Formulierung der Gesamt-Signaltöne und der Gesamt-Residualtöne im unteren und oberen AMUX-Band gelten zunächst für beliebige Betragsfilter $\alpha_{1,2}(f)$. Um den Effekt einer frequenzabhängigen Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung anschaulich zu machen, wird im Folgenden angenommen, dass sich $\alpha_2(f)$ wie der Betrag eines Tiefpassfilters erster Ordnung verhält und der Betragsfilter $\alpha_1(f) = 1$ ist. Eine Tiefpassfilterung des Eingangssignals $\underline{X}_2(f)$ könnte durch eine zusätzliche Dämpfung einer RF-Koaxiakabelverbindung bzw. einer RF-Steckerverbindung des AMUX-DAC-Aufbaus am zweiten Daten-Eingang des AMUX entstehen. Aufgrund eines Tiefpassverhaltens des Betragsfilters $\alpha_2(f)$ sind die Signalamplituden $\underline{X}_2(f)$ für Frequenzen $f \rightarrow 0$ unverändert. Es gilt $\lim_{f \rightarrow 0} \alpha(f) = 1$. Für steigende Signalfrequenzen werden die Signalamplituden von $\underline{X}_2(f)$ immer stärker gedämpft. Aufgrund des FBV-Effektes werden Signaltöne der niedrigsten und höchsten Frequenzen im AMUX-Spektrum mit niedrigen Signalfrequenzen der Eingangssignale erzeugt (vgl. Frequenzbereiche I (S.23) und III (S.23)). Da die Fehlanpassung für niedrige Signalfrequenzen der Eingangssignale aufgrund des Tiefpassverhalten von $\alpha_2(f)$ gegen Null geht, sind die Punkte A5 und B5 (Aufhebung der Residualtöne) weiterhin erfüllt. Die Gesamt-Residualtöne für die niedrigsten und höchsten Signalfrequenzen im AMUX-Spektrum besitzen somit eine Amplitude von Null. Zusätzlich werden die Gesamt-Signaltöne für die niedrigsten und höchsten Signalfrequenzen im AMUX-Spektrum nicht reduziert. Dadurch entspricht der ENoB bei diesen Frequenzen dem ENoB der Referenzkurve (vgl. Abbildung 6.15). Für steigende Signalfrequenzen f_l der Eingangssignale steigt die Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung aufgrund von $\alpha_2(f)$ an. Dies führt im Zusammenhang mit dem FBV-Effekt zu steigenden Gesamt-Residualtönen und sinkenden Gesamt-Signaltönen für steigende Signalfrequenzen f_l für den

Punkt A bzw. sinkende Signalfrequenzen $f_u = f_{c,A} - f_l$ für den Punkt B. Die Gesamt-Residualtöne mit den höchsten Amplituden und die stärkste Reduzierung der Amplituden der Gesamt-Signaltöne entstehen somit im Frequenzbereich II (vgl. S.23). Dies führt zu einer Veränderung der ENoB-Charakteristik von der t-Typ ENoB-Charakteristik der frequenzunabhängigen Fehlanpassung zu einer b-Typ ENoB-Charakteristik im Fall einer frequenzabhängigen Fehlanpassung durch ein Tiefpassverhalten. Die Form der ENoB-Charakteristik durch eine frequenzabhängige Fehlanpassung ist jedoch stark von der Art der Frequenzabhängigkeit abhängig. Der FBV-Effekt bewirkt für die frequenzabhängige Fehlanpassung eine qualitative Spiegelsymmetrie der ENoB-Charakteristik zwischen dem oberen und dem unteren AMUX-Band, da die Nichtidealität sowohl Einfluss auf die Basisbänder als auch auf die gespiegelten Abbilder der Mischerspektren besitzt.

3.1.2.3 Fazit

Beide Varianten der Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung zeigen die Abhängigkeit der effektiven Auflösung durch Differenzen in den Signalamplituden der beiden Eingangssignale der Mischer. Um diese Effekte zu minimieren wird besonderer Wert auf die Symmetrie der Signalpfade gelegt. Dies bedeutet, dass sowohl auf dem AMUX-Chip als auch im AMUX-DAC-Aufbau angepasste Leitungen mit der gleichen Länge verwendet werden. Die Übertragungsfunktionen der vorgeschalteten Zellen im Signalpfad des AMUX-Chips werden so gut wie möglich angepasst. Zur Minimierung der Fehlanpassung der Verstärkung von Verstärkerzellen in beiden Signalpfaden werden Toleranzschwankungen von Bauteilen (zB. Emittergegenkopplungswiderstände der TAS), welche direkten Einfluss auf die Verstärkung besitzen, minimiert. Zusätzlich zur Symmetrie des Layouts wird ein thermisch symmetrisches Layout umgesetzt, um Abweichungen der Übertragungsfunktionen der Signalpfade aufgrund von Temperaturgradienten zu vermeiden. Treten durch Toleranzen oder Temperaturgradienten Fehlanpassungen der Signalpfadverstärkung auf, können diese potentiell mit Hilfe einer Kalibrationsroutine ausgeglichen werden. Die Kalibration der Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung ist in Kapitel 5 beschrieben.

3.2 Fehlanpassung des Timings der AMUX-Signale

Im Folgenden wird die Nichtidealität der Fehlanpassung des Takt-zu-Signal-Timings, des Signal-zu-Signal-Timings und des Takt-zu-Taktsignal-Timings des AMUX untersucht.

3.2.1 Takt-zu-Signal-Timing

In Kapitel 2 wurde auf die Phasenbeziehung der Taktsignale der DACs zur Generierung der gewünschten Eingangssignale, sowie auf die Verhältnisse der Abtastdauern der DACs und des AMUX (vgl. Abbildung 2.3) eingegangen. Der Zusammenhang zwischen

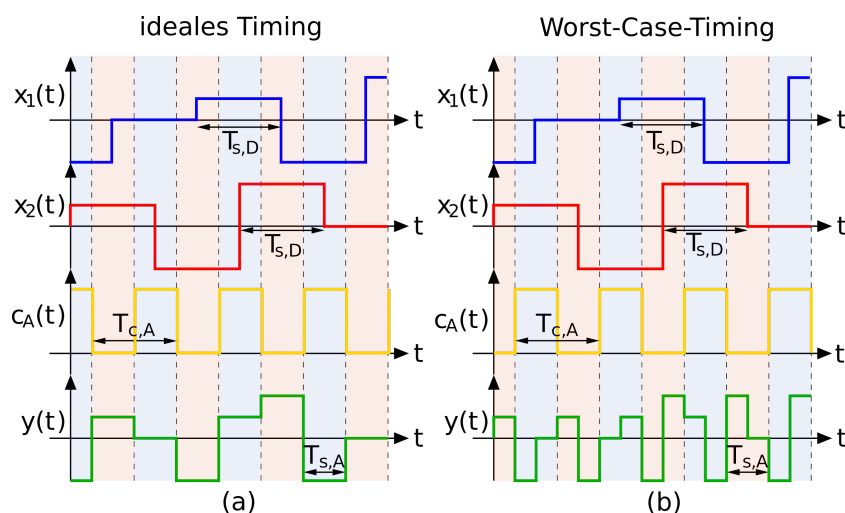


Abbildung 3.9: Das Schaltverhalten des AMUX für ein ideales Timing (a) und das Worst-Case-Timing (b) zwischen dem AMUX-Taktsignal $c_A(t)$ und den Datensignalen $x_{1,2}(t)$.

des Timings der Eingangssignale zum Taktsignal des AMUX $c_A(t)$ wird im Folgenden näher untersucht. Dieser Aspekt ist entscheidend für die Optimierung der effektiven Auflösung des AMUX, wie in [18] erläutert. Der Amplitudenverlauf von Signal- und Residualtönen und damit die effektive Auflösung des AMUX sind empfindlich gegenüber dem Timing der Abtastung der Eingangssignale. Diese Annahme lässt sich zunächst einmal intuitiv anhand der Abbildung 3.9 erklären, welche das Schaltverhalten des AMUX für ideales Timing und Worst-Case-Timing zwischen dem AMUX-Taktsignal $c_A(t)$ und den Eingangssignalen $x_{1,2}(t)$ zeigt. Als Eingangssignale sind in Abbildung 3.9 ideale ZOH-Signale dargestellt. Das Taktsignal $c_A(t)$ des AMUX weist im Worst-Case-Fall eine zusätzliche Phasenverschiebung von $\Delta\phi_{c,A} = 180^\circ$ bzw. eine zusätzliche, zeitliche Verzögerung von $\Delta t_{c,A} = \frac{T_{c,A}}{2}$ auf. Für Taktsignalwerte $c_A(t) = 1$ wird das Eingangssignal $x_1(t)$ und für Taktsignalwerte $c_A(t) = 0$ das Eingangssignal $x_2(t)$ auf den Ausgang des AMUX geschaltet. In Abbildung 3.9a werden durch das Taktsignal die statischen Datenwerte von $x_{1,2}(t)$ auf den Ausgang geschaltet. Dadurch wird ein Ausgangssignal $y(t)$ erzeugt, welches der gewünschten Datenfolge $x[l]$ (vgl. Abbildung 2.2) folgt. Für das Worst-Case-Timing in Abbildung 3.9b folgt das Ausgangssignal $y(t)$ nicht mehr der gewünschten Datenfolge $x[l]$, da durch das Timing zwischen Taktsignal und Eingangssignalen, die Flanken der Daten und nicht der statischen Datenwert abgetastet werden. Das Ausgangssignal $y(t)$ weist dadurch Flanken innerhalb des Abtastintervalls $T_{s,A}$ auf und stellt somit nicht mehr das gewünschte Ausgangssignal dar. Dies zeigt intuitiv, dass das Timing zwischen Taktsignal und Eingangssignalen selbst bei idealen Signalen (perfekte ZOH-Eingangssignale, perfektes rechteckförmiges Taktsignal) Einfluss auf die AMUX-Funktionalität besitzt. Dadurch ist es naheliegend, dass auch die effektive Auflösung des AMUX-DAC eine Abhängigkeit gegenüber dem Timing zwischen Takt- und

Eingangssignalen besitzt. Das Timing zwischen Takt- und Eingangssignalen ist von dem AMUX-DAC-Aufbau abhängig und kann durch Veränderung der RF-Verkablung oder durch Änderung der Frequenz der Abtast- und Taktraten variieren. In einem unkalibrierten AMUX-DAC-Aufbau variiert die zusätzliche Phasenverschiebung grundsätzlich zwischen $\Delta\phi_{c,A} = \pm 180^\circ$. Eine Kalibrierung dem Timing des AMUX-DAC-Aufbaus ist deshalb entscheidend für eine Optimierung des Ausgangssignals [18].

Um die Auswirkung des Timings zwischen Taktsignal und Eingangssignalen zu untersuchen wird eine zusätzliche Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,A}$ des Taktsignals $c_A(t)$ in den Modellgleichungen eingeführt. Diese Phasenverschiebung entspricht einer Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,A}$ der Taktsignale der Mischer $c_{M1,2}(t)$. Im Frequenzbereich führt dies zu der Anpassung der Modellgleichungen der Taktsignale der Mischer 2.17 und 2.18 in der Form

$$\underline{C}_{M1}(f) = \frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(f \frac{T_{c,A}}{2}\right) \cdot \operatorname{III}_{\frac{1}{T_{c,A}}}(f) \cdot e^{-j\Delta\phi_{c,A}}, \quad (3.23)$$

$$\underline{C}_{M2}(f) = \frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(f \frac{T_{c,A}}{2}\right) e^{-j\pi f T_{c,A}} \cdot \operatorname{III}_{\frac{1}{T_{c,A}}}(f) \cdot e^{-j\Delta\phi_{c,A}}. \quad (3.24)$$

Die zusätzliche Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,A} := 2\pi f \Delta t_{c,A}$ entspricht einer Abweichung $\Delta t_{c,A}$ vom idealen Timing des AMUX-DAC-Aufbaus. In Abbildung 3.10 ist die Auswirkung der zusätzlichen Phasenverschiebung der Taktsignale der Mischer von $\Delta\phi_{c,A} = 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$ und 180° (Worst-Case-Timing in Abbildung 3.9) auf den Amplitudenverlauf (a) und auf den ENoB-Verlauf (b) des Ausgangssignals des AMUX im Vergleich zum idealen AMUX-Ausgangssignal bei einer Abtastrate von 100 GS/s dargestellt. Die Amplitudenverläufe sinken gegenüber dem idealen Verlauf für steigende Frequenzen und steigende Phasenverschiebungen bis zu einer Frequenz von ca. 33 GHz. Bei einer zusätzlichen Phasenverschiebung vom $\Delta\phi_{c,A} = 180^\circ$, dem Worst-Case-Szenario, kommt es zu einem maximalen Amplitudenverlust von 93% (von $0,824 V_{pp}$ auf $0,058 V_{pp}$). Ab einer Frequenz von etwa 33 GHz steigen die Amplitudenverläufe wieder auf den idealen Wert bei der maximalen Ausgangsfrequenz $f_u \rightarrow f_{n,A} = 50$ GHz ($f_{n,A}$ ist die Nyquistfrequenz des AMUX vgl. S.12) an.

Damit kommt es zu erheblichen Amplitudenverlusten der Signaltöne der Sinussynthese im Übergang zwischen dem mittleren Frequenzbereich (vgl. Punkt II auf S.23) und dem hohen Frequenzbereich (vgl. Punkt III auf S.23) des AMUX für zusätzliche Phasenverschiebungen des Taktsignals. Der ENoB-Verlauf in Abbildung 3.10b weist eine Sonderform der b-Typ ENoB-Charakteristik auf (vgl. Abbildung 3.1). Bei niedrigen sowie hohen Frequenzen steigt der ENoB mit steigender zusätzlicher Phasenverschiebung der Taktsignale der Mischer. Für steigende Frequenzen und steigender zusätzlicher Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,A}$ fällt der ENoB stetig bis zu einer Frequenz von ca. 33 GHz ab. Für Frequenzen oberhalb von 33 GHz steigt der ENoB wieder stetig bis auf den erhöhten ENoB-Wert für die jeweilige zusätzliche Phasenverschiebung an. Die Besonderheit dieser ENoB-Verläufe im Vergleich mit der bisher definierten b-Typ-Charakteristik ist der Anstieg des ENoB für niedrige und hohe Frequenzen. In der bisher definierten b-Typ-Charakteristik beginnen und enden die ENoB-Verläufe in der idealen ENoB-Kurve.

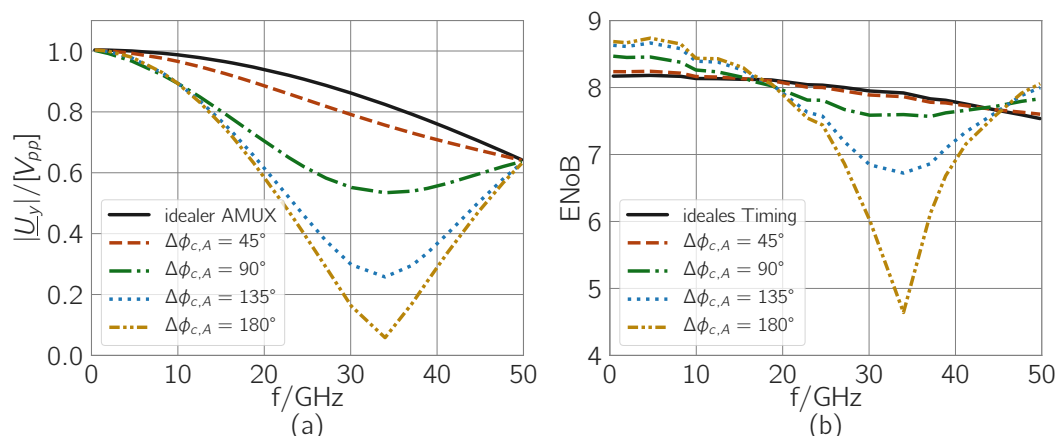


Abbildung 3.10: Spitze-Spitze-Wert des AMUX-Ausgangsamplitudenverlauf bei $f_{s,A} = 100 \text{ GS/s}$ und der entsprechende ENoB-Verlauf für eine Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,A}$ der Taktsignale der Mischer.

Zusätzlich ist das Minimum der Badewannenkurve von der Mitte des Ausgangsfrequenzbereichs hin zu höheren Frequenzen (ca. $\frac{2f_{n,A}}{3}$) verschoben.

Die Ursache dieses Verhaltens lässt sich mit Hilfe des Ablaufschemas des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells des AMUX aus Abschnitt 2.2 herleiten. Dazu wird zunächst die Auswirkung der zusätzlichen Phasenverschiebung auf die Taktsignale der Mischer $C_{M1,2}(f)$ (vgl. Gleichung 3.23 und 3.24) in Abbildung 3.11 dargestellt. Im idealen Fall, also einer zusätzlichen Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,A} = 0^\circ$, sind die Spektren in Abbildung 2.5b und Abbildung 3.11 identisch. Beide Spektren $\underline{C}_{M1,2}(f)$ in Abbildung 3.11 weisen einen Dirac-Kamm mit einer Sinc-Aperturfunktion auf. Der Frequenzanteil bei der Frequenz $f = 0$ ist in beiden Spektren gleich dem Wert des Gleichanteils der zugrundeliegenden Rechteckfunktion und damit unabhängig von der Phasenverschiebung. Der Unterschied zwischen den Spektren $\underline{C}_{M1}(f)$ und $\underline{C}_{M2}(f)$ im Idealfall liegt in der Phasenverschiebung des zweiten Spektrums bei dem Wert $\pi f T_{c,A}$ (vgl. Gleichung 3.23 und 3.24). Dieser Phasenunterschied zwischen den Taktsignalen der Mischer führt dazu, dass die skalierten Dirac-Impulse der beiden Spektren für alle Frequenzen ungleich Null eine Phasenbeziehung von 180° zueinander aufweisen. Des Weiteren sind die Frequenzanteile von $\underline{C}_{M1,2}(f)$ im Idealfall alle rein reell mit einer Phase von 0° bzw. 180° . Die Abweichung vom idealen Timing führt zu zusätzlichen Phasenverschiebungen $\Delta\phi_{c,A} = 2\pi f \Delta t_{c,A}$ der Frequenzanteile von $\underline{C}_{M1,2}(f)$ für alle Frequenzen wie in Abbildung 3.11 für $\underline{C}_{M1,2}(f_{c,A})$ angedeutet. Für die Frequenz $f = 0$ ist die zusätzliche Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,A} = 0$, weswegen der Gleichanteil keine Änderung erfährt. Da die zusätzliche Phasenverschiebung den gleichen Einfluss auf $\underline{C}_{M1}(f)$ als auch auf $\underline{C}_{M2}(f)$ besitzt, bleibt die Phasenbeziehung zwischen den Frequenzanteilen für $f \neq 0$ von $\underline{C}_{M1}(f)$ zu $\underline{C}_{M2}(f)$ bei 180° . Das Worst-Case-Szenario führt, wie in Abbildung 3.11 angedeutet, zu einer Phasenverschiebung aller Frequenzanteile $f \neq 0$ um 180° . Das bedeutet, dass im Worst-Case-Szenario $\underline{C}_{M1}(f)$ identisch zu $\underline{C}_{M2}(f)$ im Idealfall bzw. $\underline{C}_{M2}(f)$ im Worst-Case-Szenario identisch

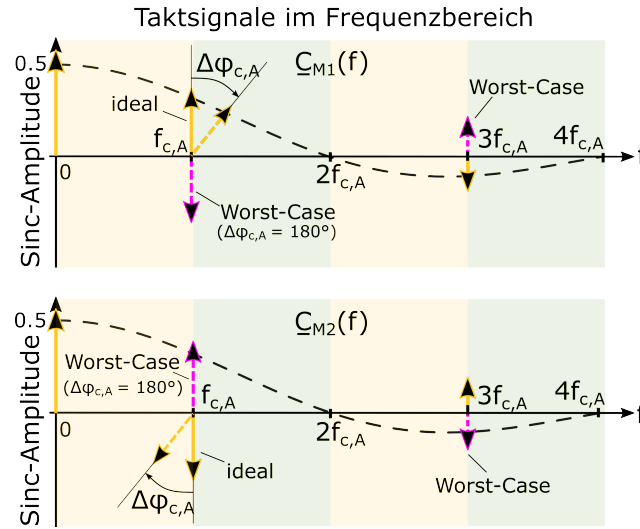


Abbildung 3.11: Taktsignale der beiden Mischer im Frequenzbereich.

zu $\underline{C}_{M1}(f)$ im Idealfall ist.

Um die Ursache für den Verlust der effektiven Auflösung durch das Takt-zu-Signal-Timing herzuleiten, wird das Worst-Case-Szenario betrachtet. In Abbildung 3.12 sind die Spektren an den Mischerausgängen für das Worst-Case-Szenario aufgetragen. Der Unterschied zu den Mischerspektren $\underline{X}_{M1,2}(f)$ in Abbildung 2.8 des Idealfalls ist die Drehung der gespiegelten Abbilder um 180° . Diese Drehung ist durch die Spiegelung der Spektren an der Frequenzachse dargestellt. Durch die Phasendrehung der gespiegelten Abbilder um 180° invertiert sich die Phasenbeziehung der Signal- und Residualtöne im Basisband zu den Signal- und Residualtönen im gespiegelten Abbild. Für das ideale Timing setzen sich die Gesamt-Signaltöne des Ausgangsspektrum in Punkt A (vgl. S.22)

$$\underline{s}_l^y = (\underline{s}_{1l}^b + \underline{s}_{2l}^b) + (\underline{s}_{1l}^i + \underline{s}_{2l}^i) \quad (3.25)$$

und Punkt B (vgl. S.22)

$$\underline{s}_u^y = (\underline{s}_{1u}^b + \underline{s}_{2u}^b) + (\underline{s}_{1u}^i + \underline{s}_{2u}^i) \quad (3.26)$$

zusammen. Für das Worst-Case-Szenario setzen sich die Gesamt-Signaltöne des Ausgangsspektrum aufgrund der 180° Phasenverschiebung des gespiegelten Abbildes in Punkt A (vgl. S.22)

$$\underline{s}_l^y = (\underline{s}_{1l}^b + \underline{s}_{2l}^b) - (\underline{s}_{1l}^i + \underline{s}_{2l}^i) \quad (3.27)$$

und Punkt B (vgl. S.22)

$$\underline{s}_u^y = (\underline{s}_{1u}^b + \underline{s}_{2u}^b) - (\underline{s}_{1u}^i + \underline{s}_{2u}^i) \quad (3.28)$$

zusammen. Die Veränderung betrifft dabei nur das Vorzeichen der Phasorpaare $\underline{s}_{1,2l}^i$ und $\underline{s}_{1,2u}^i$ im gespiegelten Abbild. Dieser Vorzeichenwechsel führt zu dem Amplitudenverlust, welcher in Abbildung 3.10a zu erkennen ist. Für die niedrigsten Frequenzen

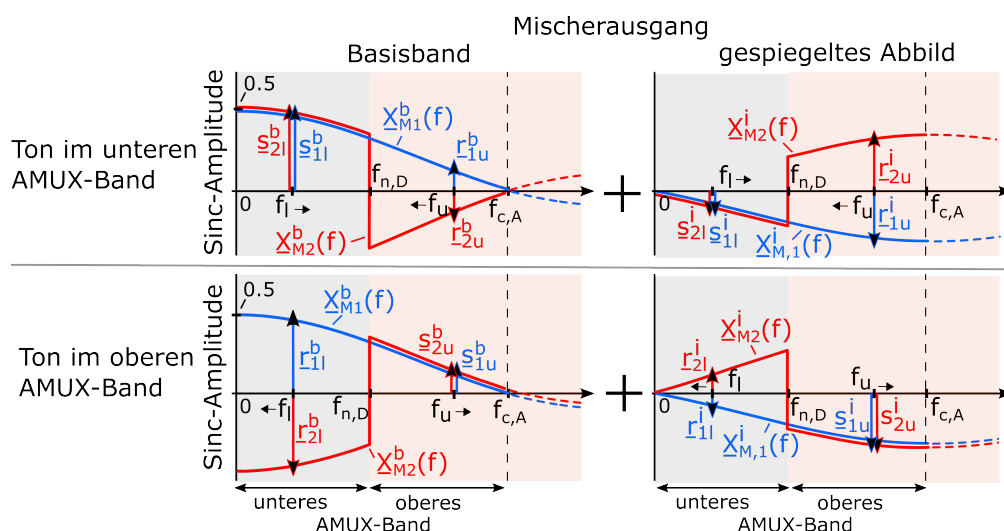


Abbildung 3.12: Spektren $\underline{X}_{M1,2}(f)$ am Mischerausgang für das Worst-Case-Szenario mit einer Taktphasenverschiebung von $\Delta\phi_{c,A} = 180^\circ$.

im unteren AMUX-Band sind die Signalamplituden $|s_{1,2l}^i|$ wegen der gespiegelten Sinc-Aperturfunktion im gespiegelten Abbild vernachlässigbar gering, wodurch bei dieser Frequenz kein nennenswerter Amplitudenverlust des Gesamt-Signaltones des AMUX zu erkennen ist. Bei steigender Frequenz f_l steigt die Signalamplitude $|s_{1,2l}^i|$ im gespiegelten Abbild aufgrund der Sinc-Aperturfunktion wie in Punkt A3. (vgl. S.22) beschrieben. Gleichzeitig sinkt die Signalamplitude $|s_{1,2l}^b|$ (vgl. Punkt A2., S.22). Insgesamt führt dies zu einer Verringerung der Amplitude des Gesamt-Signaltones s_y^l für steigende Signalfrequenz f_l . Diese Tendenz setzt sich für niedrige Frequenzen des oberen AMUX-Bandes (vgl. Punkt B, S.22) fort. Für die Signalfrequenz f_u des Gesamt-Signaltones im oberen AMUX-Band bei der die Signalamplitude $|s_{1,2u}^b|$ des Basisbandes gleich groß ist wie die der Signalamplitude $|s_{1,2u}^i|$ des gespiegelten Abbildes, erreicht die Amplitude des Gesamt-Signaltones s_y^u im oberen AMUX-Band den Wert Null. Diese Frequenz kann numerisch bestimmt werden zu $f_u \approx 0,611 \cdot f_{c,A} = 0,611 \cdot f_{n,A}$. Steigt die Signalfrequenz weiter, dominiert der Signalton $s_{1,2u}^i$ die Amplitude des Gesamt-Signaltones s_y^u , welcher dadurch eine Phasendrehung von 180° im Vergleich zu dem gewünschten Ton im Idealfall (vgl. Abbildung 2.8) besitzt.

Tritt eine Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,A} < 180^\circ$ d.h. kleiner als im Worst-Case-Szenarios auf, drehen sich die Signal- und Residualtöne im gespiegelte Abbild um $\Delta\phi_{c,A} < 180^\circ$. Dadurch summieren sich die Signaltöne des Gesamt-Signaltones weder rein konstruktiv (Gleichung 3.25 und 3.26) noch rein destruktiv (Gleichung 3.27 und 3.28). Beispielhaft ist in Abbildung 3.13 die Summation der komplexen Signaltöne im gespiegelten Abbild $s_{1,2l}^i$ mit den reellen Signaltönen $s_{1,2l}^b$ im Basisband im unteren AMUX-Band in der komplexen Ebene dargestellt. Es wird deutlich, dass der Betrag des Gesamt-Signaltones s_y^l durch die zusätzliche Phasenverschiebung zunächst verringert wird. Den minimalen Betrag besitzt der resultierende Signalton im Worst-Case-Szenario bei einer Phasenver-

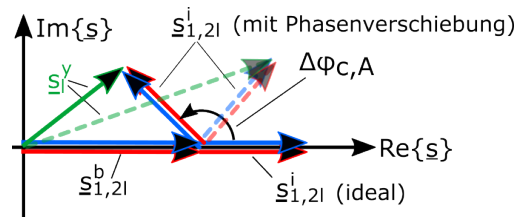


Abbildung 3.13: Summation der Signaltöne $\underline{s}_{1,2l}^b$, $\underline{s}_{1,2l}^i$ im unteren AMUX-Band in Abhängigkeit der Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,A}$ in der komplexen Ebene.

schiebung von $\Delta\phi_{c,A} = 180^\circ$. Bei Phasenverschiebungen $\Delta\phi_{c,A} > 180^\circ$ steigt der Betrag von \underline{s}_l^y wieder an. Daraus resultiert, dass der Amplitudenverlust für Phasenverschiebungen bis 180° stetig steigt, bei 180° ihr Maximum besitzt und für $\Delta\phi_{c,A} > 180^\circ$ wieder abnimmt. Die Residualtöne $r_{1,2u}^b$ bzw. $r_{1,2l}^b$ im Basisband für Punkt A bzw. B sowie die Residualtöne $r_{1,2u}^i$ und $r_{1,2l}^i$ im gespiegelten Abbild für Punkt A bzw. B heben sich aufgrund der unveränderten 180° Phasenverschiebung zueinander weiterhin auf. Es treten somit keine Gesamt-Residualtöne durch ein nicht ideales Takt-zu-Signal-Timing auf. Der Grund für den Verlust an effektiver Auflösung liegt rein bei dem Verlust der Signalamplitude des Gesamt-Signaltones, wodurch der SINAD und damit der ENoB verringert wird. Die Anhebung des ENoB über den zu erwartenden Idealwert bei niedrigen und hohen Frequenzen rührt von der Erniedrigung des Quantisierungsrauschens im Frequenzbereich des maximalen Amplitudenverlustes her. Für das Quantisierungsrauschen am Ausgang des AMUX gelten die selben Überlegungen bezüglich der Amplitudenverlustes wie für die Signal und Residualtöne. Durch diese Erniedrigung des Quantisierungsrauschens und der nicht reduzierten Signalamplituden der niedrigen und hohen Frequenzen erhöht sich der SINAD und damit der ENoB bei diesen Frequenzen. Durch die Anhebung des ENoB bei diesen Frequenzen und der Verschiebung des maximalen ENoB-Verlustes zu Frequenzen größer als $\frac{f_{c,A}}{2}$ weist der ENoB eine spezielle, verschobene b-Typ ENoB-Charakteristik auf. Der FBV-Effekt bewirkt für das Takt-zu-Signaltiming keine qualitative Spiegelsymmetrie zwischen dem oberen und dem unteren AMUX-Bandspektrum, da die Nichtidealität nur Einfluss auf die Abbilder, jedoch keinen Einfluss auf die Basisbänder der Mischerspektren besitzt.

Zur Optimierung der effektiven Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus ist die Kalibrierung des Takt-zu-Signal-Timings essentiell. Als Kalibrierungsgröße kann entweder die Signalamplitude im kritischen Frequenzbereich von $f \approx 0.611 \cdot f_{n,A}$ oder eine durch die in Abschnitt 4.4 vorgestellte Spitzenwert-Detektorschaltung erzeugte dc-Kalibrationsspannung dienen. In Abschnitt 4.4 wird ein Kalibrationsverfahren vorgestellt, welches mit Hilfe der Spitzenwert-Detektorschaltung eine rudimentäre Kalibration des Takt-zu-Signal-Timings ermöglicht. Falls keine Spitzenwert-Detektorschaltung in der AMUX-Schaltung vorgesehen wurde, kann durch Maximieren der Signalamplitude im kritischen Frequenzbereich das ideale Timing zwischen dem Taktsignal und den Eingangssignalen eingestellt werden. Mit der Erkenntnis dieses Abschnittes lässt sich das Kalibrationsverfahren aus Abschnitt 4.4 herleiten und damit jeder AMUX-DAC-Aufbau für jegliche

Abtastrate anhand einer dc-Kalibrations-spannung kalibrieren. Auftretende Residualtöne können für die Kalibrierung des Takt-zu-Signal-Timings vernachlässigt werden, da diese eine andere Ursache aufweisen müssen.

3.2.2 Signal-zu-Signal-Timing

In Kapitel 2 wurde das ideale Timing und damit die ideale Phasenbeziehung zwischen den Eingangssignalen zur Generierung der gewünschten Ausgangssignale hergeleitet. Zu diesem Zweck wurde eine Zeitverschiebung $\Delta t_{c,D2} = \frac{T_{s,D}}{2} = \frac{T_{c,A}}{2}$ des Taktsignals $c_{D2}(t)$ von DAC2 festgelegt (vgl. Abbildung 2.2). Damit ergibt sich eine Phasenverschiebung zwischen den Taktsignalen der DACs von $\Delta\phi_{c,D2} = 2\pi f_{c,D} \frac{T_{s,D}}{2} = \frac{\pi}{2}$. Diese Phasenverschiebung führt zu der Phasenverschiebung von 180° des zweiten und dritten Nyquistbandes des Eingangssignals von DAC2 gegenüber dem Eingangssignal von DAC1 (vgl. Abbildung 2.7 sowie Gleichung 2.26 und 2.28). Erst durch diese Phasenbeziehung eliminieren sich die Residualtöne $\underline{r}_{1,2u}^b$, $\underline{r}_{1,2u}^i$ (vgl. Punkt A, S.22) bzw. $\underline{r}_{1,2l}^b$, $\underline{r}_{1,2l}^i$ (vgl. Punkt B, S.22) im Ausgangsspektrum des AMUX. Die Phasenverschiebung des Taktsignals $c_{D2}(t)$ des zweiten DAC wird in dem, in dieser Arbeit verwendeten, Messaufbau durch eine interne Verzögerungsleitung des DAC5-Moduls von Micram erzeugt (vgl. Abbildung 6.23). Ohne die Einstellung dieser Verzögerungsleitung befinden sich die beiden Taktsignale der DACs zunächst in Phase. Die Phasenbeziehung der Eingangssignale kann zusätzlich durch Zeitverzögerungsdifferenzen zwischen den beiden Signalpfaden im AMUX-DAC-Aufbau beeinflusst werden. Der Signalpfad von den DACs zu der AMUX-Kernschaltung beinhaltet den Signalpfad des AMUX-Chips als auch den Signalpfad von den DACs zu den Daten-Eingängen des AMUX-Moduls, welche sich aus RF-Koaxialkabeln, RF-Steckverbindungen, Leitungsstrukturen auf dem Substrat sowie Bonddrahtverbindungen zusammensetzt. Toleranzen in diesen Schaltungselementen, wie zum Beispiel in der Länge der RF-Koaxialkabel, der Länge der Bonddrahtverbindungen können eine zusätzliche Zeitverzögerung und damit eine zusätzliche Phasenverschiebung zwischen den Eingangssignalen hervorrufen. Eine nicht ideale Einstellung des Timings zwischen den Eingangssignalen führt zu einer Beeinflussung der effektiven Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus [18].

Um die Auswirkungen des Signal-zu-Signal-Timings zu untersuchen, wird eine Abweichung des, in Abschnitt 2.2 eingeführten, idealen Signal-zu-Signal-Timings in den Modellgleichungen eingebracht. Dies kann mit Hilfe einer zusätzlichen Zeitverzögerung in einem der beiden Eingangssignale umgesetzt werden. Im Folgenden wird eine zusätzliche Zeitverzögerung Δt_{x1} in der Modellgleichung des Eingangssignals

$$\underline{X}_1(f) = \frac{U_{sw}}{2} \left(\check{X}_1(f) * \text{III}_{f_{s,D}}(f) \cdot e^{-j2\pi f \Delta t_{x1}} \right) \cdot \text{sinc} \left(\frac{f}{f_{s,D}} \right) \quad (3.29)$$

eingeführt. Die Modellgleichung des Eingangssignals $\underline{X}_2(f)$ bleibt für die Folgenden Untersuchungen unverändert (vgl. Gleichung 2.28). Ohne Kalibration des Timings der Eingangssignale des AMUX-DAC-Aufbaus liegt die zusätzliche Zeitverzögerung zwischen

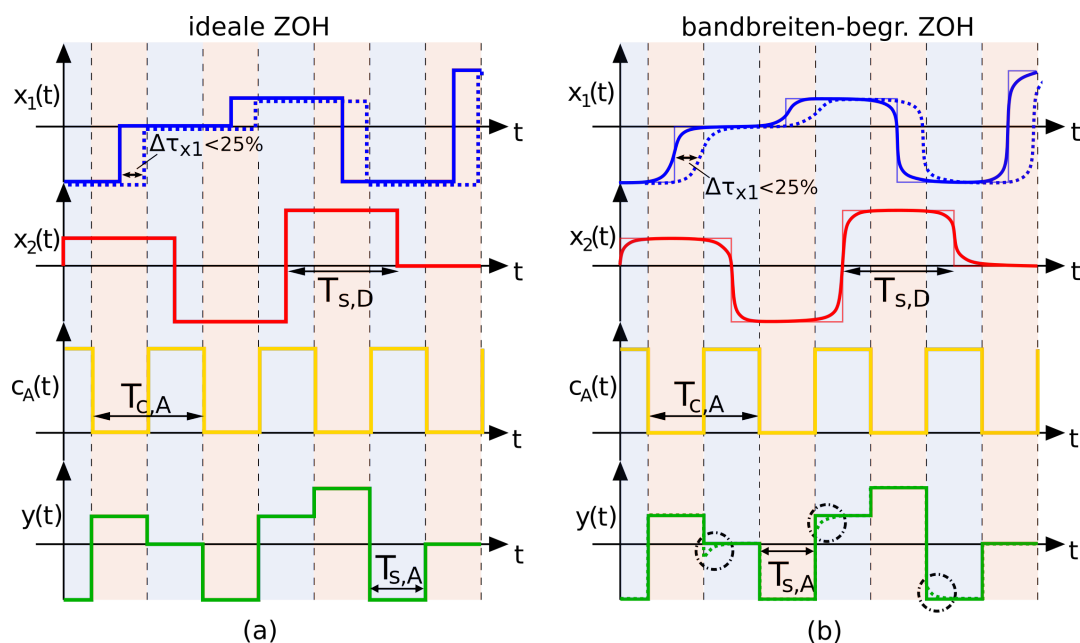


Abbildung 3.14: Zeitliche Ansicht der Abtastung der Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ mit einer Zeitverzögerung Δt_{x1} für ideal ZOH- (a) und bandbreiten-begrenzte ZOH-Eingangssignale (b).

den Eingangssignalen zwischen $\Delta t_{x1} = \pm \frac{T_{s,D}}{2}$, mit der Annahme, dass die Phasenverschiebung zwischen den Taktsignalen der DACs ohne Kalibration zunächst arbiträr ist. Um die Abhängigkeit der effektiven Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus bezüglich des Signal-zu-Signal-Timings unabhängig von absoluten Werten ausdrücken zu können, wird eine relative Zeitverzögerung $\Delta\tau_{x1}$ vom idealen Timing eingeführt. Die relative Zeitverzögerung wird als das Verhältnis von Δt_{x1} zur Periodendauer $T_{c,A}$ des Taktsignals $c_A(t)$ des AMUX definiert. Dies bedeutet, dass zusätzliche Zeitverzögerungen von $\Delta t_{x1} = 4,5$ ps, 4,75 ps bzw. 5 ps relativen Zeitverzögerungen von $\Delta\tau_{x1} := \frac{|\Delta t_{x1}|}{T_{c,A}} = 22,5\%$, 23,75% bzw. 25% für eine Periodendauer von $T_{c,A} = 20$ ps entsprechen. Diese Periodendauer entspricht wiederum einer Taktsignalfrequenz von $f_{c,A} = 50$ GHz und damit einer Abtastrate des AMUX von $f_{s,A} = 100$ GS/s. Ohne Kalibration des Timings der Eingangssignale sind relative Zeitverzögerungen von maximal $\Delta\tau_{x1} = 50\%$ möglich. In Abbildung 3.14 ist das Schaltverhalten des AMUX mit und ohne einer relativer Zeitverzögerung $\Delta\tau_{x1}$ für ideale ZOH-Eingangssignale und bandbreiten-begrenzte ZOH-Eingangssignale aufgetragen. Für die idealen ZOH-Eingangssignale, wie in Abbildung 3.14a dargestellt, besitzen relative Zeitverzögerungen $\Delta\tau_{x1} < 25\%$ keine Auswirkungen auf das Ausgangssignal und damit den ENoB des Ausgangssignals. Mit relativen Zeitverzögerungen $\Delta\tau_{x1} < 25\%$ tastet das Taktsignal $c_A(t)$ weiterhin den korrekten, quasi-statischen Datenwert der ZOH-Funktionen der Eingangssignale ab, wodurch das Ausgangssignal $y(t)$ dem idealen Ausgangssignal entspricht. Erst für relative Zeitverzögerungen $\Delta\tau_{x1} \geq 25\%$ wird die Flanke des idealen Eingangssignals $x_1(t)$ abgetastet, was

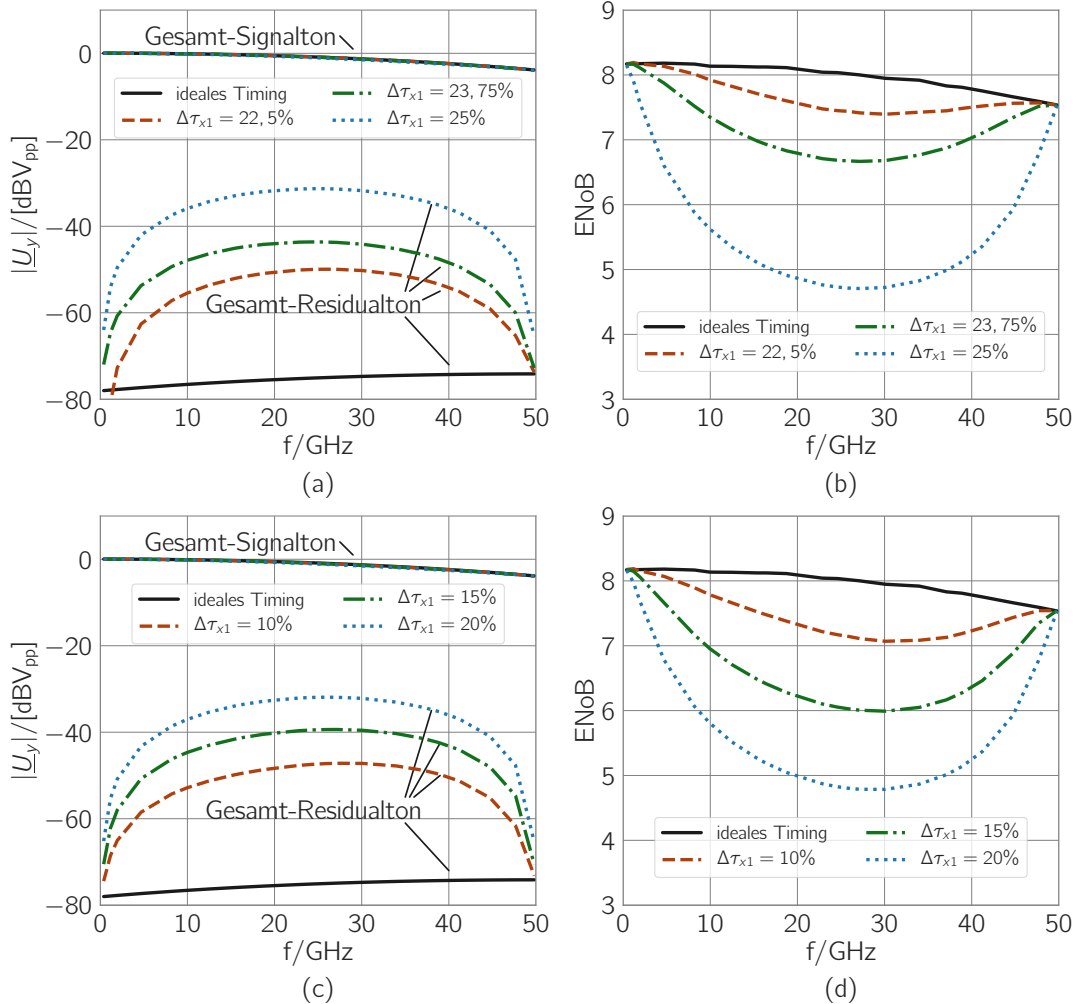


Abbildung 3.15: Amplituden der Gesamt-Signaltöne des AMUX sowie der Gesamt-Residualtöne über der synthetisierten Signalfrequenz bei $f_{s,A} = 100$ GS/s (a) und der entsprechende ENOB-Verlauf (b), für eine zusätzliche Zeitverzögerung $\Delta\tau_{x1}$ zwischen den quasi-idealen ZOH-Eingangssignalen. (c) und (d) wie Abb. (a) und (b) jedoch mit einer Tiefpassfilterung der ZOH-Eingangssignale mit einer 3dB-Grenzfrequenz von 100 GHz.

zu einer Verzerrung des Ausgangssignals $y(t)$ und damit einem Verlust der effektiven Auflösung führt. In der Umsetzung der Modellgleichung des AMUX (vgl. Abschnitt 2.2) in dem AMUX-Python-Skript besitzen die Eingangssignale keine ideale Flankensteilheit (Anstieg- und Abfallzeiten von 0,3125 ps), wodurch bereits zusätzliche, relative Zeitverzögerungen von $\Delta\tau_{x1} \geq 22,5\%$ Auswirkungen auf das Ausgangssignal besitzen. Wird die Flankensteilheit der ZOH-Eingangssignale durch eine Bandbreitenbegrenzung weiter reduziert, erhöht sich die Empfindlichkeit der effektiven Auflösung im Zusammenhang mit der relativen Zeitverzögerung, wie in Abbildung 3.14b dargestellt. Dies hat zur Folge, dass bereits relative Zeitverzögerungen $\Delta\tau_{x1} \geq 10\%$ zu einer Abtastung der Flanke des Eingangssignals $x_1(t)$ führen und damit das Ausgangssignal $y(t)$ beeinflusst (vgl. Abbildung 3.14b gestrichelte Kreise). Der AMUX tastet somit nicht mehr den gewünschten Datenwert des Eingangssignals $x_1(t)$ ab, was zu einer Verzerrung des Ausgangssignals und damit einem Verlust der effektiven Auflösung führt. In Abbildung 3.15a sind die Amplituden der Gesamt-Signaltöne, sowie die Amplituden der zugehörigen Gesamt-Residualtöne des AMUX in Abhängigkeit der relativen Zeitverzögerung $\Delta\tau_{x1} = 22,5\%$, $23,75\%$ bzw. 25% für eine Abtastrate von $f_{s,A} = 100$ GS/s in Dezibel aufgetragen. Die Eingangssignale stellen zunächst die im AMUX-Python-Skript umgesetzten Modellgleichung (vgl. Gleichung 2.21 und 2.23) dar, welche aufgrund der nicht idealen Flankensteilheit als quasi-ideale ZOH-Funktionen bezeichnet werden. Durch Erhöhung von $\Delta\tau_{x1}$ fällt die Gesamt-Signalamplitude maximal um $0,183$ dBV_{pp} im Vergleich zum idealen Amplitudenverlauf ab (nicht erkennbar in Abbildung 3.15). Die Amplitude der Gesamt-Residualtöne hingegen zeigt eine stärkere Abhängigkeit bezüglich der relativen Zeitverzögerung. Während die Amplituden der Gesamt-Residualtöne für das ideale Timing aufgrund der Sinc-Aperturfunktion von -78 dBV_{pp} zu -75 dBV_{pp}, leicht ansteigen, weisen die Gesamt-Residualtöne für das nicht ideale Timing eine umgekehrte Badewannenform auf. Die Amplituden beginnen bei niedrigen Frequenzen jenseits von -60 dBV_{pp}. Für steigende Frequenzen steigen die Residualamplituden auf ein Maximum bei der mittleren Frequenz von 25 GHz an und sinken danach wieder auf Werte jenseits von -60 dBV_{pp} ab. In Abbildung 3.15b ist der entsprechende ENoB-Verlauf des AMUX in Abhängigkeit der relativen Zeitverzögerung $\Delta\tau_{x1}$ aufgetragen. Unabhängig von $\Delta\tau_{x1}$ beginnen und enden alle ENoB-Verläufe im ENoB-Verlauf für ideales Timing. Für steigende Signalfrequenzen und steigendes $\Delta\tau_{x1}$ fällt der ENoB bis zu den mittleren Frequenzen ab und steigt danach wieder auf den Wert des ENoB-Verlaufs des idealen Timings an. Die ENoB-Verläufe weisen damit eine eindeutige b-Typ ENoB-Charakteristik auf (vgl. Abbildung 3.1).

In Abbildung 3.15c sind die Amplituden der Gesamt-Signaltöne, sowie die Amplituden der zugehörigen Gesamt-Residualtöne des AMUX in Abhängigkeit der relativen Zeitverzögerung $\Delta\tau_{x1} = 10\%$, 15% bzw. 20% in Dezibel aufgetragen. Die quasi-idealen Eingangssignale sind durch eine Tiefpassfilterung mit einer 3dB-Grenzfrequenz von 100 GHz zusätzlich bandbreiten-begrenzt. Die Ergebnisse der Amplitudenverläufe des Gesamt-Signaltönen und des Gesamt-Residualtons gleichen qualitativ den Ergebnissen für die quasi-idealen ZOH-Eingangssignale in Abbildung 3.15a,b. Jedoch werden die Ergebnisse bereits mit relativen Zeitverzögerungen von $\Delta\tau_{x1} = 10\%$, 15% bzw. 20% anstatt $\Delta\tau_{x1} = 22,5\%$, $23,75\%$ bzw. 25% erzeugt. Auch die in Abbildung 3.15d aufgetra-

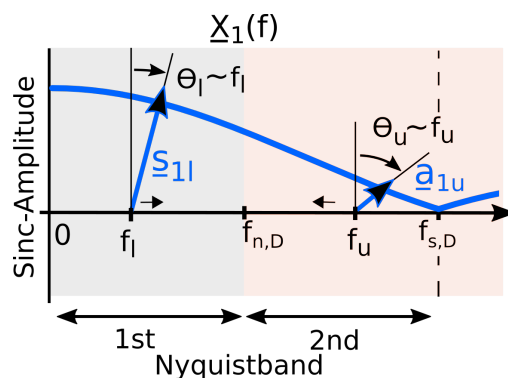


Abbildung 3.16: Die zusätzliche Zeitverzögerung Δt_{x1} des DAC-Signal $x_1(t)$ führt zu zusätzlichen Phasenverschiebungen Θ_l bzw. Θ_u der Töne im ersten bzw. zweiten Nyquistband.

genen ENoB-Verläufe entsprechen den Ergebnissen aus Abbildung 3.15b qualitativ. Die ENoB-Verläufe weisen ebenfalls eine eindeutige b-Typ ENoB-Charakteristik auf (vgl. Abbildung 3.1).

Die Ursache für die Entstehung der b-Typ ENoB-Charakteristik lässt sich mit Hilfe des Ablaufschemas des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells des AMUX aus Abschnitt 2.2 herleiten. Zunächst kann die Auswirkung der zusätzlichen Zeitverzögerung Δt_{x1} auf das Eingangssignal $\underline{X}_1(f)$ im Frequenzbereich in Abbildung 3.16 dargestellt werden. Eine zusätzliche Zeitverzögerung des Eingangssignals $x_1(t)$ lässt sich durch eine Phasenverschiebung der Signaltöne und Abbilder in den Nyquistbändern von $\underline{X}_1(f)$ darstellen. Das funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell des AMUX aus Abschnitt 2.2 berücksichtigt nur die ersten beiden Nyquistbänder und die darin definierten Töne $\underline{s}_{1,2l}$ und $\underline{a}_{1,2u}$ (vgl. Abbildung 2.7). Dadurch lassen sich zwei Phasenverschiebungen für den Signalton \underline{s}_{1l} im ersten Nyquistband und für das Abbild \underline{a}_{1u} im zweiten Nyquistband auf Grund der zusätzlichen Zeitverzögerung definieren. Die Phasenverschiebung des Signaltones im ersten Nyquistband ergibt sich zu $\Theta_l := 2\pi f_l \Delta t_{x1}$ und die des Abbildes im zweiten Nyquistbandes zu $\Theta_u := 2\pi f_u \Delta t_{x1}$. Die Frequenz $f_u = f_{s,D} - f_l$ im zweiten Nyquistband (vgl. Punkt A1, S.22) ist größer-gleich der Frequenz f_l im ersten Nyquistband. Dadurch ist die Phasenverschiebung des Abbildes \underline{a}_{1u} größer als die des Signaltones \underline{s}_{1l} . Für steigende Frequenzen f_l steigt die Phasenverschiebung Θ_l proportional mit der Frequenz an. Für steigende Frequenzen f_l fällt die Frequenz f_u und damit die zugehörige Phasenverschiebung Θ_u (vgl. Pfeile in Abbildung 3.16) ab. Für den Grenzwert $f_l \rightarrow f_{n,D}$ läuft auch die Frequenz $\lim_{f_l \rightarrow f_{n,D}} f_u = f_{n,D}$ gegen die Nyquistfrequenz der Eingangssignale. Dadurch sind für diesen Grenzwert die Phasenverschiebungen Θ_l und Θ_u identisch. Für die niedrigsten Frequenzen f_l ist die Phasenverschiebung Θ_l vernachlässigbar klein, während die Phasenverschiebung Θ_u maximal wird. In Abbildung 3.17 sind die Ausgangsspektren der Mischer für eine zusätzliche Zeitverzögerung $\Delta \tau_{x1}$ des Eingangssignals $\underline{X}_1(f)$ dargestellt. Durch die Faltung der Eingangssignale mit den Taktsignalen der Mischer entstehen, wie in Abschnitt 2.2 beschrieben, die Basisspektren $\underline{X}_{1,2}^b(f)$ und

die gespiegelten Abbilder $\underline{X}_{1,2}^i(f)$ im unteren Seitenband von $f_{c,A}$. Durch die Spiegelung treten im gespiegelten Abbild die Phasenverschiebung Θ_u bei dem Signalton \underline{s}_{1l}^i (vgl. Ablaufschema Punkt A) bzw. Residualton r_{1l}^i (vgl. Ablaufschema Punkt B) bei der Frequenz f_l und die Phasenverschiebung Θ_l bei dem Residualton r_{1u}^i (vgl. Punkt A, S.22) bzw. Signalton s_{1u}^i (vgl. Punkt B, S.22) bei der Frequenz f_u auf. Für Frequenzen im unteren AMUX-Band (vgl. Punkt A, S.22) sinkt die Phasenverschiebung Θ_u im gespiegelten Abbild mit steigender Signalfrequenz f_l und die Phasenverschiebung Θ_l steigt mit steigender Signalfrequenz f_l . Für Frequenzen im oberen AMUX-Band (vgl. Punkt B, S.22) steigt die Phasenverschiebung Θ_u im gespiegelten Abbild mit steigender Signalfrequenz f_u und die Phasenverschiebung Θ_l sinkt mit steigender Signalfrequenz f_u .

Zunächst wird die Generierung eines Signaltones im unteren AMUX-Band betrachtet (vgl. Punkt A). Aufgrund der Phasenverschiebung Θ_l des Signaltones \underline{s}_{1l}^b im Basisband und der Phasenverschiebung Θ_u des Signaltones \underline{s}_{1l}^i im gespiegelten Abbild ist der Punkt A4. des Ablaufschemas (die konstruktive Superposition der Signaltöne) nicht mehr ideal erfüllt. Abhängig von der Signalfrequenz weicht die Phasenbeziehung zwischen den Signaltönen $\underline{s}_{1,2l}^b$ und $\underline{s}_{1,2l}^i$ vom Idealwert Null ab. Dies führt zu dem Verlust von maximal 0,183 dBV_{pp} der Gesamt-Signalamplitude gegenüber dem idealen Amplitudenverlauf (nicht erkennbar in Abbildung 3.15a,c). Für sehr niedrige Signalfrequenzen $f_l \rightarrow 0$ ist der Verlust der Gesamt-Signalamplitude durch die zusätzliche Zeitverzögerung vernachlässigbar. Bei dieser Signalfrequenz geht die Phasenverschiebung Θ_l gegen Null, wodurch sich die Signaltöne $\underline{s}_{1,2l}^b$ im Basisband noch ideal konstruktiv überlagern. Zusätzlich sind die Signalamplituden $|\underline{s}_{1,2l}^i|$ wegen der Sinc-Aperturfunktion im gespiegelten Abbild vernachlässigbar klein (vgl. Punkt A3.). Für steigende Signalfrequenzen f_l steigt Θ_l an, Θ_u sinkt, $|\underline{s}_{1,2l}^b|$ sinkt im Basisband und $|\underline{s}_{1,2l}^i|$ steigt im gespiegelten Abbild. Dieses Verhalten führt insgesamt zu einem maximalen Amplitudenverlust des Signaltones bei Signalfrequenzen $f_l \rightarrow f_{n,D}$. Aufgrund der Phasenverschiebung Θ_u des Residualtons r_{1u}^b im Basisband und der Phasenverschiebung Θ_l des Residualtons r_{1u}^i im gespiegelten Abbild ist der Punkt A5. des Ablaufschemas (die Aufhebung der Residualtöne bei Superposition) nicht mehr ideal erfüllt. Abhängig von der Signalfrequenz liegt die Phasenbeziehung zwischen den Residualtönen $r_{1,2u}^b$ und $r_{1,2u}^i$ nicht mehr bei idealen 180°. Dies führt zu dem Anstieg der Gesamt-Residualamplitude in Abbildung 3.15a,c. Für sehr niedrige Signalfrequenzen $f_l \rightarrow 0$ ist der Anstieg der Gesamt-Residualamplitude durch die zusätzliche Zeitverzögerung vernachlässigbar klein. Bei dieser Signalfrequenz geht die Phasenverschiebung Θ_l gegen Null, wodurch sich die Residualtöne $r_{1,2u}^i$ im gespiegelten Abbild noch ideal aufheben. Zusätzlich sind die Residualamplituden $|r_{1,2u}^b|$ aufgrund der Sinc-Aperturfunktion im Basisband vernachlässigbar klein (vgl. Punkt A2.). Für steigende Signalfrequenzen f_l steigt Θ_l an, Θ_u sinkt, $|r_{1,2l}^i|$ sinkt im gespiegelten Abbild und $|r_{1,2l}^b|$ steigt im Basisband. Dieses Verhalten führt insgesamt zu einer maximalen Gesamt-Residualamplitude bei Signalfrequenzen $f_l \rightarrow f_{n,D}$. Die Generierung eines Signaltones im oberen AMUX-Band (vgl. Punkt B) entspricht der Generation im unteren AMUX-Band bis auf die Phasendrehung des Eingangssignals $\underline{X}_2(f)$ um 180°. Aufgrund des FBV-Effektes wiederholen sich die Effekte auf die Gesamt-Signalamplituden und Gesamt-Residualamplituden bezüglich der zusätzlichen Zeitverzögerung jedoch in gespiegelter Form. Der maximale Amplitu-

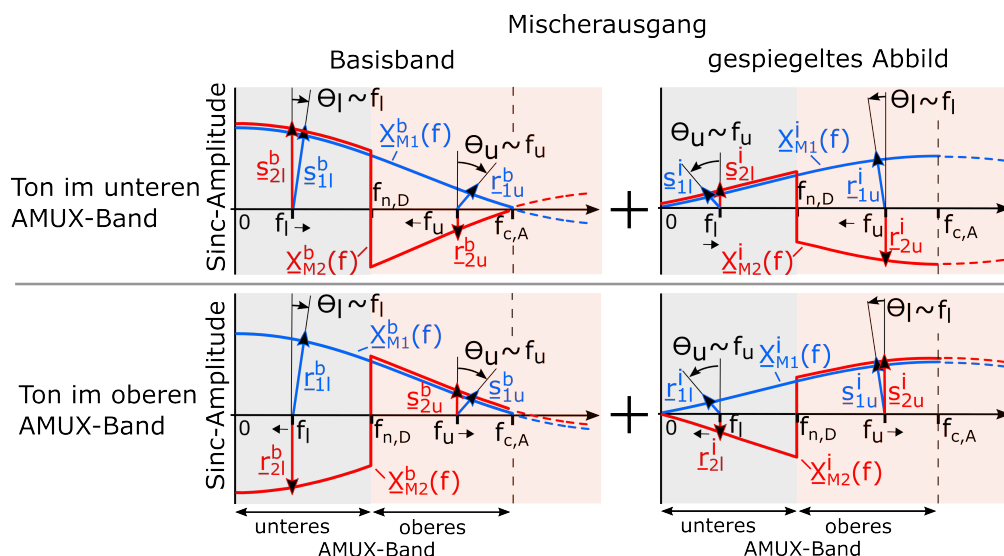


Abbildung 3.17: Spektren $X_{M1,2}(f)$ am Mischerausgang für eine Zeitverzögerung Δt_{x1} des ersten DAC-Signals $x_1(t)$, welche zu zusätzlichen Phasenverschiebungen Θ_l bzw. Θ_u der Töne im unteren bzw. oberen AMUX-Band führen.

denverlust des Gesamt-Signaltones und der maximale Anstieg des Gesamt-Residualtons entsteht für die niedrigsten Signalfrequenzen $f_u \rightarrow f_{n,D}$ im oberen AMUX-Band. Des Weiteren wird der Amplitudenverlust des Gesamt-Signaltones und der maximale Anstieg des Gesamt-Residualtons vernachlässigbar klein für Signalfrequenzen $f_u \rightarrow f_{c,A}$. Bei dieser Signalfrequenz geht die Phasenverschiebung Θ_l gegen Null, wodurch sich die Signaltöne $s_{1,2u}^i$ im gespiegelten Abbild noch ideal konstruktiv überlagern und die Residualtöne $r_{1,2l}^b$ im Basisband sich ideal aufheben. Zusätzlich sind die Signalamplituden $|s_{1,2u}^b|$ im Basisband und die Residualamplituden $|r_{1,2l}^i|$ im gespiegelten Abbild aufgrund der Sinc-Aperturfunktion vernachlässigbar klein (vgl. Punkt B3. und B2.). Der Anstieg der Gesamt-Residualamplitude und der Verlust der Gesamt-Signalamplitude im mittleren Frequenzbereich des AMUX-Spektrums führt zu dem ENoB-Verlust in Abbildung 3.15b,d und damit zu der b-Typ ENoB-Charakteristik. Der Verlust der Gesamt-Signalamplitude ist jedoch im Vergleich des Anstieges der Gesamt-Residualamplitude in erster Näherung vernachlässigbar (vgl. Abbildung 3.15a,c). Der ENoB-Verlust wird in erster Näherung durch den Anstieg der Gesamt-Residualamplitude hervorgerufen. Der FBV-Effekt bewirkt für das Signal-zu-Signal-Timing eine Spiegelsymmetrie zwischen dem oberen und dem unteren AMUX-Band, da die Nichtidealität sowohl Einfluss auf die Basisbänder als auch auf die gespiegelten Abbilder der Mischerspektren besitzt.

Die Ergebnisse dieses Abschnittes zeigen, dass das Signal-zu-Signal-Timing des AMUX-DAC-Aufbaus die erreichbare effektive Auflösung des Systems beeinflusst. Die Abhängigkeit der effektiven Auflösung bezüglich des Signal-zu-Signal-Timing steigt für bandbreiten-begrenzte Eingangssignale. Da die zusätzliche Zeitverzögerung zwischen den Eingangssignalen ohne Kalibration zunächst arbiträr zwischen $\Delta t_{x1} = \pm \frac{T_{s,D}}{2}$ ($\Delta \tau_{x1} = 50\%$)

liegt, besteht bereits für ideale ZOH-Eingangssignale (ohne Bandbreitenbegrenzung) eine Abhängigkeit der effektiven Auflösung des AMUX-Ausgangs vom Signal-zu-Signal-Timing. Wie eine Kalibration des AMUX-DAC-Aufbaus bezüglich des Signal-zu-Signal-Timings aussehen kann, wird in Kapitel 5 gezeigt.

3.2.3 Takt-zu-Taktsignal-Timing der Mischer

In Abschnitt 3.2.1 wurde das Timing des Taktsignals $c_A(t)$ des AMUX zu den Eingangssignalen $x_{1,2}(t)$ und in Abschnitt 3.2.2 das Timing der Eingangssignale zueinander betrachtet. Die Taktsignale der Mischer $c_{M1,2}(t)$ werden aus dem Taktsignal $c_A(t)$ des AMUX hergeleitet (vgl. Abbildung 2.4). Das Taktsignal $c_{M2}(t)$ des Mischers 2 muss um 180° zu dem das Taktsignal $c_{M1}(t)$ des Mischers 1 phasenverschoben sein, um die AMUX-Funktion zu realisieren. Zeitliche Verzögerungen in den Taktpfaden können dazu führen, dass die Taktsignale der Mischer keine Phasenverschiebung von 180° mehr zueinander aufweisen. Hierdurch verschieben sich die Schaltintervalle der Mischer bei denen das jeweilige Eingangssignal eines Mischers auf den Ausgang geschaltet wird. Aus diesem Grund entstehen Zeitintervalle bei denen beide Eingangssignale gleichzeitig auf den Ausgang geschaltet werden und Zeitintervalle bei denen keines der Eingangssignale auf den Ausgang geschaltet wird. Dies wird im Folgenden als Überlagerung der Abtastfenster der Mischer bezeichnet. Die Überlagerung der Abtastfenster der Mischer wirkt sich, wie im Folgenden gezeigt, negativ auf die effektive Auflösung des AMUX aus. Je nach Schaltungskonzept des AMUX entstehen Abweichungen von der idealen 180° Phasenverschiebung durch unterschiedlichen Zeitverzögerungen in den Taktpfaden durch Längenunterschiede zwischen den Signalleitungen, unterschiedliche Temperaturen der Taktpfade aufgrund von Temperaturgradienten auf dem Chip oder durch asymmetrisches Layout der Mischerzellen (vgl. [17]).

Um die Auswirkungen des Timings zwischen den Taktsignalen der Mischer zu untersuchen, wird eine zusätzliche Zeitverzögerung $\Delta t_{c,M}$ in eine der beiden Modellgleichungen der Taktsignale der Mischer (vgl. Gleichung 2.17 und 2.18) eingeführt. Im Folgenden wird die zusätzliche Zeitverzögerung beispielhaft im Taktsignal des Mischers 1 eingebracht und ergibt

$$\underline{C}_{M1}(f) = \frac{1}{2} \operatorname{sinc} \left(f \frac{T_{c,A}}{2} \right) e^{-j2\pi f \Delta t_{c,M}} \cdot \operatorname{III}_{\frac{1}{T_{c,A}}}(f). \quad (3.30)$$

Die zusätzliche Zeitverzögerung $\Delta t_{c,M}$ ist die zeitliche Abweichung vom idealen Timing der Taktsignale der Mischer und führt zu einer Abweichung von der 180° Phasenverschiebung zwischen den Taktsignalen. Um die Abhängigkeit der effektiven Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus bezüglich des Timings zwischen den Taktsignalen der Mischer unabhängig von absoluten Werten ausdrücken zu können, wird eine relative, zeitliche Abweichung $\Delta \tau_{c,M} := \frac{\Delta t_{c,M}}{T_{c,A}}$ eingeführt. Diese relative, zeitliche Abweichung entspricht der absoluten Abweichung $\Delta t_{c,M}$ im Verhältnis zu der Taktperiodendauer $T_{c,A}$. Die absolute, zeitliche Abweichung $\Delta t_{c,M} = 0,1 \text{ ps}$, $0,2 \text{ ps}$ und $0,3 \text{ ps}$ entspricht einer relativen

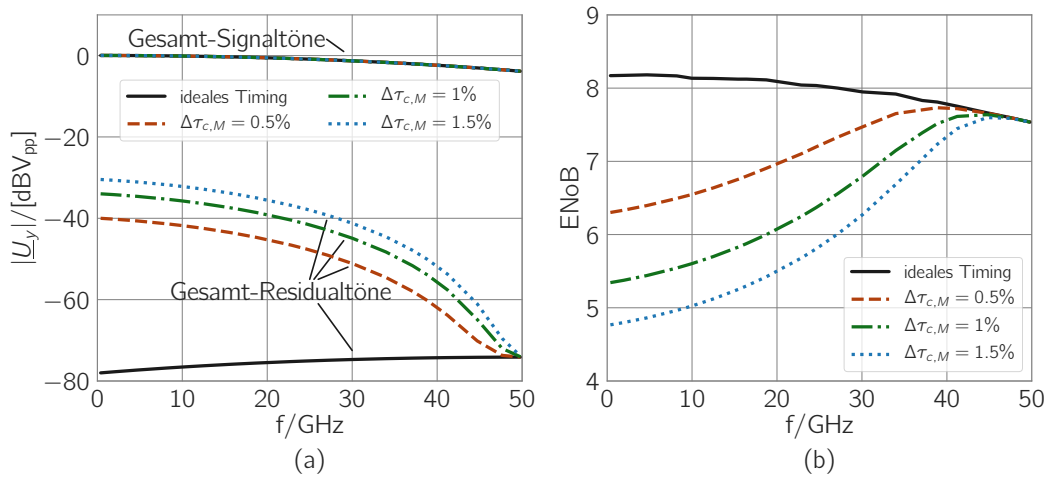


Abbildung 3.18: Amplitude der Gesamt-Signaltöne des AMUX sowie der Gesamt-Residualtöne über der synthetisierten Signalfrequenz bei $f_{s,A} = 100$ GS/s ($f_{c,A} = 50$ GHz) (a) und der entsprechende ENOB-Verlauf (b) für relative Zeitabweichungen $\Delta\tau_{c,M}$ vom idealen Timing der Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ der Mischer.

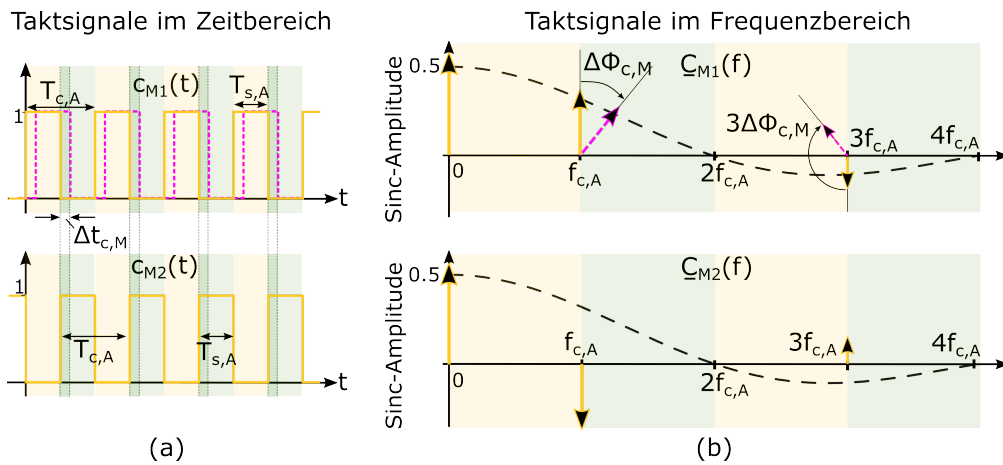


Abbildung 3.19: Taktsignale der beiden Mischer $c_{M,1}(t)$ und $c_{M,2}(t)$ im Zeitbereich (a), sowie deren Spektren im Frequenzbereich (b) für ideales Timing (durchgezogene Linien) und für eine Abweichung von dem idealen Timing (gestrichelte Linien).

Abweichung von $\Delta\tau_{c,M} = 0,5\%$, 1% und $1,5\%$ für eine Periodendauer von $T_{c,A} = 20$ ps. Die Größenordnung der hier beispielhaft gewählten Werten entsprechen Zeitverzögerungen aufgrund eines asymmetrischen Layouts der Mischer, wie in Abschnitt 4.2.2.2 gezeigt wird (vgl. Tabelle 4.4). In Abbildung 3.18a ist der Amplitudenverlauf der Gesamt-Signal- und Gesamt-Residualtöne der Sinussyntese des AMUX für ideales Timing und für relative Abweichungen vom idealen Timing für eine Abtastrate von 100 GS/s aufgetragen. Die Amplitudenverläufe der Gesamt-Signaltöne weichen weniger als 0,05 dB voneinander ab wodurch alle Verläufe in Abbildung 3.18 übereinander liegen. Der Amplitudenverlauf der Gesamt-Signaltöne folgt der Sinc-Aperturfunktion (vgl. Abbildung 2.9). Der Amplitudenverlauf der Gesamt-Residualtöne für das ideale Timing folgt ebenfalls der Sinc-Aperturfunktion. Für eine steigende Signalfrequenz fällt die Residualfrequenz (vgl. Punkt A1. bzw. B1.) stetig ab, weswegen die Gesamt-Residualamplitude für das ideale Takt-zu-Taktsignal-Timing für steigende Signalfrequenzen steigt (vgl. Abbildung 2.9). Die Amplituden der Gesamt-Residualtöne für relative Zeitverzögerung $\Delta\tau_{c,M} \geq 0,5\%$ besitzen ihr Maximum bei der niedrigsten Signalfrequenz. Für steigende Signalfrequenzen und sinkende, relative Zeitabweichungen $\Delta\tau_{c,M}$ fallen die Amplituden der Gesamt-Residualtöne, bis diese bei hohen Signalfrequenzen $f \rightarrow f_{c,A}$ in die Kurve des idealen Timings übergehen. In Abbildung 3.18b sind die entsprechenden ENoB-Kurven für relative Abweichungen $\Delta\tau_{c,M}$ vom idealen Timing der Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ der Mischer aufgetragen. Die ENoB-Kurven starten bei ihrem Minimum und steigen mit steigender Frequenz, bis sie in die ENoB-Kurve des idealen Timings übergehen. Der ENoB-Verlust bei niedrigen Frequenzen wird größer für steigende Abweichungen $\Delta\tau_{c,M}$ vom idealen Timing. Die ENoB-Kurven weisen für die Abweichung vom idealen Timing zwischen den Taktsignalen der Mischer eine eindeutige j-Typ ENoB-Charakteristik auf (vgl. Abbildung 3.1).

Die zugrundeliegende Ursache, welche zu dieser Art der ENoB-Charakteristik führt, kann mit Hilfe des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell des AMUX aus Abschnitt 2.2 hergeleitet werden. Dazu wird die Abbildung 2.5 aus Abschnitt 2.2 auf die Erweiterung der Modellgleichung 3.30 bezüglich der zusätzlichen Zeitverzögerung $\Delta t_{c,M}$ in Abbildung 3.19 angepasst. Darin sind die Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ der Mischer im Zeitbereich sowohl für das ideale Timing (durchgezogene Linien) als auch für eine Abweichung vom idealen Timing durch eine zusätzliche Zeitverzögerung $\Delta t_{c,M}$ des Taktsignals $c_{M1}(t)$ (gestrichelte Linien) aufgetragen. Wie zu Beginn dieses Abschnittes beschrieben, ergibt sich durch die zusätzliche Zeitverzögerung $\Delta t_{c,M}$ eine Überlagerung der Abtastfenster durch die Mischer. Um die Folgen dieser Zeitverzögerung auf die effektive Auflösung zu verstehen, werden die Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ in Abbildung 3.19b im Frequenzbereich dargestellt. Das Spektrum $\underline{C}_{M2}(f)$ des Taktsignals von Mischer 2 ist unverändert. Das Spektrum $\underline{C}_{M1}(f)$ erfährt durch die zusätzlichen Zeitverzögerung $\Delta t_{c,M}$ Phasenverschiebungen bei den Frequenzanteilen $f \neq 0$. Die Phasenverschiebung des Frequenzanteils bei der Frequenz $f_{c,A}$ wird als Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,M} = 2\pi f_{c,A} \Delta t_{c,M}$ definiert. Da alle anderen Frequenzanteile bei Vielfachen von $h \cdot f_{c,A}$ liegen, besitzen diese Frequenzanteile das h-fache der Phasenverschiebung $h \cdot \Delta\phi_{c,M}$. In Abbildung 3.19b ist dies für $h = 3$ dargestellt. Durch die zusätzlichen Phasenverschiebungen besitzen die Frequenzanteile von $\underline{C}_{M1}(f)$ für $f \neq 0$ keine ideale Phasenbeziehung von 180° mehr zu den Frequenzanteilen

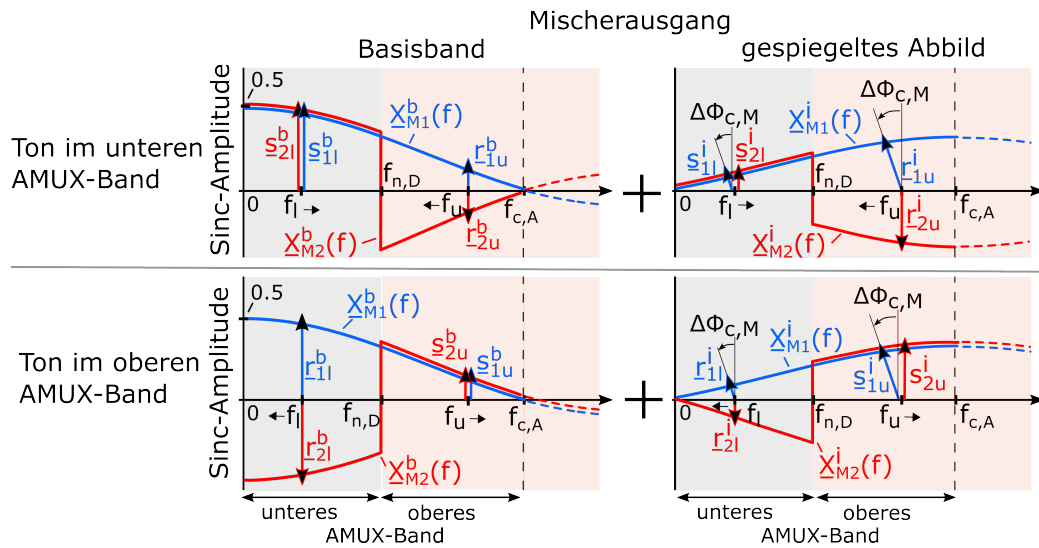


Abbildung 3.20: Spektren $\underline{X}_{M1,2}(f)$ am Mischerausgang für eine relative Abweichung $\Delta\tau_{c,M}$ vom idealen Timing der Taktsignale der Mischer, welche zu einer zusätzlichen Phasenverschiebung $\Delta\phi_{c,M}$ der Töne im Abbild führt.

von $\underline{C}_{M2}(f)$. Diese Veränderung wirkt sich direkt auf die Spektren der Mischerausgänge in Abbildung 3.20 aus. Die Phasenverschiebung des Frequenzanteils $f_{c,A}$ im Taktsignal $\underline{C}_{M1}(f)$ führt zu einer Phasenverschiebung aller Komponenten des gespiegelten Abbilds des Spektrums

$$\underline{X}_{M1}(f) = \underline{X}_1(f) * C_{M1}(f) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{X}_1(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot \frac{1}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{h}{2}\right) e^{-jh \cdot \Delta\phi_{c,M}} \quad (3.31)$$

(vgl. rechte Spalte in Abbildung 3.20) um $\Delta\phi_{c,M}$. Die Gleichung 3.31 ist die Erweiterung der Modellgleichung 2.32 aufgrund der zusätzlichen Zeitverzögerung $\Delta t_{c,M}$. Aufgrund der Eigenschaften des Dirac-Kammes der Modellgleichung 3.30, welcher nur Werte für Vielfache von $h \cdot f_{c,A}$ besitzt, wird jeder Summand von Gleichung 3.31 mit dem Term $e^{-jh \cdot \Delta\phi_{c,M}}$ multipliziert. Das gespiegelte Abbild \underline{X}_{M1}^i in Abbildung 3.20 entsteht durch den Summand für $h = 1$, weswegen alle Frequenzanteile des Eingangssignals $\underline{X}_1(f)$ mit der Phasenverschiebung $1 \cdot \Delta\phi_{c,M}$ gedreht werden. Das Basisband $\underline{X}_{M1}^b(f)$ entsteht durch den Summand für $h = 0$ (vgl. Gleichung 3.31), wodurch die Phasenverschiebung $0 \cdot \Delta\phi_{c,M}$ gleich Null ist. Damit bleibt das Basisband $\underline{X}_{M1}^b(f)$ durch die zusätzliche Zeitverzögerung $\Delta t_{c,M}$ unverändert. Infolge dieser Erkenntnisse muss das Ablaufschema des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells des AMUX aus Abschnitt 2.2 angepasst werden. Die Signaltöne $s_{1,2l}^i$ des Punktes A4 und $s_{1,2u}^i$ des Punktes B4 weichen aufgrund der Phasenverschiebung aller Komponenten des gespiegelten Abbilds $\underline{X}_{M1}^i(f)$ um $\Delta\phi_{c,M}$ von der idealen Phasenverschiebung von 0° ab und addieren sich dadurch nicht mehr ideal konstruktiv. Die Residualtöne $r_{1,2u}^i$ des Punktes A5. und $r_{1,2l}^i$ des Punktes B5. weichen aufgrund der Phasenverschiebung aller Komponenten des gespiegelten Abbilds $\underline{X}_{M1}^i(f)$

um $\Delta\phi_{c,M}$ von der idealen Phasenverschiebung von 180° ab und heben sich nicht mehr ideal auf. Die hier aufgeführten Abweichungen in den Punkten A4/5 und B4/5 (vgl. S.22) führen grundsätzlich zu steigenden Verlusten der Gesamt-Signalamplituden für steigende Signalfrequenzen aufgrund der steigenden Amplitude der Signaltöne $\underline{s}_{1,2l}^i$ bzw. $\underline{s}_{1,2u}^i$ (vgl. Punkt A/B3, S.22). Die Gesamt-Residualamplitude besitzt für Signalfrequenzen $f_l \rightarrow 0$ ein Maximum, da die Residualamplitude $r_{1,2u}^i$ für diese Signalfrequenz aufgrund der Sinc-Aperturfunktion im gespiegelten Abbild maximal wird (vgl. Punkt A3). Für steigende Signalfrequenzen sinkt die Residualfrequenz und damit die Residualamplitude $r_{1,2u}^i$ bzw. $r_{1,2u}^b$ im gespiegelten Abbild (vgl. Punkt A/B3, S.22). Für den Punkt B3 und für maximale Signalfrequenzen $f_u \rightarrow f_{c,A}$ fällt die Residualamplitude $|r_{1,2l}^i|$ auf Null hinsichtlich der Sinc-Aperturfunktion des gespiegelten Abbildes. Der resultierende ENoB-Verlust ist für niedrige Signalfrequenzen maximal aufgrund der maximalen Gesamt-Residualamplituden und fällt für steigende Signalfrequenzen ab. Der Verlust an Gesamt-Signalamplitude steigt zwar für steigende Signalfrequenzen an, ist jedoch für die hier untersuchten Werte der Fehlanpassung des Takt-zu-Taktsignal-Timings so gering, dass in erster Näherung kein ENoB-Verlust bei hohen Signalfrequenzen erzeugt wird. Das in diesem Abschnitt beschriebene Verhalten erklärt sowohl den Amplitudenverlauf der Gesamt-Residualtöne, als auch die j-Typ ENoB-Charakteristik in Abbildung 3.18. Der FBV-Effekt bewirkt für das Takt-zu-Taktsignal-Timing keine Spiegelsymmetrie der ENoB-Charakteristik zwischen dem oberen und dem unteren AMUX-Band, da die Nichtidealität nur Einfluss auf die gespiegelten Abbilder der Mischerspektren besitzt.

Wie die Ergebnisse aus Abbildung 3.18b zeigen, beeinflusst das Timing zwischen den Taktsignalen der Mischer $c_{M1,2}(t)$ des AMUX die effektive Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus. Die Abhängigkeit der effektiven Auflösung von dem Takt-zu-Taktsignal-Timing zeigt, dass die Taktpfade der beiden Mischer bezüglich Layout und Temperaturkoeffizient möglichst symmetrisch ausgelegt werden sollen. Je nach Realisierung der 180° Phasenverschiebung zwischen den Taktsignalen $c_{M1,2}(t)$ kann eine Kalibration des Takt-zu-Taktsignal-Timings durchgeführt werden. Im Bezug 180° Phasenverschiebung zwischen den Taktsignalen $c_{M1,2}(t)$ der Mischer werden im Folgenden beispielhaft zwei Realisierungsvarianten betrachtet. Die erste Realisierungs-Variante ist die Erzeugung der 180° Phasendrehung von $c_{M2}(t)$ mit Hilfe einer Verzögerungsleitung im Taktpfad von $c_{M2}(t)$. Die Verzögerungsleitung kann in diesem Fall direkt zur Kalibration des Timings der Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ verwendet werden. Eine Kalibrationsroutine zur Optimierung des Takt-zu-Taktsignal-Timings wird in Kapitel 5 erläutert. In der zweiten Realisierungs-Variante wird die 180° Phasenverschiebung mittels der Invertierung (Kreuzung) des differentiellen Taktsignals $c_{M2}(t)$ im Layout erreicht. Diese Realisierungs-Variante erlaubt keine Kalibration des Timings zwischen den Taktsignalen $c_{M1,2}(t)$. In dieser Variante ist die Layout-Symmetrie und damit die parasitären Elemente des Layouts (wie parasitäre Metallwiderstände, Kapazitäten und Induktivitäten) entscheidend für das Timing zwischen den Taktsignalen der Mischer. In den, in dieser Arbeit vorgestellten, realisierten Schaltungen (vgl. Kapitel 6) wird die zweite Realisierungs-Variante der 180° Phasenverschiebung umgesetzt. Bei der Umsetzung der Schaltungen wird ein zellenbasiertes Entwurfskonzept (vgl. Abschnitt 4.1) verwendet. In beiden Schaltungen sind beide Mischer in einer einzi-

gen Zelle integriert und die 180° Phasenverschiebung wird durch die räumliche Anordnung der Transistoren der Mischer und deren Ansteuerung mit dem Taktsignalen $c_{M1,2}(t)$ erreicht (vgl. Abschnitt 4.2.2.2 und Abbildung 4.16). Entstehen durch parasitäre Layout- und Transistorelemente Asymmetrien im Layout, können Zeitverzögerungsdifferenzen in der Taktansteuerung der beiden Mischer entstehen. Der daraus resultierende Verlust an effektiver Auflösung kann nicht durch eine Kalibration ausgeglichen werden. Die Vorteile dieser Realisierung-Variante bestehen aus der Reduktion der Schaltungskomplexität (Anzahl an Taktverstärkerzellen, Verzögerungsleitung) und der damit einher kommenden Reduktion der Verlustleistung sowie der in erster Näherung gleichen Temperatur der Taktpfade aufgrund der räumlichen Nähe. Jedoch erzwingt diese Variante ein genaues Modell der parasitären Elemente des Layouts und der Transistoren, sowie hinreichend genaue Simulationen, da Fehler im Design, welche zu Fehlanpassungen des Timings führen, nicht durch Kalibration ausgeglichen werden können.

3.3 Nichtidealitäten im Taktpfad

3.3.1 Tastgradfehler

Der Tastgrad des Taktsignals des AMUX besitzt direkten Einfluss auf das Abtastverhalten und damit auf die effektive Auflösung des AMUX. Der Tastgrad ist definiert als die Impulsdauer im Verhältnis zu Periodendauer eines Taktsignals [36, 37]. Für die idealisierten Taktsignale, wie in Abbildung 3.21 dargestellt, wird die Impulsdauer t_{ein} als die Dauer definiert, bei der das Taktsignal den Wert eins besitzt. Dadurch ergibt sich der Tastgrad des AMUX-Taktsignals $c_A(t)$ zu

$$D_A := \frac{t_{ein}}{T_{c,A}}. \quad (3.32)$$

Der ideale Tastgrad des Taktsignals des AMUX liegt bei $D_A = 0,5$. Dieser Tastgrad garantiert gleich lange Abtastintervalle der beiden Mischer des AMUX. Um die Abhängigkeit der effektiven Auflösung des AMUX bezüglich der Abweichung vom idealen Tastgrad $D_A = 0,5$ unabhängig von der verwendeten Abtastrate bzw. Periodendauer einschätzen zu können, wird eine verhältnismäßige Abweichung des Tastgrades von dem idealen Tastgrad, der prozentuale Tastgradfehler ΔD_A , eingeführt

$$\Delta D_A := \frac{|D_A - 0,5|}{0,5} = \frac{|\pm \delta D_A|}{0,5}. \quad (3.33)$$

Dabei entspricht δD_A dem absoluten Tastgradfehler. Der Tastgrad abhängig von dem absoluten Tastgradfehler wird definiert als $D_A = 0,5 \pm \delta D_A$. Die Ursache von Tastgradfehlern in Taktsignalfaden von Hochfrequenzschaltungen wird in [38] untersucht. Wie in [38] beschrieben, führen sowohl Tastgradfehler als auch Gleichanteile (dc-Offsetspannungen) am Eingang von Stromschaltern (SS) in Taktverstärkerstufen zu Tastgradfehlern im Taktsignal am Ausgang der Taktverstärkerstufe. Üblicherweise werden in integrierten

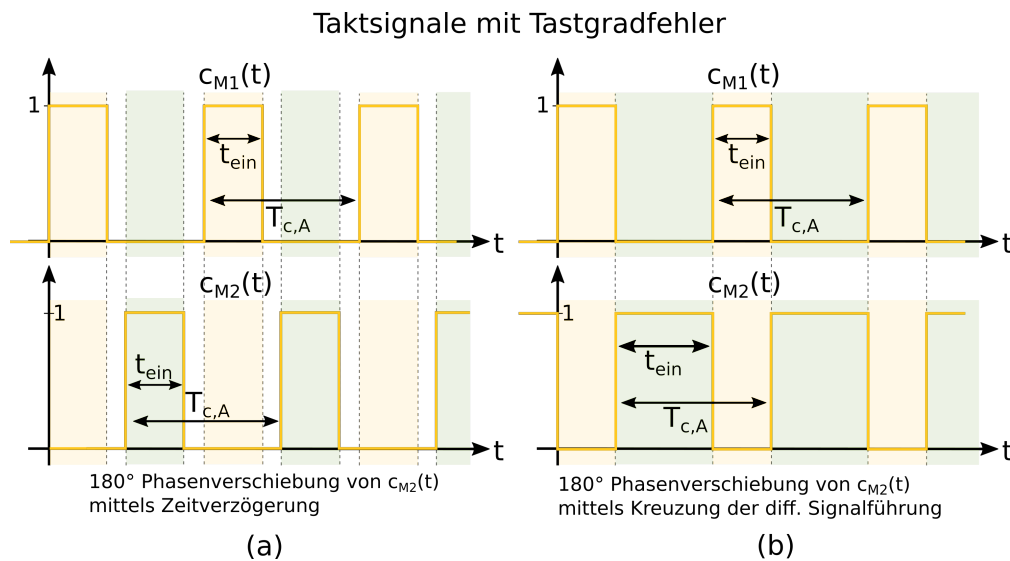


Abbildung 3.21: Verhältnis zwischen Impulsdauer t_{ein} und Periodendauer $T_{c,A}$ der AMUX-Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ für die Realisierung der 180° Phasenverschiebung mittels einer Zeitverzögerung in (a) und der Invertierung (Kreuzung) der differentiellen Signalführung in (b).

Hochgeschwindigkeitsschaltungen wie dem AMUX mehrere Taktverstärkerstufen kaskadiert, um eine ausreichende Bandbreite und Signalstärke des Taktsignals auf dem Chip zu erreichen. Durch die Verstärkung der Tastgradfehler bzw. die Wandlung von Gleichanteilen in Tastgradfehler in Verstärkerstufen, können in kaskadierten Taktverstärkerketten Tastgradfehler entstehen, welche Einfluss auf die Funktion von Hochfrequenzschaltungen besitzen. Die Taktpfade, die in dieser Arbeit betrachtet werden, bestehen aus drei bis vier kaskadierten Taktverstärkerstufen mit einer dc-Spannungsverstärkung des gesamten Taktpfades von 8 bis 20. Typische Werte für Tastgradfehler an den Mischer-Eingängen liegen zwischen $\Delta D_A = [0\%; 4\%]$ für Gleichanteile am Takt-Eingang der AMUX-Schaltungen zwischen 0 mV und 8 mV.

Das Taktsignal des AMUX wird, wie in Abbildung 2.4 gezeigt, in zwei Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ für die jeweiligen Mischer aufgeteilt. Das Taktsignal $c_{M1}(t)$ entspricht in dieser Arbeit dem Taktsignal $c_A(t)$ und besitzt dadurch den selben Tastgrad $D_{M1} = D_A$ (vgl. Abschnitt 2.2). Das Taktsignal $c_{M2}(t)$ entspricht dem um 180° gedrehten Taktsignal $c_{M1}(t)$ (vgl. Abbildung 2.4). Die 180° Phasenverschiebung zwischen $c_{M1}(t)$ und $c_{M2}(t)$ kann auf verschiedene Arten realisiert werden. Im Folgenden werden zwei Arten der Realisierung unterschieden. Die erste Art der Realisierung der 180° Phasenverschiebung kann durch eine Verzögerungsleitung im Taktpfad von $c_{M2}(t)$ durchgeführt werden. Unter der Voraussetzung, dass die Verzögerungsleitung keine Wirkung auf den Tastgrad besitzt, besitzen die Taktsignale $c_{M1}(t)$ und $c_{M2}(t)$ die selben Tastgrade und Tastgradfehler (vgl. Abbildung 3.21a). Die Modellgleichungen der Taktsignale der Mischer ergeben

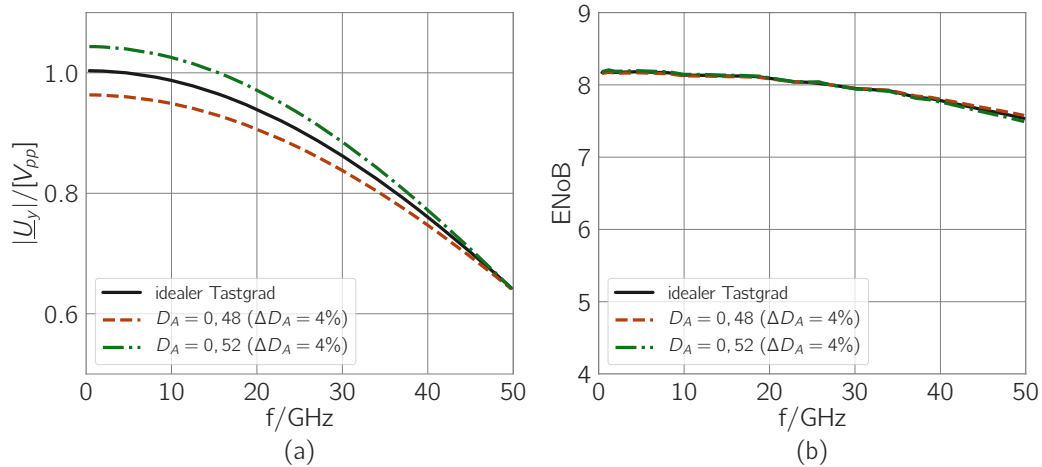


Abbildung 3.22: Amplitude der Gesamt-Signaltöne des AMUX für $f_{s,A} = 100$ GS/s (a) und der entsprechende ENoB-Verlauf (b) für verschiedene Tastgrade D_A der Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ für die 180° Phasenverschiebung von $c_{M2}(t)$ mittels einer Verzögerungsleitung.

sich dementsprechend analog zu Gleichung 2.17 und 2.18 zu

$$\underline{C}_{M1}(f) = D_A \cdot \text{sinc}(f T_{c,A} \cdot D_A) \cdot \text{III}_{\frac{1}{T_{c,A}}}(f), \quad (3.34)$$

$$\underline{C}_{M2}(f) = D_A \cdot \text{sinc}(f T_{c,A} \cdot D_A) \cdot e^{-j\pi f T_{c,A}} \cdot \text{III}_{\frac{1}{T_{c,A}}}(f). \quad (3.35)$$

Der Tastgrad beeinflusst folglich die Spektren an den Mischerausgängen (vgl. Anmerkungen zu Gleichung 2.32 und 2.34)

$$\underline{X}_{M1}(f) = \underline{X}_1(f) * C_{M1}(f) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{X}_1(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot D_A \cdot \text{sinc}(h \cdot D_A), \quad (3.36)$$

$$\underline{X}_{M2}(f) = \underline{X}_2(f) * C_{M2}(f) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{X}_2(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot D_A \cdot \text{sinc}(h \cdot D_A) e^{-j\pi h}. \quad (3.37)$$

Der Tastgrad bestimmt die Amplitudenskalisierung der Sinc-Aperturfunktion der Basisbänder ($h = 0$) und der gespiegelten Abbilder ($h = 1$). Da beide Mischerspektren $\underline{X}_{M1,2}(f)$ bei dieser Realisierungsvariante der 180° Phasenverschiebung durch den selben Tastgrad beeinflusst werden, bleiben die Punkte A/B3 (Konstruktive Superposition der Signaltöne) und A/B4 (Auslöschung der Residualtöne) des Ablaufschemas aus Abschnitt 2.2 erhalten. Durch die Änderung der Amplitudenskalisierung der Sinc-Aperturfunktionen der Basisbänder und der gespiegelten Abbilder wird der Amplitudenverlauf der Gesamt-Signaltöne und die resultierende Sinc-Aperturfunktion des AMUX beeinflusst. Die Amplitudenskalisierung der Basisbänder ($h = 0$) beträgt $D_A \cdot \text{sinc}(0 \cdot D_A) = D_A$ und die Amplitudenskalisierung der gespiegelten Abbilder ($h = 1$) beträgt $D_A \cdot \text{sinc}(D_A)$. In Abbildung 3.22a sind die Amplitudenverläufe der Gesamt-Signaltöne in Abhängigkeit

des Tastgrades D_A der Taktsignale der Mischer aufgetragen. Ist der Tastgrad $D_A < 0,5$ (z.B. $D_A = 0,48$ bzw. $\Delta D_A = 4\%$) sorgt die Amplitudenskalierung für einen Abfall der maximalen Ausgangsamplitude in Verbindung mit einem flacheren Abfall der Amplitude des Gesamt-Signaltones über der Frequenz im Vergleich zum idealen Amplitudenverlauf für $D_A = 0,5$. Der Abfall der maximalen Ausgangsamplitude entsteht durch die Erniedrigung der Amplitudenskalierung der Basisbänder und der gespiegelten Abbilder. Das Abflachen des Amplitudenverlaufs entsteht durch die kleinere Erniedrigung der Amplitudenskalierung der gespiegelten Abbilder gegenüber der Erniedrigung der Amplitudenskalierung der Basisbänder. Den umgekehrten Effekt auf den Amplitudenverlauf der Gesamt-Signaltöne besitzen Tastgrade $D_A > 0,5$ (z.B. $D_A = 0,52$ bzw. $\Delta D_A = 4\%$). Die maximale Ausgangsamplitude steigt und der Abfall des Amplitudenverlaufs über der Frequenz nimmt zu im Vergleich zum idealen Amplitudenverlauf für $D_A = 0,5$. Für den Grenzwert $D_A = 1$ des Tastgrades stellt das Modell einen linearen Addierer (vgl. [39]) und nicht mehr einen AMUX dar. Dies bedeutet, dass für $D_A = 1$ die Eingangssignale des AMUX statisch auf den Ausgang geschaltet werden und addiert werden. Dadurch besitzt der AMUX eine verdoppelte maximale Signalamplitude gegenüber dem idealen Tastgrad $D_A = 0,5$ und einen Amplitudenverlauf welcher der Sinc-Aperturfunktion $G_D(f)$ der Eingangssignale entspricht ($G_D(f)$ ist in $\underline{X}_{1,2}(f)$ enthalten, vgl. Gleichung 2.26 und 2.28). Dies kann durch die Eliminierung der gespiegelten Abbilder aufgrund der Amplitudenskalierung $D_A \cdot \text{sinc}(D_A) = 0$ erklärt werden. Ohne den Einfluss des gespiegelten Abbildes werden lediglich die Eingangssignale mit der Aperturfunktion $G_D(f)$ über die Basisbänder auf den AMUX-Ausgang geschaltet. Der Amplitudenverlauf der Gesamt-Signaltöne fällt damit auf Null für maximale Signalfrequenzen. Für typische Tastgradfehler im Bereich von $\Delta D_A = [0\%; 4\%]$ bewirkt die Änderung des Amplitudenverlaufs der Gesamt-Signaltöne eine maximale Abweichung vom idealen ENoB-Verlauf von $\Delta \text{ENoB}_g = 0,04$ bit, wie in Abbildung 3.22b zu erkennen.

Die zweite Art der Realisierung der 180° Phasenverschiebung wird mittels der Invertierung durch Kreuzung der beiden Leiter des differentiellen Taktsignals im Layout erreicht. Dadurch besitzt das Taktsignal $c_{M2}(t)$ den in Abbildung 3.21b gezeigten Verlauf und den Tastgrad $D_{M2} = 1 - D_A$. Das Taktsignal $c_{M2}(t)$ entspricht dem invertierten Taktsignal $c_{M1}(t)$, wodurch das Verhältnis der Einschalt- und Ausschaltzeit umgedreht wird. Das Taktsignal $c_{M1}(t)$ ist weiterhin identisch mit dem Fall der ersten Realisierungsvariante. Damit lassen sich die Modellgleichungen 2.17 und 2.18 der Taktsignale der Mischer erweitern zu

$$\underline{C}_{M1}(f) = D_A \cdot \text{sinc}(f T_{c,A} \cdot D_A) \cdot \text{III}_{\frac{1}{T_{c,A}}}(f), \quad (3.38)$$

$$= \sum_{h=-\infty}^{\infty} D_A \cdot \text{sinc}(h \cdot D_A) \cdot \delta(f - h \cdot f_{c,A}), \quad (3.39)$$

$$\underline{C}_{M2}(f) = (1 - D_A) \cdot \text{sinc}(f T_{c,A} \cdot (1 - D_A)) \cdot e^{-j\pi f T_{c,A}} \cdot \text{III}_{\frac{1}{T_{c,A}}}(f), \quad (3.40)$$

$$= \sum_{h=-\infty}^{\infty} (1 - D_A) \cdot \text{sinc}(h \cdot (1 - D_A)) e^{-j\pi h} \cdot \delta(f - h \cdot f_{c,A}). \quad (3.41)$$

Diese Art der Realisierung der 180° Phasenverschiebung entspricht der Realisierung in den in dieser Arbeit entwickelten AMUX-Varianten. Ein Tastgradfehler $\Delta D_A \neq 0$ führt dazu, dass die Eingangssignale des AMUX unterschiedlich lange von den jeweiligen Mixern abgetastet werden. In den Grenzfällen, $D_A = 0$ und $D_A = 1$, wird jeweils nur eines der beiden Eingangssignale ohne Abtastung auf den Ausgang des AMUX gegeben. Das Ausgangssignal des AMUX besitzt in diesen Fällen keine verdoppelte Abtastrate und die Abbilder a_u des jeweiligen Eingangssignals finden sich unverändert im Ausgangsspektrum des AMUX. Dadurch ist anzunehmen, dass bei dieser Art der Realisierung der 180° Phasenverschiebung bei steigendem Tastgradfehler der Taktsignale $\underline{C}_{M1,2}(f)$ die effektive Auflösung des AMUX stetig verringert wird.

Um die Auswirkungen des Tastgradfehlers auf die effektive Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus zu untersuchen, wird ein typischer Tastgradfehler $\Delta D_A = 0,5\%$, 1% und $1,5\%$ in den Modellgleichungen 3.38 und 3.40 eingebracht. Abbildung 3.23a zeigt den Amplitudenverlauf der Gesamt-Signaltöne sowie der Gesamt-Residualtöne des AMUX-Ausgangssignals in Dezibel bei der Sinussynthese und einer Abtastrate von 100 GS/s. Der Amplitudenverlauf der Gesamt-Signaltöne weist in erster Näherung keine Änderung durch die Tastgradfehler auf. Der Amplitudenverlauf der Gesamt-Signaltöne folgt der Sinc-Aperturfunktion (vgl. Abbildung 2.9). Der Amplitudenverlauf der Gesamt-Residualtöne für den idealen Tastgrad folgt für steigende Signalfrequenz ebenfalls der Sinc-Aperturfunktion jedoch in Laufrichtung der Residualfrequenz, wie in Abschnitt 2.2 beschrieben. Bei Einführung der Tastgradfehler $\Delta D_A = 0,5\%$, 1% bzw. $1,5\%$ beginnen die Amplituden der Gesamt-Residualtöne für niedrige Signalfrequenzen bei etwa $-75 \text{ dBV}_{\text{pp}}$. Für eine steigende Signalfrequenz und steigende Tastgradfehler steigen die Gesamt-Residualtöne stetig an und erreichen ihr Maximum bei maximalen Signalfrequenzen $f_u \rightarrow f_{n,A} = 50 \text{ GHz}$. Abbildung 3.23b zeigt die zugehörigen ENoB-Verläufe. Alle Verläufe starten bei niedrigen Frequenzen auf dem ENoB-Wert des idealen AMUX ohne Tastgradfehler. Für steigende Signalfrequenzen und steigende Tastgradfehler fällt der ENoB stetig bis zur maximalen Signalfrequenz $f_u \rightarrow 50 \text{ GHz}$ ab. Damit weisen die ENoB-Verläufe für Tastgradfehler der Taktsignale der Mischer eine eindeutige d-Typ ENoB-Charakteristik auf (vgl. Abbildung 3.1).

Die Ursache des Verhaltens des AMUX bezüglich des Tastgradfehlers bei der zweiten Realisierungsvariante der 180° Phasenverschiebung des Taktsignals $c_{M2}(t)$ lässt sich mit Hilfe des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells aus Abschnitt 2.2 herleiten. Für den idealen Tastgrad $D_A = 0,5$ entsprechen die angepassten Modellgleichungen 3.38 und 3.40 den idealen Modellgleichungen 2.17 und 2.18. Der Gleichanteil (der Frequenzanteil bei $f = 0$) von $\underline{C}_{M1}(f)$ bzw. $\underline{C}_{M2}(f)$ für $h = 0$ besitzt aufgrund der Sinc-Aperturfunktion den Wert des Tastgrades D_A bzw. den Umkehrwert $1 - D_A$. Somit werden die Gleichanteile von $\underline{C}_{M1,2}(f)$ durch den Tastgrad bestimmt. Für eine Erhöhung des Tastgrades $D_A > 0,5$, steigt der Gleichanteil des Spektrums $\underline{C}_{M1}(f)$ an und der Gleichanteil fällt von $\underline{C}_{M2}(f)$ aufgrund des Vorfaktors $(1 - D_A)$ ab. Für Verkleinerungen des Tastgrades vom idealen Wert $D_A < 0,5$, fällt der Gleichanteil von $\underline{C}_{M1}(f)$ und der Gleichanteil steigt für $\underline{C}_{M2}(f)$. Für alle Vielfachen der Taktfrequenz $h \cdot f_{c,A}$ ($h \neq 0$) sinken die Frequenzanteile beider Taktsignalspektren bei Vergrößerung oder Verkleinerung des

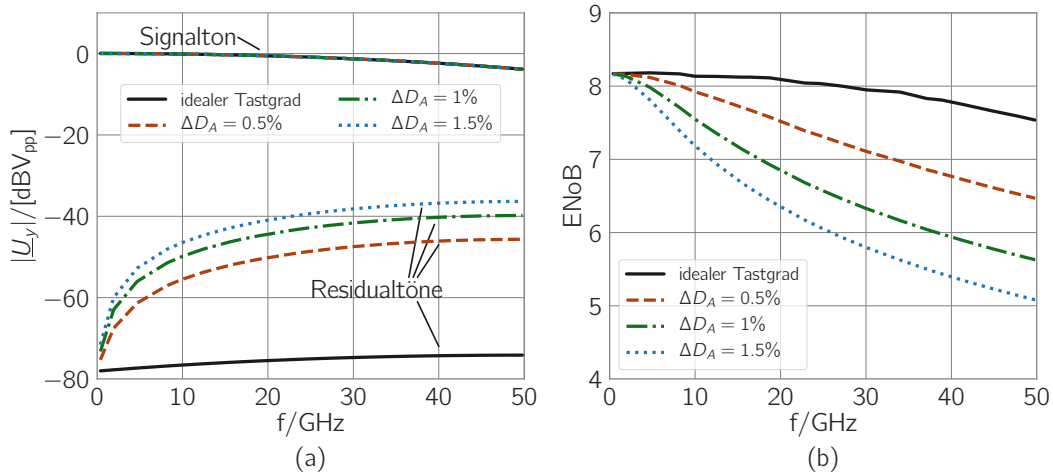


Abbildung 3.23: Amplitude der Gesamt-Signaltöne des AMUX sowie der Gesamt-Residualtöne bei $f_{s,A} = 100$ GS/s (a) und der entsprechende ENoB-Verlauf (b) für Tastgradfehler ΔD_A des Taktsignals $c_{M1}(t)$ für die 180° Phasenverschiebung von $c_{M2}(t)$ mittels der Kreuzung der differentiellen Signalführung.

Tastgrades vom idealen Wert. Im Folgenden ist vor allem der Frequenzanteil für $h = 1$ bei $f_{c,A}$ wichtig, da dieser Frequenzanteil die Skalierung der gespiegelten Abbilder $\underline{X}_{M1,2}^i$ des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells bestimmt. Für den Frequenzanteil $h = 1$ gilt

$$\underline{C}_{M1}(f) \Big|_{h=1} \propto D_A \cdot \text{sinc}(D_A) = \frac{1}{\pi} \sin(\pi D_A) = \frac{1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2} \pm \pi \delta D_A\right), \quad (3.42)$$

$$\underline{C}_{M2}(f) \Big|_{h=1} \propto (1 - D_A) \cdot \text{sinc}(1 - D_A) = \frac{1}{\pi} \sin(\pi(1 - D_A)) = \frac{1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2} \mp \pi \delta D_A\right). \quad (3.43)$$

Für beide Frequenzanteile $h = 1$ von $\underline{C}_{M1,2}(f)$ wird ein Maximum bei δD_A , also für einen idealen Tastgrad $D_A = 0,5$ erreicht. Der Sinus in Gleichung 3.42 und 3.43 ist symmetrisch um dem Maximum beim idealen Tastgrad von $D_A = 0,5$. Das bedeutet dass beide Frequenzanteile für positive und negative absolute Tastgradfehler in gleichem Maße absinken. Das bedeutet es gilt $\underline{C}_{M1}(f) \Big|_{h=1} = 0 \underline{C}_{M2}(f) \Big|_{h=1}$. Zum besseren Verständnis der Auswirkung des Tastgrades auf die Frequenzanteile der Taktsignale $\underline{C}_{M1,2}(f)$ werden im Folgenden die Grenzfälle $D_A \rightarrow 0$ bzw. $D_A \rightarrow 1$ ($\delta D_A = 0,5$) betrachtet. Für beide Grenzfälle werden die Frequenzanteile für $h = 1$ in Gleichung 3.42 und 3.43 zu Null. Dies gilt für alle Frequenzanteile $h \neq 0$. Der Frequenzanteil $h = 0$ für die Grenzfälle ergibt sich zu $C_{M1}(f) = D_A$ und $C_{M1}(f) = 1 - D_A$. Bei dem Grenzfall $D_A = 0$ wird $C_{M1}(f)$ zum Nullspektrum und beim Grenzfall $D_A = 1$ besitzt $C_{M1}(f)$ einen einzigen Frequenzanteil bei der Frequenz Null mit dem Wert Eins. $C_{M2}(f)$ verhält sich genau

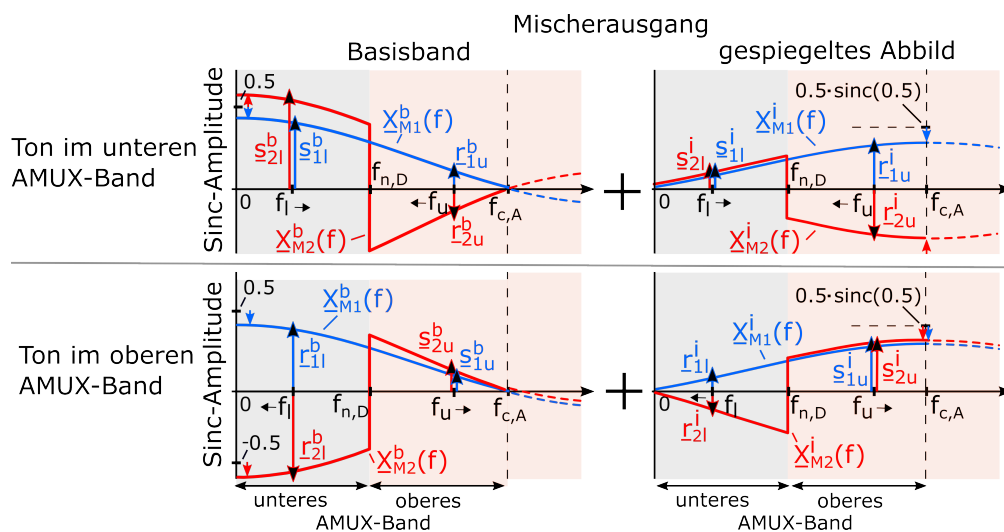


Abbildung 3.24: Spektren $\underline{X}_{M1,2}(f)$ am Mischerauszgang für einen Tastgrad $D_A < 0,5$ der Taktsignale der Mischer.

umgekehrt zu $C_{M1}(f)$. Dies bedeutet, dass für den Grenzwert $D_A = 0$ das Eingangssignal $\underline{X}_1(f)$ und für den Grenzwert $D_A = 1$ das Eingangssignal $\underline{X}_2(f)$ unverändert auf den AMUX-Ausgang gegeben wird. Die Spektren an den Mischerauszgängen ergeben sich aus Gleichung 2.32 und 2.34

$$\underline{X}_{M1}(f) := \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{X}_1(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot D_A \cdot \text{sinc}(h \cdot D_A), \quad (3.44)$$

$$= \underbrace{\dots}_{h \leq 0} + \underbrace{\underline{X}_1(f) \cdot D_A}_{:= \underline{X}_{M1}^b(f)|_{h=0}} + \underbrace{\underline{X}_1(f - f_{c,A}) \cdot D_A \text{sinc}(D_A)}_{:= \underline{X}_{M1}^i(f)|_{h=1}} + \underbrace{\dots}_{h > 1}, \quad (3.45)$$

$$\underline{X}_{M2}(f) := \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{X}_2(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot (1 - D_A) \cdot \text{sinc}(h \cdot (1 - D_A)) e^{-j\pi h}, \quad (3.46)$$

$$= \underbrace{\dots}_{h \leq 0} + \underbrace{\underline{X}_2(f) \cdot (1 - D_A)}_{:= \underline{X}_{M2}^b(f)|_{h=0}} + \underbrace{\underline{X}_2(f - f_{c,A}) \cdot (1 - D_A) \text{sinc}(1 - D_A) e^{-j\pi}}_{:= \underline{X}_{M2}^i(f)|_{h=1}} + \underbrace{\dots}_{h > 1}, \quad (3.47)$$

$$= \underbrace{\dots}_{h \leq 0} + \underbrace{\underline{X}_2(f) \cdot (1 - D_A)}_{:= \underline{X}_{M2}^b(f)|_{h=0}} + \underbrace{\underline{X}_2(f - f_{c,A}) \cdot D_A \text{sinc}(D_A) e^{-j\pi}}_{:= \underline{X}_{M2}^i(f)|_{h=1}} + \underbrace{\dots}_{h > 1}. \quad (3.48)$$

An diesen Gleichungen ist zu sehen, dass die Skalierung der Basisbänder (für $h = 0$) abhängig vom Tastgrad ist. Die Skalierung der Basisbänder für Mischer 1 und 2 weichen abgesehen von dem idealen Tastgrad $D_A = 0,5$ voneinander ab. Die Skalierung der gespiegelten Abbilder (für $h = 1$) ist ebenfalls abhängig von dem Tastgrad D_A . Die Skalierung der gespiegelten Abbilder weichen jedoch aufgrund des Zusammenhanges in

Gleichung 3.42 und 3.43 nicht voneinander ab.

Abbildung 3.24 zeigt die Spektren am Ausgang der Mischer für einen Tastgrad $\Delta D_A < 0,5$ ($\Delta D_A \neq 0$). Wie zuvor beschrieben werden durch den Tastgradfehler die Basisbänder der Eingangsspektren $\underline{X}_{M1,2}(f)$ mit unterschiedlichen Gleichanteilen D_A bzw. $(1 - D_A)$ skaliert. Für Abbildung 3.24 wurde ein Tastgrad $D_A < 0,5$ gewählt. Dadurch ist das Basisband $\underline{X}_{M1}(f)$ mit einem Wert kleiner 0,5 skaliert und das Basisband $\underline{X}_{M2}(f)$ mit einem Wert größer 0,5 (Pfeile in Abbildung 3.24). Die gespiegelten Abbilder werden durch die Verringerung der Amplituden des Frequenzanteils $\underline{C}_{M1,2}(f_{c,A})$ für $h = 1$ bei einem Tastgradfehler immer mit einem Wert skaliert, welcher kleiner ist als der Wert $\frac{1}{2} \cdot \text{sinc}\left(\frac{h}{2}\right) \approx 0,32$ bei einem idealen Tastgrad (vgl. Pfeile in Abbildung 3.24). Durch die unterschiedliche Skalierung der Basisbänder sind die Punkte A4/B4 (Auslöschung der Residualtöne) für die Residualtöne $r_{1,2u}^b$ bzw. $r_{1,2l}^b$ nicht mehr erfüllt (vgl. Gleichung 3.45 und 3.48). Die Residualtöne im gespiegelten Abbild heben sich aufgrund der gleichen Skalierung von $\underline{X}_{M1,2}^i(f)$ weiterhin ideal auf (vgl. Gleichung 3.45 und 3.48). Der Gesamt-Residualton wird durch die Differenz des Residualtons ($r_{1,2u}^b$ bzw. $r_{1,2l}^b$) im Basisband bestimmt. Für steigende Signalfrequenzen fällt die Residualfrequenz, womit die Residualamplituden aufgrund der Sinc-Aperturfunktion im Basisband steigen (vgl. Punkt A2/B2). Damit steigt die Gesamt-Residualamplitude mit steigender Signalfrequenz. Dieses Verhalten erklärt sowohl den Amplitudenverlauf der Gesamt-Residualtöne in Abbildung 3.23a als auch die d-Typ ENoB-Charakteristik in Abbildung 3.23b. Der FBV-Effekt bewirkt für einen Tastgradfehler der Taktsignale der Mischer keine Spiegelsymmetrie der ENoB-Charakteristik zwischen dem oberen und dem unteren AMUX-Band, da die Nichtidealität nur Residualtöne im Basisband der Mischerspektren erzeugen.

Wie die Ergebnisse dieses Abschnittes zeigen, ist der Einfluss eines Tastgradfehlers der Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ abhängig von der Realisierungsvariante der 180° Phasenverschiebung zwischen den Taktsignalen. Für die erste Realisierungsvariante der 180° Phasenverschiebung mittels einer Verzögerungsleitung betreffen die Auswirkungen eines Tastgradfehlers der Taktsignale hauptsächlich den Amplitudenverlauf des Ausgangssignals. Der ENoB weist keine charakteristische Abweichung vom idealen Verlauf auf. Für die zweite Realisierungsvariante der 180° Phasenverschiebung mittels Vertauschung der beiden Signalleiter der differentiellen Signalführung des Taktsignals $c_{M2}(t)$ tritt eine eindeutige d-Typ ENoB-Charakteristik für typische Tastgradfehler auf. Die beiden, in dieser Arbeit vorgestellten, Schaltungen (vgl. Kapitel 6) verwenden die zweite Realisierungsvariante der 180° Phasenverschiebung. Diese Variante vereinfacht den Taktpfad deutlich und ermöglicht eine frequenzunabhängige 180° Phasenverschiebung der Taktsignale $c_{M1,2}(t)$. Da Tastgradfehler in der Größenordnung von $\Delta D_A = [0\%; 4\%]$ in Taktverstärkerketten aufgrund der, in [38] beschriebenen Faktoren nicht zu vermeiden sind, ist eine Kalibration des AMUX-DAC-Aufbaus bezüglich des Tastgrades zur Optimierung der effektiven Auflösung nötig. Einige der Faktoren, welche zu Tastgradfehlern führen, sind zum Beispiel Gleichanteile der Signalquellen, nicht vernachlässigbare Gleichtaktverstärkungen der Taktverstärkerstufen sowie Toleranzen und Asymmetrien im Layout [38]. Die Kali-

bration des Tastgrades wird in Kapitel 5 besprochen.

3.4 Fazit

Im vorliegenden Kapitel sind sechs Nichtidealitäten des AMUX-DAC-Aufbaus, ihre Auswirkung auf die effektive Auflösung des Ausgangssignal und deren Ursache mit Hilfe des Erklärungsmodells aus Abschnitt 2.2 beschrieben. Jede der Nichtidealität konnte einer ENoB-Charakteristik zugeordnet werden. Infolge der Erkenntnisse dieses Kapitels können Design- und Konzeptüberlegungen getroffen werden, um AMUX-Schaltungen für spezifische Anforderungen bezüglich der effektive Auflösung zu entwerfen. Für die Nichtidealitäten der Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung, dem Takt-zu-Signaltiming, dem Signal-zu-Signal-Timing, Takt-zu-Taktsignaltiming und dem Tastgradfehler können aufgrund der spezifischen ENoB-Charakteristiken eine Kalibrationsroutinen in Kapitel 5 für AMUX-DAC-Messaufbauten vorgeschlagen werden.

Mit Hilfe der spezifischen ENoB-Charakteristiken der Nichtidealitäten gepaart mit den Ursachen für den Verlust der effektiven Auflösung können sowohl Simulationen als auch Messungen schneller optimiert, analysiert und verifiziert werden.

4 Entwurfsprinzipien und Konzeptuntersuchungen

In diesem Kapitel werden schaltungstechnische Entwurfsprinzipien und Konzeptuntersuchungen zur Entwicklung von AMUX-Schaltungen vorgestellt. Die Anwendung dieser Methoden wird am Beispiel der der Entwicklung der beiden AMUX-Schaltungen aus Kapitel 6 demonstriert. In Abschnitt 4.1 werden zunächst die relevanten Entwurfsprinzipien und Methoden zur Entwicklung von Hochgeschwindigkeitsschaltungen zusammengefasst. In Abschnitt 4.2 werden die grundlegenden Teilschaltungen auf ihre Linearität bezüglich der Dimensionierung und im Fall der SEL auch im Bezug zum Layout untersucht. In Abschnitt 4.3 werden verschiedene Schaltungstopologien der AMUX-Schaltung vorgestellt und verglichen. In Abschnitt 4.3.2 werden die Vor- und Nachteile der Gesamt-Schaltungstopologien mit einem analogen Leistungsmultiplexer (P-AMUX) bzw. einer AMUX-Kernschaltung mit linearen Ausgangsverstärker besprochen. Abschnitt 4.3.1 zeigt den Vergleich der AMUX-Kernschaltungstopologien der clocked-SEL und der clocked-TAS anhand einer Beispieldimensionierung und wägt die Vor- und Nachteile beider Konzepte ab. Letztlich wird in Abschnitt 4.4 eine Schaltung zur Nutzung des Dummy-Signals der clocked-SEL-Variante vorgestellt, mit der ein dc-Kalibrationssignal zur rudimentären Kalibration des Timings der Signale des AMUX erzeugt werden kann. Für die im vorliegenden Kapitel präsentierten Simulationen, wird das HICUM-Transistormodell (Level 2) der BiCMOS55-Technologie von STMicroelectronics verwendet. Die BiCMOS55-Technologie von STMicroelectronics findet Anwendung in der ersten realisierten AMUX-Schaltung (vgl. AMUX-Variante 1 in Abschnitt 6.2). Die grundlegenden Erkenntnisse die in diesem Kapitel gewonnen werden, gelten sowohl für das Transistormodell der BiCMOS55-Technologie von STMicroelectronics als auch für das Modell der SG13G2-Technologie von IHP, weswegen im Folgenden nur die Ergebnisse der Simulationen mit BiCMOS55-Transistoren präsentiert werden. Zusätzlich zu dem komplexen HICUM-Modell wird ein vereinfachtes, idealisiertes Transistor-Ersatzschaltbild (ESB) verwendet, um die Analyse spezifischer Schaltungseffekte zu vereinfachen. Dieses ESB

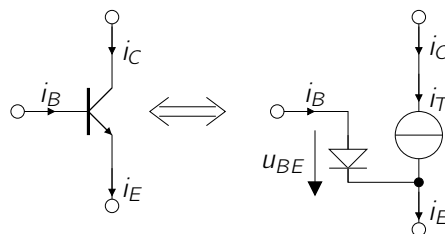


Abbildung 4.1: Transistorsymbol (links) und vereinfachtes, idealisiertes Transistor-ESB (rechts).

berücksichtigt ausschließlich den normal-aktiven Betriebsbereich des Transistors mit der statischen Kennlinie

$$i_T = I_S e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} \quad (4.1)$$

zwischen Basis-Emitter-Spannung u_{BE} und dem Transferstrom i_T . I_S steht für den Sättigungsstrom und U_T für die Temperaturspannung. Zusätzlich zu diesem idealisierten ESB wird je nach Simulation eine Basis-Emitterkapazität bestehend aus einer Oxid- und Sperrschichtkapazität und gegebenenfalls eine Diffusionskapazität hinzu geschaltet. Wird in der Simulation nur die Oxid- und Sperrschichtkapazität berücksichtigt, wird diese Kapazität mit C_{BE}^* bezeichnet. Beinhaltet die Kapazität zusätzlich noch die Diffusionskapazität, wird diese mit C_{BE} bezeichnet.

4.1 Methoden zur Umsetzung von RF-Schaltungen

Im vorliegenden Abschnitt werden die grundlegenden Prinzipien und Methoden der in dieser Arbeit angewandten Umsetzung von integrierten Schaltungen zusammengefasst. Diese Prinzipien und Methoden bedingen Annahmen und Randbedingungen, welche für alle in dieser Arbeit vorgestellten Schaltungen gelten und fassen die in [38, 40] vorgestellten Methoden zur Optimierung einer integrierten MUX-Schaltung bzw. eines integrierten Treiber-Verstärkers zusammen.

differentielle Schaltungstechnik: In Hochgeschwindigkeitsschaltungen wird üblicherweise eine differentielle Schaltungstechnik durchgeführt [41]. Eine differentielle Schaltungstechnik bedeutet, dass sämtliche Signalpfade symmetrisch gestaltet werden. Das Nutzsignal entspricht dabei dem Gegentaktsignal, welches der Differenz der Spannungen bzw. Ströme zwischen den differentiellen Signalleiterpaaren entspricht. Diese Methode birgt den Vorteil, dass Gleichtaktsignale keinen bzw. kaum Einfluss auf die Schaltung besitzen. Gleichtaktsignale können unter anderem durch Störungen auf der Versorgungsspannung oder der Masse in die Schaltung eingekoppelt werden. Ein weiterer Vorteil der differentiellen Schaltungstechnik ist das Konzept der virtuellen Masse [42]. Werden nicht nur die Signalpfade sondern auch die restliche Schaltung inklusive des Layouts symmetrisch aufgebaut, entsteht im Kleinsignalbetrieb eine virtuelle Masse im Gegentakt. Diese Masse ist unabhängig von der realen Masse und damit stets ideal. Vor allem in linearen Teilschaltungen, welche im Kleinsignal-Betrieb verwendet werden, hilft der symmetrische Aufbau potentielle Störungen zu minimieren [41].

Partitionierungskonzept: Analog zu [41, 42] wird zwischen den einzelnen Schaltungsteilen Current Mode Logic (CML) verwendet. CML verwendet Stromschnittstellen, welche eine gute Entkopplung der einzelnen Schaltungsteile ermöglicht. Diese Entkopplung birgt den Vorteil, dass verschiedene Schaltungsteile getrennt von einander entwickelt und optimiert werden können [38], wodurch sich das zellenbasierte Entwurfskonzept aus [42] anbietet. Dieses Konzept schlägt nicht nur die funktionelle,

logische Trennung der einzelnen Schaltungsteile sondern die räumliche Trennung der Schaltungsteile vor. Die einzelnen Schaltungsteile werden dabei in Zellen angeordnet. Dies erlaubt die Trennung und Parallelisierung der Entwicklung der einzelnen Zellen. Zusätzlich wird dadurch die mehrfache Verwendung bestimmter Zellen, wie zum Beispiel Verstärker-Zellen ohne zusätzlichen Arbeitsaufwand erlaubt. Die einzelnen Zellen werden von Metallringen in den einzelnen Metallebenen begrenzt [42], welche mit der Masse bzw. der Versorgungsspannung verbunden sind. Dadurch dienen die Metallringe nicht nur als Abschirmung, sondern auch als Versorgungsspannungsverteilung innerhalb der Zelle. Die Verbindung der Metallringe an die Versorgung bzw. die Masse erfolgt nur an einer bzw. weniger Schnittstellen, um zu verhindern, dass Querströme der globalen Versorgungsspannung durch die Zelle fließen. Zur Verbindung der einzelnen Zellen werden Übertragungsleitungen (engl. *transmission line*, TML) verwendet. Wie in [42] beschrieben, werden die Übertragungsleitungen nur am Ende abgeschlossen, um ausreichend hohe Spannungsamplituden bei vergleichbar niedriger Stromaufnahme und ausreichend guter Unabhängigkeit von der Länge der Übertragungsleitung zu erreichen.

Fehlanpassungskonzept: Das Fehlanpassungskonzept wird in [41, 43] präsentiert und wird zur Optimierung und Definition der Schnittstellen zwischen den einzelnen Zellen und den Schnittstellen der Teilschaltungen in den Zellen verwendet. Dabei sollen bei Verbindung zweier Zellen oder Teilschaltungen Rückwirkungen auf deren Funktionen minimiert werden. Dies kann durch die Fehlanpassung der Verbindungsschnittstellen erreicht werden. Fehlanpassung tritt für niedrige Frequenzen dann auf, falls der Eingang einer Zelle bzw. Teilschaltung niederohmig bzw. hochohmig und der Ausgang der treibenden Zelle bzw. Teilschaltung hochohmig bzw. niederohmig ist. Für höhere Frequenzen kann Fehlanpassung durch zueinander komplex-konjugierte Ausgangs- und Eingangsimpedanzen weiterhin gegeben sein [42].

Versorgungsspannung: Die einzelnen Zellen werden durch die Verbindungsschnittstellen des Metallrings in ein globales Versorgungsspannungsnetz eingebunden [38, 42]. Das Versorgungsspannungsnetz wird durch ein Gitter verwirklicht, wodurch die Überschreitung maximaler Metalldichten der Halbleitertechnologie verhindert werden kann. Wie in [38] geschrieben erlaubt diese Anordnung eine niederohmige Anbindung der einzelnen Zellen an die Versorgungsspannung und stellt weiterhin auf Grund der großen Ausdehnung einen Plattenkondensator dar, welcher als Abblockung der Versorgungsspannung dient.

Aufgrund der prinzipbedingten höheren Transitfrequenz f_T von npn-Transistoren im Vergleich zu pnp-Transistoren [44] werden ausschließlich npn-Transistoren in den in dieser Arbeit präsentierten Schaltungen verwendet. Bei der Verwendung von npn-Transistoren werden üblicherweise alle Ein- und Ausgangssignale auf das höchste Potential bezogen. Hier bietet sich die Masse als höchstes Bezugspotential zu wählen [42], wodurch die mit U_{ee} bezeichnete Versorgungsspannung in dieser Arbeit ein negatives Potential besitzt.

Maßnahmen zur vereinfachten Testbarkeit: Wie bereits in [38] ausführlich beschrieben, ist das Vorsehen von Möglichkeiten zur Parametereinstellung und Testung der Schaltung essentiell. Gerade im Forschungsbereich, insbesondere bei der Entwicklung von Prototypen, ist es aufgrund der oftmals fehlenden Erfahrung im Bereich der zu entwickelnden Schaltung unabdingbar, die Schaltung mit möglichst flexiblen Parametern zu entwerfen. Aus diesem Grund werden die hier entworfenen Schaltungen mit einem breitbandigen Taktpfad versehen. Dadurch ist die Untersuchung der Schaltung bei niedrigen Geschwindigkeiten möglich, wodurch die Funktionsfähigkeit der Schaltung unabhängig von Hochgeschwindigkeitseffekten, Bandbreitenbegrenzungen bzw. Dispersion getestet werden kann. Zusätzlich werden an wesentlichen Stellen der Schaltung Betriebsströme justierbar gestaltet. Dadurch kann im Betrieb bzw. der Messung das Optimum der Performanz der Schaltung verifiziert bzw. variiert werden. Die Justierung von Arbeitspunktströmen in der Schaltung erfolgt über die Anpassung des Referenzstromes der Stromspiegel [45, 46], welche als Stromquellen verwendet werden. Die Anpassung erfolgt, wie in [38] gezeigt, über einen, mit einem Bondpad verbundenen, Abgriff am Referenzspannungsteiler. Die Justierung von dc-Offsetspannungen erfolgt über zwei Bondpads, welche über Widerstände an den Abschlusswiderständen der Taktverstärker angeschlossen werden können (vgl. Abbildung 6.4b). Die Widerstände sind hochohmig gegenüber den Abschlusswiderständen, womit diese das Signal kaum beeinflussen. Über die Einprägung eines externen Potentials an den Bondpads kann eine Offsetspannung im Taktpfad eingepreßt werden.

4.2 Linearitätsuntersuchungen der Teilschaltungen

Im vorliegenden Abschnitt werden die Teilschaltungen vorgestellt, aus denen die AMUX-Kernschaltung und der Ausgangsverstärker zusammen gesetzt sind. In diesem Zusammenhang werden Erkenntnisse zur Dimensionierung und im Fall der Selektorstufe des Layoutentwurfs der einzelnen Teilschaltungen im Bezug auf deren Linearität gewonnen. Die Simulationen der Teilschaltungen werden für Ansteuerungen mit Eingangssignalen zur Generierung einer Abtastrate von $f_{s,A} = 100 \text{ GS/s}$ am Ausgang der jeweiligen Teilschaltungen durchgeführt. Die Erkenntnisse der Ergebnisse dieser Simulationen lassen sich analog auf andere Abtastraten anwenden. Um die effektive Auflösung der Teilschaltungen adäquat bewerten zu können, werden zwei Arten der Signalquellen verwendet. Die erste Art der Ansteuerung besteht aus der Überlagerung zweier idealer sinusförmiger Signalquellen (Sinus-Quellenansteuerung) mit denen spezifische Charakteristika bestimmter Spektren modelliert werden. Die zweite Art der Ansteuerung besteht aus idealen 8-bit DAC-Signalquellen (DAC-Quellenansteuerung). Bei der Ansteuerung mit den idealen 8-bit DAC-Quellen beinhalten die Eingangssignale die Störleistung des Quantisierungsrauschens, welche aus der begrenzten Auflösung der DACs resultiert. Um die Teilschaltungen unabhängig dieser Störleistung der Eingangssignale bewerten zu können, wird eine Ansteuerung mit sinusförmigen Signalquellen verwendet. Die Signalfrequenz

f_l der Eingangssignale beider Ansteuerungsarten wird mit

$$f_l = \frac{P}{2M} \cdot \frac{f_{s,A}}{2} = \frac{P}{2M} \cdot f_{s,D} \quad (4.2)$$

bestimmt. Dabei stellt P eine Primzahl und $M = 2^n$ ($n = [0,1,2, \dots]$) eine Zweierpotenz dar, wobei M die Länge der Symbol-Sequenz repräsentiert. Die Symbol-Sequenz stellt die Liste der Symbolwerte dar aus welcher die Eingangssignale generiert werden. Es gilt für alle Signalfrequenzen $P < M$ womit sichergestellt wird, dass der maximale Signalfrequenz f_l nicht die größer als die halbe Abtastrate $f_{s,D}$ der DACs ist (Einhaltung des Nyquistkriteriums). Die Bestimmung der Signalfrequenz f_l der Eingangssignale mit Hilfe der Primzahl garantiert, dass die Signalfrequenz kein Teiler der Abtastrate bzw. der Taktfrequenz des AMUX ist. Der Zeitbereich über den die Simulation durchgeführt wird kann mit Hilfe von

$$t_{sim} = \frac{2 \cdot M}{f_{s,A}} = \frac{M}{f_{s,D}} \quad (4.3)$$

bestimmt werden. Der Zeitbereich t_{sim} entspricht der zeitlichen Dauer der Eingangssignale, welcher sich berechnet aus der Länge der Symbol-Sequenz multipliziert mit der Symboldauer $1/f_{s,D}$ der Eingangssignale. Zur Generierung der 8-bit DAC-Signale für die jeweiligen Signaleingänge der Teilschaltungen wird nur die Signalfrequenz f_l , die Länge der bit-Sequenz M und der gewünschte differentielle Stromhub I_{sw} bzw. Spannungshub U_{sw} benötigt. Die Ansteuerung mit sinusförmigen Signalquellen (vgl. Abbildung 4.6, 4.13, 4.21, 4.26) soll die Töne der ersten beiden Nyquistbänder der DAC-Signale mit Hilfe der Sinc-Aperturfunktion $g_D(t)$ modellieren. Zur Modellierung der ersten beiden Nyquistbänder der Eingangssignale wird zusätzlich zum Signalton \underline{s}_l im ersten Nyquistband der Ton \underline{a}_u des Abbildes bei der Residualfrequenz $f_u = \frac{f_{s,A}}{2} - f_l$ im zweiten Nyquistband (vgl. Abbildung 2.7) benötigt. Die Amplitude des Signaltones \underline{s}_l der Eingangssignale kann mit Hilfe der Aperturfunktion $g_D(t)$ (vgl. Gleichung 2.25) für Spannungssignale

$$|\underline{s}_l| = \text{sinc}\left(\frac{f_l}{f_{s,D}}\right) \cdot \frac{U_{sw}}{2} = \text{sinc}\left(\frac{f_l \cdot 2}{f_{s,A}}\right) \cdot \frac{U_{sw}}{2} \quad (4.4)$$

bzw. Stromsignale

$$|\underline{s}_l| = \text{sinc}\left(\frac{f_l \cdot 2}{f_{s,A}}\right) \cdot \frac{I_{sw}}{2} \quad (4.5)$$

berechnet werden. Die Amplitude des Abbildes \underline{a}_u der Eingangssignale im zweiten Nyquistband kann ebenfalls mit Hilfe der Aperturfunktion $g_D(t)$ für Spannungssignale

$$|\underline{a}_u| = \text{sinc}\left(\frac{f_u \cdot 2}{f_{s,A}}\right) \cdot \frac{U_{sw}}{2} \quad (4.6)$$

bzw. Stromsignale

$$|\underline{a}_u| = \text{sinc}\left(\frac{f_u \cdot 2}{f_{s,A}}\right) \cdot \frac{I_{sw}}{2} \quad (4.7)$$

berechnet werden. Mit Hilfe dieser sinusförmigen Ansteuerung lassen sich Erkenntnisse über die Linearität der Teilschaltungen ohne Einbringung von externen Störleistungen gewinnen. Mit Hilfe der Ansteuerung mit den 8-bit DAC-Signalen lassen sich Erkenntnisse über das Verhalten der jeweiligen Teilschaltung bei Ansteuerung mit idealen DAC-Signalen gewinnen.

Untersucht werden im Folgenden die Transadmittanzstufe in Abschnitt 4.2.1, die Selektorstufe in Abschnitt 4.2.2, die Basisstufe in Abschnitt 4.2.3 und die Emitterfolgerstufe in Abschnitt 4.2.4.

4.2.1 Transadmittanzstufe

Abbildung 4.2 zeigt eine differentielle Transadmittanzstufe (TAS). Die TAS wird bei Inklusion eines Kollektorwiderstandes R_C als Differenzverstärker bezeichnet. Die Bezeichnung der TAS rührt von der Definition der Übertragungsfunktion der Schaltung her. Da die TAS eine differentielle Eingangsspannung $u_{ed} = u_{ep} - u_{en}$ in einen differentiellen Ausgangsstrom $i_{ad} = i_{ap} - i_{an}$ wandelt, entspricht die Übertragungsfunktion $Y_{TAS} = \frac{i_{ad}}{u_{ed}}$ einer Admittanz. Die TAS bzw. der Differenzverstärker ist eine Grundschaltung, welche in Werken wie [45–47] ausführlich besprochen wird. Im Folgenden wird daher lediglich auf die für diese Arbeit entscheidenden Eigenschaften der TAS eingegangen. Zur Arbeitspunkteinstellung der TAS dienen die Stromquellen mit jeweils $\frac{I_0}{2}$ und die dc-Vorspannung U_Q , welche üblicherweise von der ansteuernden Schaltung (in dieser Arbeit ausschließlich durch EF) geliefert wird. Die Topologie in Abbildung 4.2 ist eine von zwei z.B. in [40] vorgestellten Varianten betreffend der Stromquellenversorgung der TAS. Die alternative Topologievariante beinhaltet nur eine Stromquelle mit dem Wert I_0 , welche den Strom über jeweils zwei Emittergegenkopplungswiderstände R_E in den Emitter der Transistoren einspeisen. Die Vor- und Nachteile dieser Varianten sind in [40] erläutert. Für diese Arbeit wird den Erkenntnissen aus [40] entsprechend die Variante in Abbildung 4.2 gewählt, um die benötigte Versorgungsspannung der Gesamtschaltung zu minimieren. Um die Transistoren im normal-aktiven Bereich zu betreiben, wird eine Vorspannung U_Q benötigt [43], so dass gilt

$$\min(U_Q + u_{ep,n}) \geq \max(u_{ap,n}). \quad (4.8)$$

Die dc-Großsignalübertragungsfunktion der TAS wird in [47] hergeleitet zu

$$u_{ed} = i_{ad} \cdot R_E^* + 2U_T \cdot \operatorname{arctanh}\left(\frac{i_{ad}}{I_0}\right). \quad (4.9)$$

Dabei gilt

$$R_E^* = R_E + r_E + (r_B + R_G) / \beta_0. \quad (4.10)$$

R_E ist der Emittergegenkopplungswiderstand, r_E der parasitäre Emitterkontaktwiderstand, r_B der parasitäre Basisbahnwiderstand, R_G der Innenwiderstand der ansteuernden Schaltung (Generatorwiderstand) und β_0 die Kleinsignal-Stromverstärkung der Transistoren. Die dc-Großsignalübertragungsfunktion entspricht dem Verhalten der TAS bei

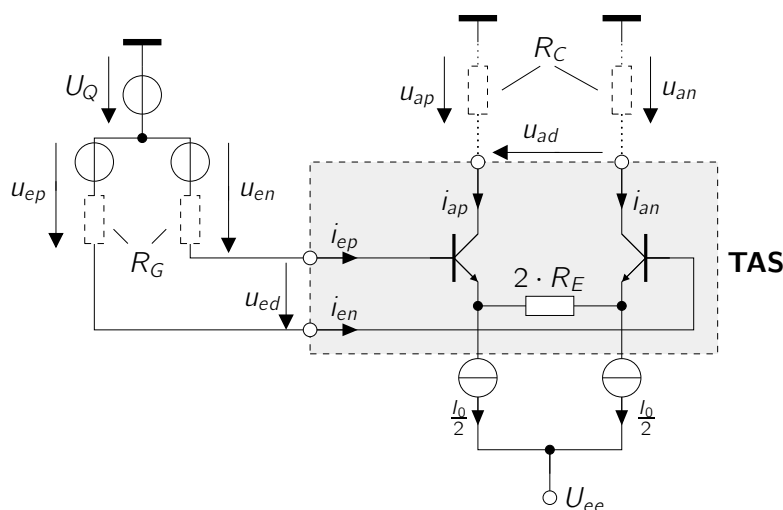


Abbildung 4.2: Beschaltung einer TAS.

Gleichspannungsansteuerung. Bei Linearisierung der Übertragungsfunktion um den Arbeitspunkt $i_{ad} = 0$ kann die Kleinsignalverstärkung der TAS berechnet werden zu

$$Y_{TAS} = \left. \frac{\delta i_{ad}}{\delta u_{ed}} \right|_{i_{ad} \rightarrow 0} = \frac{I_0}{2U_T + R_E^* \cdot I_0} = \frac{I_0}{U_K}. \quad (4.11)$$

Wie in [47] eingeführt, wird U_K als Knickspannung bezeichnet. Die Knickspannung, mit der Gleichung

$$U_K = 2U_T + R_E^* \cdot I_0, \quad (4.12)$$

beschreibt die Spannung bei der die TAS aus ihrem linearen Übertragungsbereich in den gesättigten Bereich übergeht. Abbildung 4.3 zeigt die Übertragungsfunktion der TAS in Abhängigkeit der Eingangsspannung u_{ed} , welche auf die Knickspannung normiert wurde. Im Intervall zwischen $[-U_K, U_K]$ verhält sich die TAS näherungsweise linear mit einer Kleinsignalverstärkung von etwa Y_{TAS} . Wird der Betrag der Eingangsspannung größer als die Knickspannung, steuert die TAS in erster Näherung den gesamten Arbeitspunktstrom I_0 durch einen der beiden Transistoren. In diesem Ansteuerungsbereich fungiert die TAS als Stromschalter. Je kleiner das Verhältnis zwischen Eingangsspannung und Knickspannung, um so eher trifft die Abschätzung der tanh-Funktion als lineare Übertragungsfunktion mit der Kleinsignalverstärkung Y_{TAS} zu. Dies bedeutet, dass das Verhältnis zwischen Eingangsspannung und Knickspannung wesentlich für die Dimensionierung der Linearität der TAS ist. Die Knickspannung ist neben der Temperatur abhängig von dem Arbeitspunktstrom I_0 und von dem Emitttergegenkopplungswiderstand R_E . Der Einfluss der parasitären Transistorelemente kann in erster Abschätzung für niedrige Signalfrequenzen $f_l \ll \frac{f_T}{\beta_0}$ [43] vernachlässigt werden. Die Knickspannung lässt sich demnach sowohl durch die Vergrößerung des Arbeitspunktstromes als auch

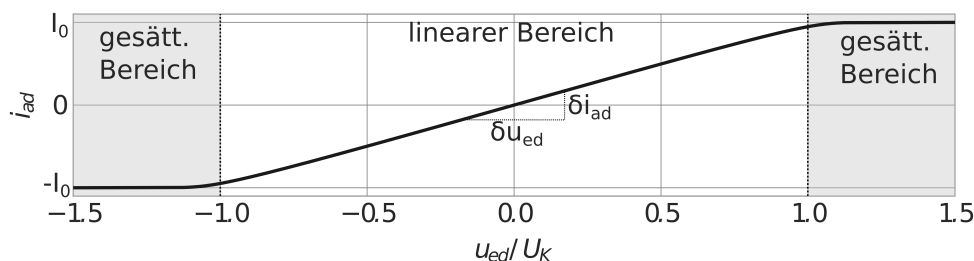


Abbildung 4.3: Die dc-Großsignalübertragungsfunktion einer TAS.

des Emittergegenkopplungswiderstand vergrößern (vgl. Gleichung 4.12). Die Vergrößerung des Arbeitspunktstromes hat zur Folge, dass Transistoren mit ausreichend großer Emitterfläche gewählt werden müssen, um Hochstromeffekte in den Transistoren zu vermeiden. Die Vergrößerung der Emitterflächen der Transistoren der TAS führt zur Vergrößerung der parasitären Kapazitäten der Transistoren und damit zur Vergrößerung der kapazitiven Eigenschaften der Ein- und Ausgangsimpedanz der TAS (vgl. [43]). Höher kapazitive Ein- und Ausgangsimpedanzen führen üblicherweise zu einer Verringerung der Bandbreiten des Ein- und Ausgangstors der TAS. Zusätzlich führt eine Vergrößerung des Arbeitspunktstromes zu einer größeren Leistungsaufnahme der Teilschaltung. Eine Vergrößerung des Emittergegenkopplungswiderstandes führt ebenfalls zu einer größeren Knickspannung, birgt jedoch den Nachteil einer kleineren Kleinsignalverstärkung Y_{TAS} (vgl. Gleichung 4.11). Je nach Entwicklungsziel müssen entsprechende Kompromisse bei der Dimensionierung einer TAS eingegangen werden.

Da es in diesem Abschnitt um die Dimensionierung der TAS bezüglich ihrer Linearität geht, soll ein geeignetes Verhältnis zwischen Knickspannung und differentieller Eingangsspannung gefunden werden, mit dem die TAS eine Linearität besitzt mit der ein 8-bit Eingangssignal ohne Verlust der effektiven Auflösung übertragen werden kann. Das Verhältnis zwischen der Knickspannung U_K und der Amplitude der differentiellen Eingangsspannung \hat{u}_{ed} wird im Folgenden als Auslenkungsverhältnis

$$K_k = \frac{U_K}{\hat{u}_{ed}} \quad (4.13)$$

bezeichnet. Durch diese Definition wird bei steigendem Auslenkungsverhältnis K_k der differentielle Ausgangsstrom der TAS weniger stark ausgelenkt. In Abbildung 4.4a ist der ENoB einer TAS mit Transistoren der Emitterfläche $1 \mu\text{m}^2$ mit verschiedenen Werten für den Emittergegenkopplungswiderstand R_E und den Arbeitspunktstrom I_0 aufgetragen. Für die Simulation wird die TAS mit Hilfe der Sinus-Quellenansteuerung mit einer differentiellen Eingangsamplitude von $\hat{u}_{ed} = 500 \text{ mV}$ angesteuert, was wiederum einem differentiellen Spannungshubes von $U_{sw} = 1 \text{ V}_{pp}$ entspricht (vgl. Gleichungen 4.4 und 4.6). Die Signalfrequenz im ersten Nyquistband entspricht $f_l = 585 \text{ MHz}$. Der Signalton \underline{a}_u im zweiten Nyquistband bei der Frequenz $f_u = \frac{f_{s,A}}{2} - 585 \text{ MHz}$ kann aufgrund der sehr niedrigen Amplitude bei der gewählten Signalfrequenz f_l vernachlässigt werden (vgl. Gleichung 4.6). Die im Vergleich zur Transitfrequenz $f_T = 325 \text{ GHz}$ der

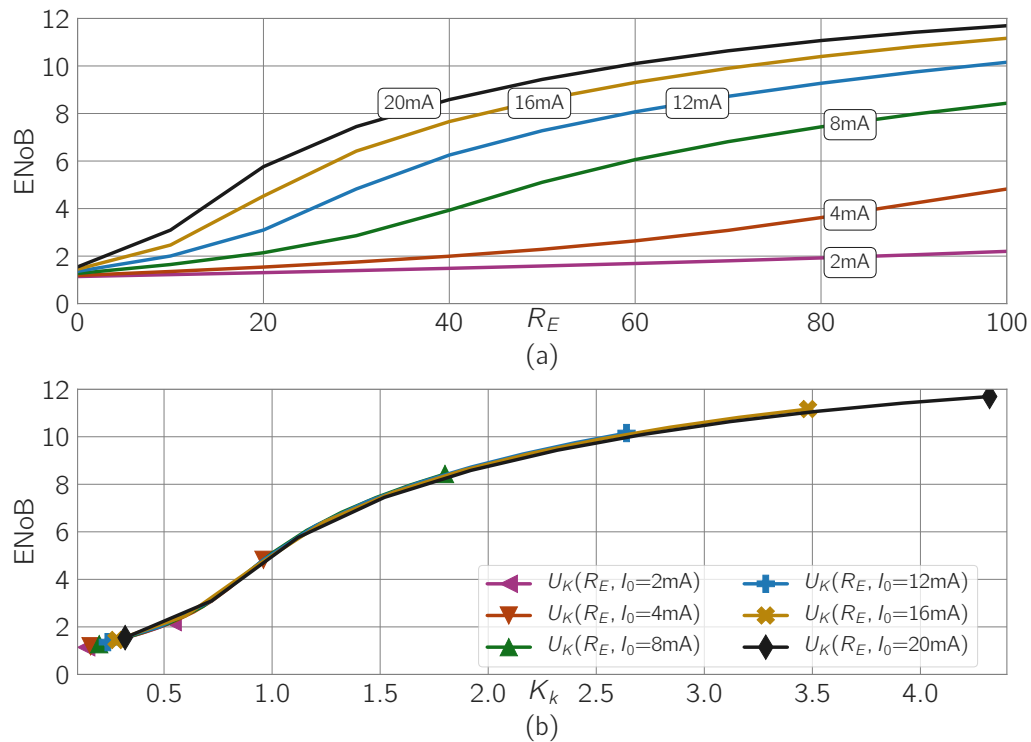


Abbildung 4.4: ENoB einer TAS bei Variation des Emitttergegenkopplungswiderstandes R_E und des Arbeitspunktstromes I_0 (a) und der ENoB der selben Simulation abgebildet auf das Verhältnis K_k (b) bei einer Eingangsspannungsamplitude von $\hat{u}_{ed} = 500$ mV und der Sinus-Quellenansteuerung.

Transistoren sehr niedriger Signalfrequenz f_l , wurde gewählt, um die Auswirkung der parasitären Elemente der Transistoren zunächst vernachlässigen zu können. Bei dieser niedrigen Signalfrequenz stimmt das Verhalten der TAS in erster Näherung mit der dc-Großsignalübertragungsfunktion aus Gleichung 4.9 überein. Wie zu erwarten, steigt die Linearität und damit der ENoB des Ausgangsstromes i_{ad} der TAS für steigende Werte R_E und I_0 an. Bei der Vergrößerung beider Dimensionierungsgrößen steigt die Knickspannung U_K , wie Gleichung 4.11 zeigt, und damit das Auslenkungsverhältnis K_k an. Mit Hilfe der Gleichung 4.13 lassen sich die Ergebnisse aus Abbildung 4.4a auf das Auslenkungsverhältnis K_k in Abbildung 4.4b abbilden, da $K_k \propto U_K = 2U_T + R_E^* \cdot I_0$ und R_E^* durch Gleichung 4.10 direkt von R_E abhängig ist. Je nach Wert des Arbeitspunktstromes aus Abbildung 4.4a erreichen die verschiedenen Dimensionierungskurven unterschiedliche Endwerte des Auslenkungsverhältnisses K_k . Die Ergebnisse zeigen, dass alle Dimensionierungskurven auf einer gemeinsamen Trajektorie verlaufen. Der ENoB und damit die Linearität der TAS hängt für niedrige Signalfrequenzen somit nur von dem Auslenkungsverhältnis K_k ab. Um mit einer Schaltung ein 8-bit DAC-Signal ohne signifikanten Verlust an effektiver Auflösung zu übertragen, benötigt die Schaltung eine Linearität von >8 bit, wie in Abbildung 2.13 gezeigt. Wird diese Abschätzung mit den

Ergebnissen aus Abbildung 4.4b verglichen, ergibt sich ein Verhältnis K_k von $> 1,75$. Bei dem Wert $K_k = 2$ erreicht die TAS einen ENoB von etwa 8,8 bit. Dieser Wert kann als Richtwert für die weitere Dimensionierung der TAS für die Übertragung von 8-bit DAC-Signalen verwendet werden. Der Wert $K_k = 2$ bedeutet, dass die Knickspannung doppelt so groß sein muss wie die Eingangsspannungsamplitude. Dies entspricht im Fall der hier verwendeten Simulationsparameter dem Wert $U_K = 1 \text{ V}$.

Da die Knickspannung $U_K(R_E, I_0)$ von zwei Dimensionierungsparametern abhängig ist, wird eine weitere Dimensionierungsvorschrift für einen dieser beiden Parameter benötigt. Hierfür dient die Gleichung 4.11, welche die Kleinsignalverstärkung der TAS und damit die Spannungsverstärkung $V_u = R_C \cdot Y_{TAS}$ einer mit R_C abgeschlossen TAS bestimmt (vgl. [43]). Um die für diese Arbeit gewünschten Linearität zu erhalten, wird eine Knickspannung benötigt, welche deutlich größer ist als die thermische Spannung $U_T \approx 30 \text{ mV}$. Daher kann die Vereinfachung $U_K = 2U_T + R_E^* \cdot I_0 \approx R_E^* \cdot I_0$ eingeführt werden (vgl. [43]). Mit dieser Vereinfachung ergibt sich

$$Y_{TAS} = \frac{I_0}{U_K} \approx \frac{I_0}{R_E^* \cdot I_0} = \frac{1}{R_E^*}. \quad (4.14)$$

Die Verstärkung der TAS ist somit, bei der, für die Linearität gewünschten Knickspannung in erster Näherung nur abhängig von dem Widerstand $R_E^* = R_E + r_E + (r_B + R_G)/\beta_0$. Durch die hohe Kleinsignal-Stromverstärkung β_0 der Transistoren lässt sich der Widerstand zu $R_E^* \approx R_E + r_E$ nähern. Durch die Wahl der gewünschten Linearität, der maximalen Eingangsspannung und der gewünschten Verstärkung der TAS, kann der benötigte Arbeitspunktstrom direkt aus Gleichung 4.14 gewonnen werden. Der letzte zu bestimmende Dimensionierungsparameter der TAS ist die Emitterfläche der Transistoren, welche sich über die parasitären Elemente der Transistoren direkt auf die Ein- und Ausgangsimpedanzen und damit auf die Bandbreiten der Ein- und Ausgangsschnittstellen der TAS auswirken. Um eine Emitterfläche der Transistoren auswählen zu können, muss zunächst der maximal ausgelenkte Strom $\max(i_{ap,n})$ bei Ansteuerung mit der maximalen Eingangsspannung bestimmt werden. Die differentielle Ausgangsstromamplitude lässt sich mit der Näherung der Verstärkung und der Eingangsspannung zu

$$\hat{i}_{ad} = Y_{TAS} \cdot \hat{u}_{ed} = \frac{I_0}{U_K} \cdot \hat{u}_{ed} = \frac{I_0}{K_k} \quad (4.15)$$

bestimmen. Der maximal ausgelenkte Strom durch einen der Transistoren (single-ended) setzt sich zusammen aus der Hälfte der Amplitude des differentiellen Ausgangsstromes \hat{i}_{ad} und der Hälfte des Arbeitspunktstromes I_0

$$\max(i_{ap,n}) = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_0}{K_k} + \frac{I_0}{2} = \frac{I_0}{2} \left(1 + \frac{1}{K_k} \right). \quad (4.16)$$

Die Auslenkung des Stromes der TAS ist, wie Gleichung 4.16 zeigt, abhängig von dem Auslenkungsverhältnis K_k . Eine konservative Dimensionierungsvorschrift würde die Emitterfläche des Transistors so dimensionieren, dass bei maximaler Auslenkung des Stromes genau die f_T -Spitzenwertstromdichte des Transistors erreicht würde. Die f_T -Spitzenwertstromdichte eines Transistors einer zur BiCMOS55-Technologie vergleichbaren

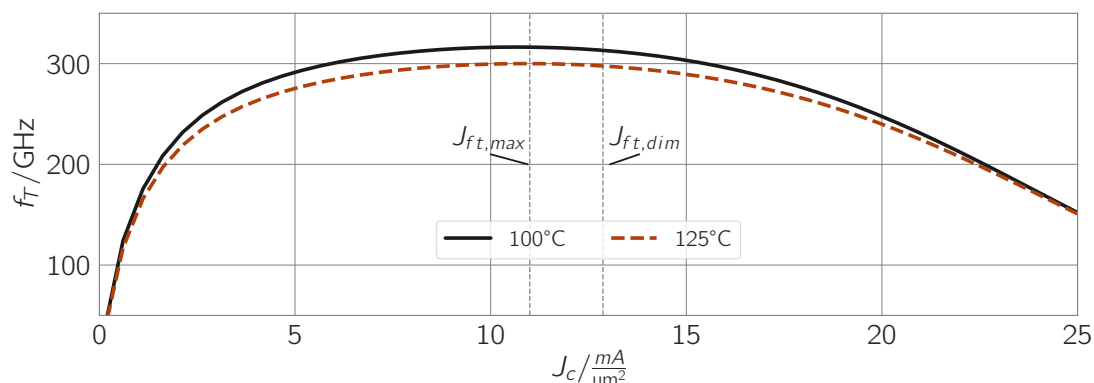


Abbildung 4.5: Beispielhafter Verlauf einer Transitfrequenz einer zur BiCMOS55-Technologie vergleichbaren Transistortechnologie über der Kollektorstromdichte J_c der Transistoren bei 100 °C und 125 °C.

Transistortechnologie wird für ca. $J_{fT,max} = 11 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$ bei 100 °C und 125 °C erreicht, wie in Abbildung 4.5 zu erkennen ist. Eine Dimensionierung bei ca. 117% der f_T -Spitzenwertstromdichte, was einem Wert von $J_{ft,dim} = 12,87 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$ entspricht, erlaubt um 17% kleinere Emitterflächen der Transistoren bei gleichbleibenden Stromdichten. Dies führt zu niedrigeren parasitären Kapazitäten der Transistoren, was wiederum zu höheren Bandbreiten der Teilschaltungen bei gleichbleibender Leistungsaufnahme führen kann. Durch die erhöhte maximale Stromdichte fällt die Transitfrequenz f_T von 316 GHz auf 313 GHz bei 100 °C und von 300 GHz auf 298 GHz bei 125 °C (vgl. Abbildung 4.5), was Verlusten von 0,6% bzw. 1% entsprechen. Diese Verluste der Transitfrequenz sind gering im Vergleich zur Erhöhung der Transistorstromdichte um 17%. Eine weitere Erhöhung der Dimensionierungsstromdichte wird zur Vermeidung von Hochstromeffekten unterlassen. Mit Hilfe dieser Stromdichte kann die Emitterfläche A_E der TAS-Transistoren bestimmt werden

$$A_{E,TAS} = \frac{\max(i_{ap,n})}{J_{ft,dim}}. \quad (4.17)$$

Dieses Verhältnis zwischen Stromdichte und Emitterfläche wird sowohl bei Verwendung der TAS in der AMUX-Kernschaltung als auch im Ausgangsverstärker verwendet. Das funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell aus Abschnitt 2.2 zeigt, dass für eine ideale AMUX-Funktion die Transadmittanzstufen in der Kernschaltung nicht nur das erste sondern auch das zweite Nyquistband (bis zu $f_{c,A}$) der Eingangssignale übertragen sollen. Eine TAS im Ausgangsverstärker muss mindestens das erste Nyquistband (bis zu $f_{c,A}$) des AMUX-Ausgangssignals der Kernschaltung übertragen. Dadurch sind die gewünschten Bandbreiten der TAS in beiden Fällen in erster Näherung gleich groß und rechtfertigt das gleiche Verhältnis zwischen Stromdichte und Emitterfläche.

Um das hier vorgestellte Dimensionierungsverfahren zu veranschaulichen, wird im Folgenden eine Beispieldimensionierung präsentiert. Der Eingangsspannungshub der 8-bit

Parameter	Werte	Herleitung
\hat{u}_{ed}	500 mV	$\hat{u}_{ed} = U_{sw}/2$
Y_{TAS}	20 mS	$V_u = R_C \cdot Y_{TAS}$
R_E^*	50 Ω	Gleichung 4.14
R_E	46 Ω	$R_E = R_E^* - r_E$
K_k	≈ 2	Abbildung 4.4
U_K	1 V	Gleichung 4.13
I_0	18,8 mA	Gleichung 4.12
$\max(i_{ap,n})$	14,1 mA	Gleichung 4.16
$A_{E,TAS}$	1,1 μm^2	Gleichung 4.17

Tabelle 4.1: Simulationswerte zur Dimensionierung einer beispielhaften TAS.

DAC-Signale beträgt $U_{sw} = 1 \text{ V}_{pp}$. Damit die TAS das 8-bit Eingangssignal ohne Verluste der effektiven Auflösung übertragen kann, liegt die Zielinearität der TAS bei ≥ 9 bit (vgl. Abbildung 2.13). Die Transadmittanz Y_{TAS} der TAS wird so gewählt werden, dass falls die TAS mit $R_C = 50 \Omega$ abgeschlossen werden würde (vgl. Abbildung 4.2), eine Spannungsverstärkung von $V_u = 1$ entsteht. Mit dieser Vorgabe ergeben sich die Dimensionierungswerte der TAS aus Tabelle 4.1. Abbildung 4.6 zeigt die Ergebnisse der Simulation der Beispiel-TAS für die Sinus-Quellenansteuerung (vgl. Definition auf S.85) und 8-bit DAC-Quellenansteuerung bei einer Abtastrate von 100 GS/s. Der ENoB der Eingangsspannung u_{ed} bei Ansteuerung mit DAC-Signalquellen startet bei einem idealen Wert von 8,1 bit und fällt auf 7 bit für maximale Signalfrequenzen ab. In Abbildung 4.6a sind die Ergebnisse der Dimensionierung der TAS aus Tabelle 4.1 mit einem Auslenkungsverhältnis $K_k = 2$ aufgetragen, sowohl für die Sinus-Quellenansteuerung (gestrichelt Linie) und für die Ansteuerung mit 8-bit DAC-Quellen (durchgezogene Linie mit Marker). Der ENoB des Ausgangsstromes der TAS bei Sinus-Quellenansteuerung und $K_k = 2$ liegt mindestens 1 oberhalb des ENoB des 8-bit DAC-Eingangssignals. Da der ENoB der TAS bei Sinus-Quellenansteuerung in etwa 1 bit oberhalb der Auflösung des DAC-Eingangssignals liegt, folgt die effektive Auflösung des Ausgangssignals der TAS bei DAC-Quellenansteuerung in erster Näherung der Auflösung des DAC-Eingangssignals, wie mit Abbildung 2.13 abgeschätzt. Die maximale Differenz zwischen dem ENoB der Eingangsspannung und des Ausgangsstroms bei DAC-Quellenansteuerung liegt bei 0,3 bit für $K_k = 2$. Abbildung 4.6b zeigt die Linearität der TAS bei Reduzierung des Auslenkungsverhältnisses K_k auf 1,5 bzw. 1 durch die Reduzierung des Arbeitspunktstromes auf 13,8 mA bzw. 8,8 mA. Die effektive Auflösung des DAC-Eingangssignals (durchgezogene Linie, ohne Marker) entspricht der selben Kurve wie in Abbildung 4.6a. Die Auflösung der TAS bei Sinus-Quellenansteuerung liegt bei dem Auslenkungsverhältnis $K_k = 1,5$ bereits unterhalb der Auflösung des DAC-Eingangssignals. Die maximale Differenz zwischen dem ENoB der Eingangsspannung und des Ausgangsstroms bei DAC-Quellenansteuerung und bei $K_k = 1,5$ liegt bei 0,8 bit. Der ENoB des Ausgangsstromes der TAS mit Sinus-Signalquellenansteuerung und dem Auslenkungsverhältnis $K_k = 1$ liegt

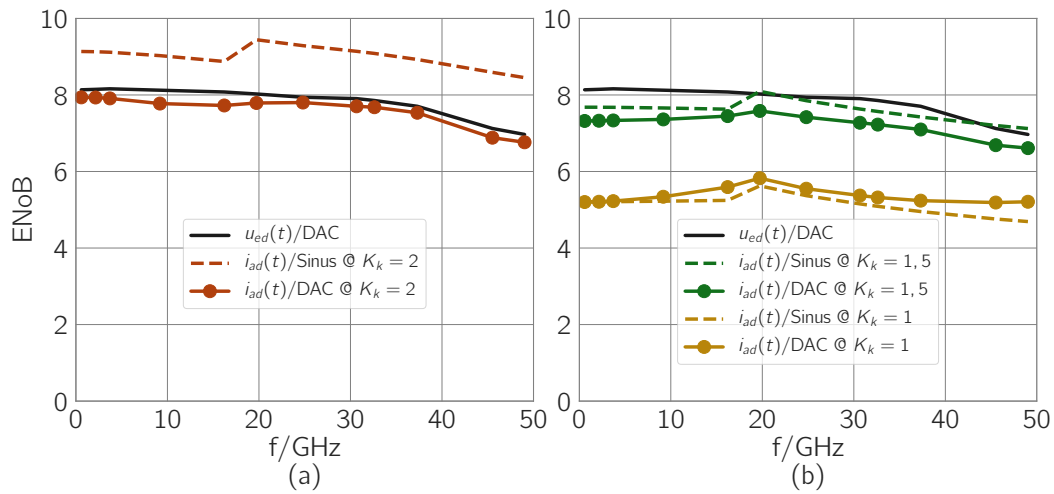


Abbildung 4.6: ENOB der TAS mit Dimensionierung aus Tabelle 4.1 bei Sinus-Quellen- und DAC-Quellenansteuerung (a) und ENOB der TAS mit reduziertem Verhältnis $K_k = 1,5$ und 1 durch Senkung des Arbeitspunktstromes auf $I_0 = 13,8$ mA und 8,8 mA bei Sinus-Quellen- und DAC-Quellenansteuerung (b).

mindestens 2 bit unterhalb der Auflösung des DAC-Eingangssignals. Der ENOB des Ausgangsstromes der TAS mit DAC-Quellenansteuerung und $K_k = 1$ startet mit 5,25 bit und weist in erster Näherung die Sonderform der t-Typ ENOB-Charakteristik aus Abbildung 3.3 auf. Da die Auflösung der Teilschaltung bei Sinus-Quellenansteuerung bereits mehr als 2 bit unterhalb der Auflösung des Eingangssignals liegt, liegt auch die Auflösung des Ausgangssignals mit DAC-Quellenansteuerung in etwa 2 bit unterhalb der Auflösung des Eingangssignals (vgl. Abbildung 2.13). Die Entstehung der Sonderform der t-Typ ENOB-Charakteristik bei Erhöhung der Nichtlinearität der TAS, und der damit verbundenen Erhöhung der Intermodulationsverzerrung im Ausgangssignal der TAS, verifiziert die in Abschnitt 3.1.1 gewonnenen Ergebnisse. Wegen des geringen Verhältnisses K_k zwischen Knickspannung und Eingangsspannung entsteht durch die Übertragungsfunktion der TAS eine relativ hohe Intermodulationsverzerrung. Der ENOB ist durch diese hohe Intermodulationsverzerrung hauptsächlich von den Amplituden der Oberwellen der Intermodulationsverzerrung abhängig, welche wiederum abhängig von der Sinc-Aperturfunktion des DAC-Eingangssignals sind. Eine detaillierte Erklärung dieses Effektes findet sich in Abschnitt 3.1.1.

Diese Ergebnisse zeigen, dass die Erhöhung der Knickspannungsfaktors K_k von 1,5 auf 2 nur noch eine Steigerung der effektiven Auflösung von maximal 0,64 bit erzeugt. Je nach Randbedingung der TAS, wie zum Beispiel die Verstärkung Y_{TAS} und Bandbreiten der Ein- und Ausgangsschnittstellen, sollte das Auslenkungsverhältnis zwischen $1,5 > K_k > 2$ gewählt werden. Das in diesem Abschnitt vorgestellte Verfahren zur Dimensionierung der TAS wird im Folgenden für alle TAS in dieser Arbeit vorgenommen.

4.2.2 Selektorstufe

Abbildung 4.7 zeigt die Teilschaltung, welche im Folgenden als Selektorstufe bzw. SEL bezeichnet wird. Die SEL besteht aus vier parallelgeschalteten Stromschaltern, nämlich SS1p, SS1n, SS2p und SS2n und besitzt einen differentiellen Takt-Eingang mit der differentiellen Eingangsspannung $u_{cd} = u_{cp} - u_{cn}$. Die Gleichspannungsquelle U_Q dient zur Einstellung der Arbeitspunkte der Transistoren, welche sich alle im normal-aktiven Bereich befinden sollen. Der Wert der Gleichspannungsquelle U_Q kann analog zu Gleichung 4.8 dimensioniert werden

$$\min(U_Q + u_{cp,n}) \geq \max(u_{ap,n}). \quad (4.18)$$

Üblicherweise wird die Vorspannung durch den Arbeitspunkt vorgeschalteter EF geliefert. Des Weiteren besitzt die SEL zwei differentielle Signal-Eingänge mit den differentiellen Eingangsströmen $i_{e1d} = i_{e1p} - i_{e1n}$ und $i_{e2d} = i_{e2p} - i_{e2n}$. Jeder der vier single-ended Eingangsströme versorgt jeweils einen der Stromschalter mit dem benötigten Arbeitspunktstrom. Die Eingangsströme werden in dieser Arbeit von vorgeschalteten TAS-Stufen geliefert und besitzen jeweils einen dc-Anteil von $I_0/2$ und einen Signalanteil von $i_{e1,2d}/2$. Wie in [17, 18] beschrieben, können die SS1p,n und SS2p,n jeweils als asymmetrische Mischer (engl. *unbalanced mixer*, Mischer 1 und Mischer 2 in Abbildung 4.7) betrachtet werden. Diese Mischer repräsentieren die Mischer 1,2 aus dem Blockdiagramm in Abbildung 2.4. Die differentiellen Eingangsströme $i_{e1,2d}$ werden als RF-Eingänge (Radiofrequenzeingänge) der Mischer 1,2 definiert. Der lokale Oszillator-eingang LO1 von Mischer 1 wird von dem differentiellen Taktsignal u_{cd} angesteuert,

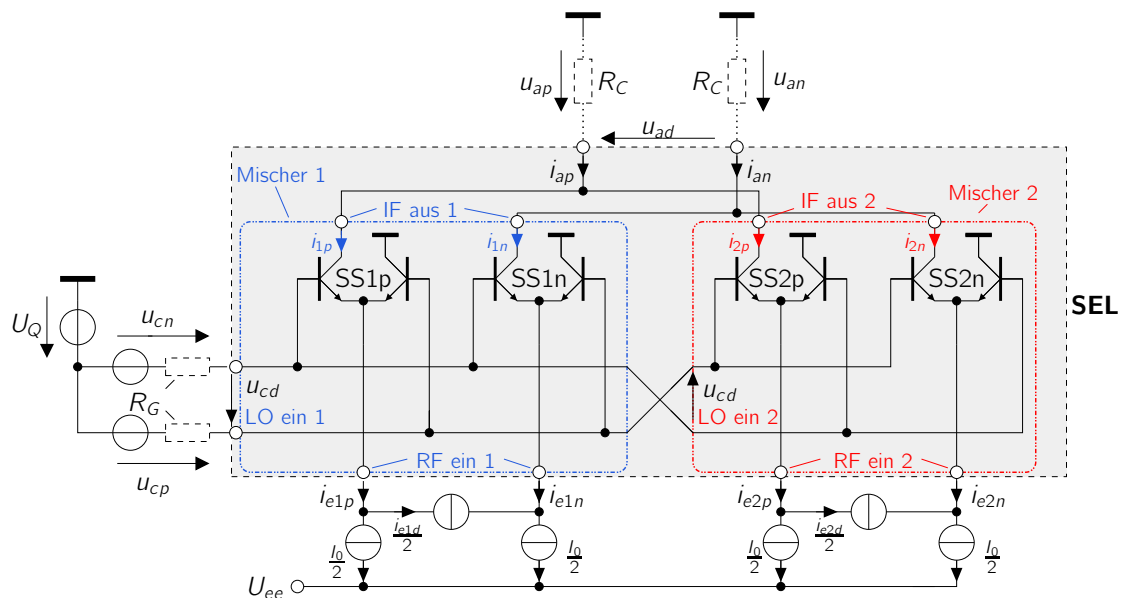


Abbildung 4.7: Beschaltung einer differentiellen SEL.

während der lokale Oszillatoreingang LO2 von dem um 180° gedrehten Taktsignal u_{cd} angesteuert wird. Diese 180° -Phasendrehung des Taktsignals u_{cd} stellt die in Abbildung 2.4 gezeigte 180° -Phasendrehung des Taktsignals des Mischers 2 im funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell dar. Die IF-Ausgänge (Mischsignalausgänge) der Mischer summieren sich zu den Ausgangsströmen der SEL

$$i_{ap} = i_{1p} + i_{2p}, \quad (4.19)$$

$$i_{an} = i_{1n} + i_{2n}. \quad (4.20)$$

Der differentielle Ausgangsstrom der SEL ergibt sich zu $i_{ad} = i_{ap} - i_{an}$. Die Funktion der SEL ist es, je nach Polarität des Taktsignals u_{cd} , entweder den differentiellen Signalstrom i_{e1d} oder i_{e2d} auf den Ausgang der SEL zu schalten. Im Idealfall gilt je nach Polarität des Taktsignals, dass sich der differentielle Ausgangsstrom der SEL zu $i_{ad} = i_{e1d}$ oder $i_{ad} = i_{e2d}$ ergibt. Der Strom des nicht auf den Ausgang geschalteten Eingangssignals wird über die SS entweder über eine Dummy-Last $R_{C,Dummy}$ bzw. eine weitere Teilschaltung (zum Beispiel eine BS) auf Masse geschaltet. Zur Vereinfachung des Schaltbildes der SEL wird diese Dummy-Last bzw. weitere Teilschaltung in Abbildung 4.7 durch Massesymbole ersetzt. Die SEL dient somit als getakteter Schalter (vgl. Abbildung 2.2), welcher abwechselnd eines der beiden Eingangssignale auf den Ausgang schaltet. Im Folgenden wird die Abhängigkeit der Linearität der Selektorstufe bezüglich ihrer Dimensionierung und bezüglich der Realisierung des Layouts besprochen.

4.2.2.1 Dimensionierung

Die zu dimensionierenden Parameter der SEL sind zum einen die Amplitude des Taktsignals u_{cd} , das Auslenkungsverhältnis K_k zwischen dem Eingangssignal und dem Arbeitspunktstrom, sowie die Emitterflächen der Transistoren. Da das Verhältnis der Amplitude der Eingangssignale und des Arbeitspunktstroms direkt von der Dimensionierung der ansteuernden TAS abhängig ist, kann ausgehend von den Ergebnissen aus Abschnitt 4.2.1 ein Auslenkungsverhältnis K_k hergeleitet werden. Dabei wird davon ausgegangen, dass beide ansteuernde Transadmittanzstufen gleich dimensioniert sind. Das Verhältnis zwischen dem differentiellen Ausgangsstrom und dem Arbeitspunktstrom der TAS ist durch Gleichung 4.15 gegeben. Da der Ausgangsstrom der TAS dem Eingangsstrom der SEL entspricht, ergibt sich

$$\hat{i}_{e1,2d} = \hat{i}_{ad,TAS} = \frac{I_0}{K_k}. \quad (4.21)$$

Dem entsprechend kann auch der maximale Strom durch die Transistoren der Stromschalter der SEL mit Gleichung 4.16 bestimmt werden

$$\max(i_{e1p,n}) = \max(i_{e2p,n}) = \frac{I_0}{2} \left(1 + \frac{1}{K_k} \right). \quad (4.22)$$

Der maximale Strom durch die Transistoren der SEL entspricht dem maximalen Strom

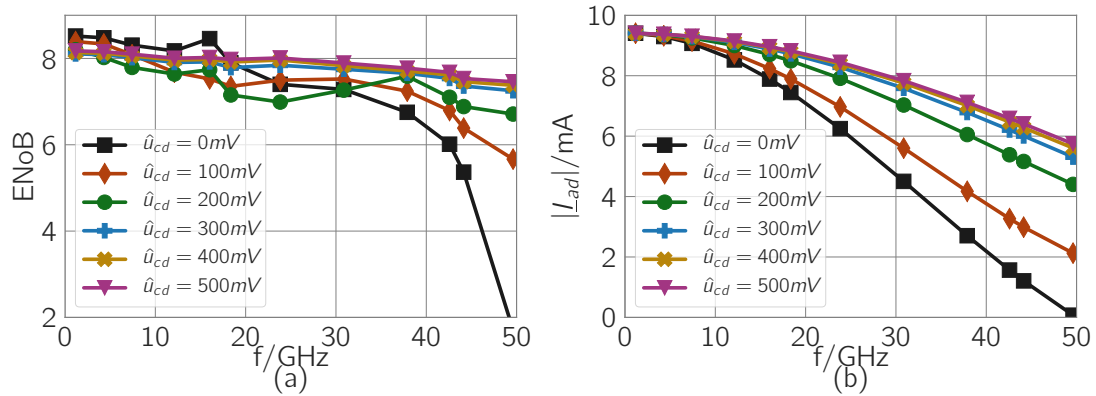


Abbildung 4.8: ENoB des SEL-Ausgangsstromes i_{ad} (a) und der Amplitudenverlauf des Ausgangsstroms I_{ad} (b) bei einer Abtastrate von 100 GS/s in Abhängigkeit der differentiellen Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} .

durch die Transistoren der TAS und ist abhängig von dem Arbeitspunktstrom I_0 der TAS und dem Auslenkungsverhältnis K_k . Daher kann die gleiche Dimensionierungsvorschrift für die Emitterfläche der SEL-Transistoren verwendet werden wie für die TAS-Transistoren (vgl. Gleichung 4.17)

$$A_{E,SEL} = \frac{\max(i_{e1p,n})}{J_{ft,dim}} = \frac{\max(i_{e2p,n})}{J_{ft,dim}}. \quad (4.23)$$

Die Emitterfläche der SEL-Transistoren werden demnach analog zu der Emitterfläche der TAS-Transistoren gewählt. Wie bereits in Abschnitt 4.2.1 beschrieben, benötigt die ansteuernde TAS in der Kernschaltung eine Bandbreite, welche die Übertragung des ersten und zweiten Nyquistbandes (bis zu $f_{c,A}$) der Eingangssignale für eine ideale AMUX-Funktion erlaubt. Dadurch sind die benötigten Bandbreiten für die ansteuernde TAS und die SEL gleich groß, was wiederum das gleiche Verhältnis zwischen Stromdichte und Emitterfläche der Transistoren der beiden Teilschaltungen rechtfertigt.

Die effektive Auflösung des Ausgangsstromes der SEL wird im Folgenden bei Variation zweier Dimensionierungsparameter, der Variation der Amplitude des Taktsignals u_{cd} und der Variation der Amplitude des Eingangsstromes $i_{e1,2d}$, betrachtet. Die Amplitude des Eingangsstromes $i_{e1,2d}$ ist wiederum direkt abhängig vom Auslenkungsverhältnis K_k der ansteuernden TAS. Zunächst soll die Abhängigkeit der effektiven Auflösung der SEL von der Amplitude des Taktsignals untersucht werden. Zur Simulation dieser Abhängigkeit wird die 8-bit DAC-Quellenansteuerung und eine Beispieldimensionierung, passend zur Beispieldimensionierung der TAS aus Abschnitt 4.2.1, gewählt. Die Dimensionierungsparameter der Beispieldimensionierung der TAS aus Abschnitt 4.2.1 sind $K_k = 2$ und $I_0 = 18,8 \text{ mA}$, womit sich aufgrund der Gleichungen 4.16 und 4.17 eine Emitterfläche $A_{E,TAS} = 1,1 \mu\text{m}^2$ ergibt. Durch die Gleichungen 4.22 und 4.23 ergibt sich die selbe Emitterfläche $A_{E,SEL} = 1,1 \mu\text{m}^2$ für die Beispieldimensionierung der Transistoren der SEL.

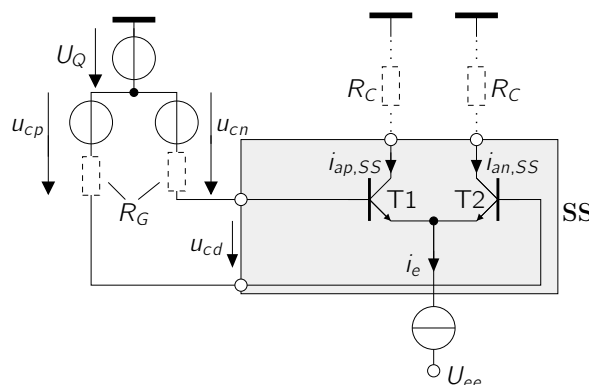


Abbildung 4.9: Schaltbild eines Stromschalters (SS) der SEL-Stufe.

Abbildung 4.8 zeigt den Einfluss der differentiellen Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} auf den ENoB (a) und den Amplitudenverlauf des Ausgangsstromamplitude \underline{I}_{ad} (b) der SEL für eine Abtastrate von 100 GS/s. Für $\hat{u}_{cd} = 0$ beginnt der ENoB bei 8,5 bit und fällt für steigende Frequenzen auf unter 2 bit ab. Für steigende Taktsignalamplituden steigt der ENoB bei hohen Frequenzen an. Ab einer Taktsignalamplitude von $\hat{u}_{cd} = 400$ mV hat der ENoB für hohe Signalfrequenzen den maximalen Wert von etwa 7,4 bit erreicht. Die ENoB-Verläufe weisen bei sinkender Taktsignalamplitude eine d-Typ ENoB-Charakteristik auf (vgl. Abbildung 3.1). Die Amplitude des Ausgangsstromes \underline{I}_{ad} startet für niedrige Frequenzen für alle Taktsignalamplituden bei $9,4 \text{ mA} = \frac{I_0}{K_K}$. Für steigende Frequenzen fällt die Ausgangsstromamplitude stetig ab. Für hohe Frequenzen und eine Taktsignalamplitude von $\hat{u}_{cd} = 0$ fällt $|\underline{I}_{ad}|$ auf null ab. Für steigende Taktsignalamplituden wird der Gradient des Amplitudenverlaufes immer niedriger und konvergiert für steigende Taktsignalamplituden gegen den Wert 6 mA. Der Verlauf der Ausgangsstromamplitude für $\hat{u}_{cd} = 500$ mV entspricht in erster Näherung dem Sinc-Amplitudenverlauf eines idealen DAC-Signals (vgl. Abbildung 2.10a). Der Endwert der Ausgangsstromamplitude von 6 mA entspricht in etwa dem Startwert 9,4 mA, welcher mit dem Faktor $\text{sinc}(0,5) \approx 0,636$ multipliziert ist.

Die Ursache des Einflusses der Taktsignalamplitude auf die Ausgangssignalamplitude und damit die effektive Auflösung der SEL liegt im Verhalten der SS1p,n und SS2p,n. Die Ausgangsamplitude und das Ausgangsrauschen der SEL wird von dem Schalterhalten der SEL beeinflusst wie im Folgenden erläutert wird. Das Großsignal-Schaltverhalten eines Stromschalters wurde bereits in Werken wie z.B. [38] ausführlich beschrieben. Ein einzelner SS der SEL ist in Abbildung 4.9 abgebildet. Dieser SS wird anders als üblich

$I_{e0,stat}$	$\min(i_e) = 4,7 \text{ mA}$	$\bar{i}_e = 9,4 \text{ mA}$	$\max(i_e) = 14,1 \text{ mA}$
$U_{K,SS}$	79 mV	98 mV	116 mV

Tabelle 4.2: Werte für die Knickspannung des SS der SEL für die Beispieldimensionierung.

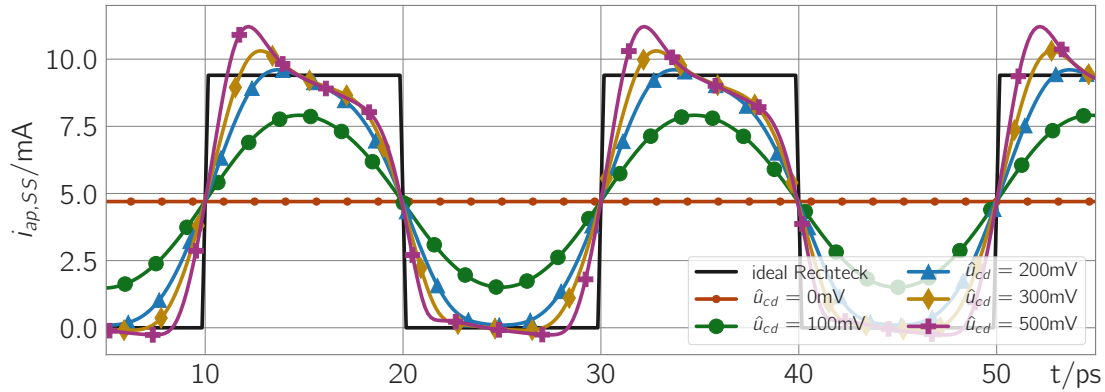


Abbildung 4.10: Schaltverhalten des Stromes $i_{ap,SS}$ des SS in Abbildung 4.9 für ein $\bar{i}_e = 9,7 \text{ mA}$ in Abhängigkeit von \hat{u}_{cd} .

nicht mit einer Konstantstromquelle, sondern mit der Signalstromquelle i_e angesteuert. Der Strom i_e kann analog zu den Eingangsströmen der SS1p,n und SS2p,n hergeleitet werden

$$i_e = \frac{i_{e1,2d}}{2} + \frac{I_0}{2}. \quad (4.24)$$

Im Mittel beträgt der Strom der Stromquelle somit den Wert $\bar{i}_e = \frac{I_0}{2}$, falls gilt $\bar{i}_{e1,2d} = 0$. Der maximale und minimale Strom ergibt sich analog zu Gleichung 4.22 zu

$$\max_{\min}(i_e) = \frac{I_0}{2} \left(1 \pm \frac{1}{K_k} \right). \quad (4.25)$$

Der SS kann als Sonderform der TAS (TAS ohne Emittergegenkopplung) betrachtet werden, womit sich die dc-Großsignalübertragungsfunktion nach [47] zu

$$u_{cd} = i_{ad,SS} \cdot \left(r_E + (r_B + R_G) \frac{1}{\beta_0} \right) + 2U_T \cdot \operatorname{arctanh} \left(\frac{i_{ad,SS}}{i_e} \right) \quad (4.26)$$

ergibt. Auch hier kann durch die hohe Wechselstromverstärkung β_0 der Transistoren der Basisbahnwiderstand r_B und der Generatorwiderstand R_G gegenüber dem Kontaktwiderstand r_E in erster Näherung vernachlässigt werden. Die Übertragungsfunktion des SS weist die selbe Charakteristik wie die der TAS auf, womit für den SS ebenfalls eine Knickspannung hergeleitet werden kann

$$U_{K,SS} \approx 2U_T + r_E \cdot i_e. \quad (4.27)$$

Aufgrund der Signalquelle i_e ergeben sich von der ansteuernden Quelle abhängige Knickspannungen für die SS der SEL. Im Folgenden wird der SS (vgl. Abbildung 4.9) für drei stationäre Fälle des Arbeitspunktstromes

$$I_{e0,stat} := \begin{cases} \max(i_e), \\ \bar{i}_e, \\ \min(i_e) \end{cases} \quad (4.28)$$

betrachtet, nämlich für den maximalen, minimalen und gemittelten Arbeitspunktstrom. Für die Beispieldimensionierung der SEL ergeben sich die Knickspannungen aus Tabelle 4.2 für die drei stationären Fälle. Die Knickspannung wirkt als Schwellspannung des Schaltverhaltens des SS und beeinflusst damit das Abtastverhalten der SEL. Das Verhalten der SS1p,n und SS2p,n kann mit Hilfe der Betrachtung eines einzelnen Stromschalters in Abbildung 4.9 und den stationären Fällen $\max(i_e) = 14,1 \text{ mA}$, $\min(i_e) = 4,7 \text{ mA}$ und $\bar{i}_e = 9,4 \text{ mA}$ simuliert werden. In Abbildung 4.10 ist der single-ended Kollektorstrom $i_{ap,SS}$ des Transistors T1 (vgl. Abbildung 4.9) und damit das Schaltverhalten des SS für den stationären Fall $I_{e0,stat} = \bar{i}_e$ aufgetragen. Das ideale Schaltverhalten (das Verhalten eines idealen Schalters ohne Schwellspannung) ist durch eine Rechteckschwingung (Linie ohne Marker) aufgetragen. Hierbei schaltet der Transistor T1 ideal und schaltet entweder den gesamten Arbeitspunktstrom $I_{e0,stat}$ oder keinen Strom auf den Ausgangsstrom $i_{ap,SS}$. Zusätzlich zum idealen Schaltverhalten ist das Schaltverhalten der realen Transistoren in Abhängigkeit der Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} aufgetragen. Für $\hat{u}_{cd} = 0$ liegt kein Taktsignal an dem SS an. Die Transistoren der SS werden nicht geschaltet und verweilen in ihrem Arbeitspunkt, welcher in dieser Beispielsimulation der Hälfte des Quellstromes $\frac{\bar{i}_e}{2} = 4,7 \text{ mA}$ entspricht. In diesem Fall führt die SEL keine Abtastung durch. Für $\hat{u}_{cd} = 100 \text{ mV}$ liegt die differentielle Taktsignalamplitude knapp oberhalb der für diesen stationären Fall berechneten Knickspannung $U_{K,SS} = 98 \text{ mV}$ aus Tabelle 4.2. Die Simulation bestätigt die bereits in [38] präsentierten Erkenntnisse, dass eine Taktsignalamplitude, welche in etwa dem Wert der Knickspannung entspricht, nicht ausreicht, um den SS komplett auszulenken. Erst für eine Taktsignalamplitude $\hat{u}_{cd} = 200 \text{ mV}$ erreicht der Ausgangsstrom $i_{ap,SS}$ den Wert des Arbeitspunktstromes $\bar{i}_e = 9,7 \text{ mA}$. Für Taktsignalamplituden $\hat{u}_{cd} \geq 300 \text{ mV}$ überschreitet der Ausgangsstrom $i_{ap,SS}$ den Wert des Arbeitspunktstromes. Dieser Effekt wird als Stromüberhöhungseffekt bezeichnet und ist in [38, 48] ausführlich beschrieben.

Um das Schaltverhalten und damit das Abtastverhalten des SS zu bewerten, wird, wie in [38] vorgeschlagen, das Spektrum des Ausgangsstromes des SS mit dem Spektrum der idealen Rechteckschwingung verglichen. Abbildung 4.11 zeigt das Spektrum des Ausgangsstromes $i_{ap,SS}$ des SS sowie das Spektrum der idealen Rechteckschwingung aus Abbildung 4.10. Die Töne $\underline{h}_{1,rect}$ und $\underline{h}_{1,SS}$ stellen die Frequenzanteile bei der Grundfrequenz $f_{c,A}$ des Taktsignals dar. In dieser Arbeit ist der Ton $\underline{h}_{1,SS}$ des Ausgangsstromes des SS bei der Taktfrequenz $f_{c,A}$ von wesentlicher Bedeutung, da dieser einen essentiellen Bestandteil des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells darstellt. Die zusätzlichen Oberwellen des Stromüberhöhungseffekts, welche wiederum abhängig von dem stationären Arbeitspunktstrom $I_{e0,stat}$ und der Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} sind, besitzen einen zusätzlichen Einfluss auf die Linearität der SEL. Auf diesen Effekt wird bei der Betrachtung der SEL in Abhängigkeit des Auslenkungsverhältnis K_k näher eingegangen. Das ideale Schaltverhalten des Transistors T1 (ideale Rechteckschwingung) aus Abbildung 4.10 stellt eine mit dem Arbeitspunktstrom skalierte Version der idealen Taktsignale bzw. Abtastsignale $c_{M1,2}(t)$ aus dem funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell dar (vgl. Abschnitt 2.2). Das Schaltverhalten der Stromschalter bewirkt das Abtastverhalten der SEL und damit der AMUX-Schaltung. Im mathematischen Frequenzbereichsmodell

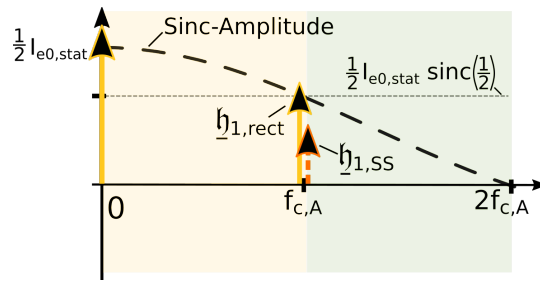


Abbildung 4.11: Vergleich des Spektrums des Ausgangsstromes $i_{ap,SS}(t)$ für eine ideale Rechteckschwingung und einen realen Stromverlauf.

aus Abschnitt 2.2 wird wiederum das Abtastverhalten durch das Taktsignal $c_{M1,2}(t)$ modelliert. Dadurch kann ein direkter Bezug zwischen dem Frequenzanteil $\underline{h}_{1,SS}$ des Schaltverhaltens des Transistors T1 und dem Frequenzanteil der Spektren $C_{M1,2}(f_{c,A})$ des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells hergestellt werden. Im funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell werden durch die Multiplikation der Spektren der Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}(f)$ mit den Frequenzanteilen $C_{M1,2}(f_{c,A})$ der Taktsignale die gespiegelten Abbilder erzeugt (vgl. Gleichung 2.32 und 2.34 für $h = 1$), welche wesentlich zur Generierung des gewünschten Ausgangssignals des AMUX beitragen (vgl. Abbildung 2.8). Um den Bezug zwischen Frequenzbereichsmodell und Schaltung herzustellen, kann wiederum Abbildung 4.11 betrachtet werden. Der Mittelwert der Rechteckschwingung beträgt $\frac{1}{2} \cdot I_{e0,stat}$. Die Amplitude des Tons $\underline{h}_{1,rect}$ der Rechteckschwingung beträgt analog zur Gleichung 2.17 den Wert $\frac{1}{2} I_{e0,stat} \text{sinc}\left(\frac{1}{2}\right)$. Wie in [38] gezeigt wird, kann der Ton $\underline{h}_{1,SS}$ in erster Näherung maximal die Amplitude des Tons $\underline{h}_{1,rect}$ der idealen Rechteckschwingung annehmen. Deshalb bietet sich eine Normierung auf den Betrag $|\underline{h}_{1,rect}|$ des Tons der idealen Rechteckschwingung an

$$\mathfrak{H}_{1,SS} = \frac{|\underline{h}_{1,SS}|}{|\underline{h}_{1,rect}|} = \frac{|\underline{h}_{1,SS}|}{\frac{1}{2} I_{e0,stat} \text{sinc}\left(\frac{1}{2}\right)}. \quad (4.29)$$

In Abbildung 4.12 ist das normierte Verhältnis $\mathfrak{H}_{1,SS}$ des Ausgangsstromes $i_{ap,SS}$ in Abhängigkeit des Verhältnisses der Taktsignalamplitude u_{cd} zur Knickspannung $U_{K,SS}$ für alle drei stationären Fälle des Arbeitspunktstromes aufgetragen. Alle drei stationären Fälle besitzen den selben, streng monotonen Verlauf, welcher für steigende Werte des Takt-zu-Knickspannungsverhältnisses $\frac{u_{cd}}{U_{K,SS}(I_{e0,stat})}$ gegen den Wert $\mathfrak{H}_{1,SS} = 1$ konvergiert. Dieses Ergebnis zeigt, dass die differentielle Taktsignalamplitude mindestens das 2,5-fache der Knickspannung des SS besitzen muss, damit der SS ein Schaltverhalten besitzt, welches zumindest beim Grundfrequenzanteil in etwa 90% des Betragswertes der idealen Rechteckschwingung besitzt. In [38] wird der SS und dessen Eigenschaften im Detail mit Hilfe einer vergleichsweise ähnlichen Hochgeschwindigkeits-Transistortechnologie (bzgl. f_T und f_{max}) besprochen. Darunter fällt eine Berechnung der Frequenzanteile des Ausgangsstroms eines SS-Schaltungsmodells, wobei die Ergebnisse qualitativ mit den hier gewonnen Ergebnissen aus Abbildung 4.11 übereinstimmen.

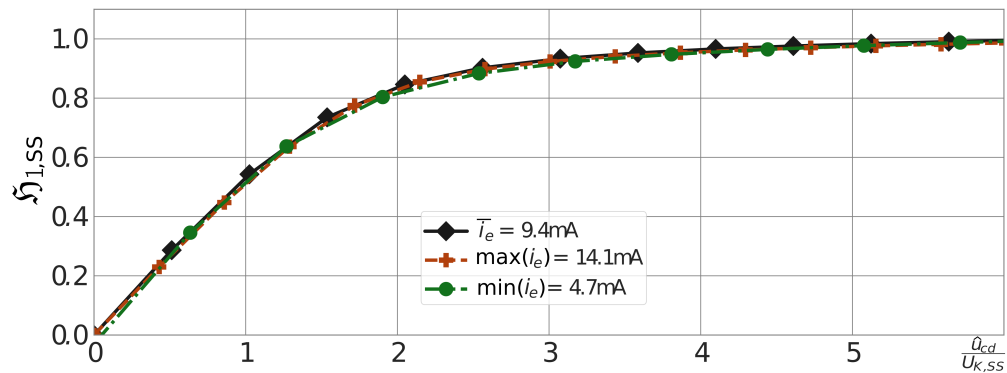


Abbildung 4.12: Das Verhältnis $\mathfrak{H}_{1,SS}$ in Abhängigkeit des Takt-zu-Knickspannungsverhältnisses $\frac{\hat{u}_{cd}}{U_{K,SS}}$ für die drei stationären Arbeitspunktstromfälle.

Mit den hier gewonnenen Ergebnissen kann das Verhalten des Ausgangsstromes der SEL in Abbildung 4.8 hergeleitet werden. Da die Amplitude des Frequenzanteils der Grundfrequenz $f_{c,A}$ des Schaltvorganges der SS1p,n und SS2p,n direkt von der Taktsignalamplitude abhängig ist, ist auch der Skalierungsfaktor der gespiegelten Abbilder des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells (vgl. Gleichung 2.32 und 2.34 für $h = 1$) direkt von der Taktsignalamplitude abhängig. Bei idealem Schaltvorgang der SS der SEL entspricht der Skalierungsfaktor des gespiegelten Abbildes dem Amplitudenwert des Frequenzanteils $\underline{h}_{1,rect}$. Dadurch erreicht der Amplitudenverlauf des differentiellen Ausgangsstromes der SEL in etwa den Verlauf der idealen Sinc-Aperturfunktion mit einer Abtastrate von $f_{s,A} = 2 \cdot f_{c,A}$, wie in Abschnitt 2.2 erklärt. Die Reduzierung der Taktsignalamplitude führt zu einer geringen Amplitude des Frequenzanteils $\underline{h}_{1,SS}$ und damit zu einem geringen Skalierungsfaktor des gespiegelten Abbildes im funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell. Damit fällt die Amplitude des Ausgangsstromes der SEL bei steigender Signalfrequenz schneller als die der idealen Sinc-Aperturfunktion. Für eine Taktsignalamplitude von $\hat{u}_{cd} = 0$ mV wird der Frequenzanteil $\underline{h}_{1,SS}$ zu null und damit auch der Skalierungsfaktor des gespiegelten Abbildes. Es kommt somit nicht mehr zu einer Überlagerung der Basisbandes mit den gespiegelten Abbildern im Frequenzbereich. Der Amplitudenverlauf des Ausgangsstromes entspricht demnach der Aperturfunktion des Basisbandes, also der Sinc-Aperturfunktion der Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}(f)$ mit einer Abtastrate von $f_{s,D}$. Bei dieser Taktsignalamplitude fungiert die SEL nicht mehr als Mischer sondern als Addierer, wodurch keine Verdopplung der Abtastrate erreicht wird. Die effektive Auflösung in Abbildung 4.8a wird im wesentlichen durch das Verhältnis der Signalleistung zur Rauschleistung bestimmt. Da durch Reduzierung der Taktsignalamplitude die Signalamplitude für steigende Signalfrequenzen fällt, fällt dementsprechend auch der ENoB für steigende Signalfrequenzen und sinkende Taktsignalamplituden ab. Dies erklärt die d-Typ ENoB-Charakteristik der ENoB-Verläufe bei sinkender Taktsignalamplitude. Um eine möglichst hohe Bandbreite der Amplitude des Ausgangssignales und dadurch eine hohe effektive Auflösung der SEL zu erreichen, sollte die Taktsignalampli-

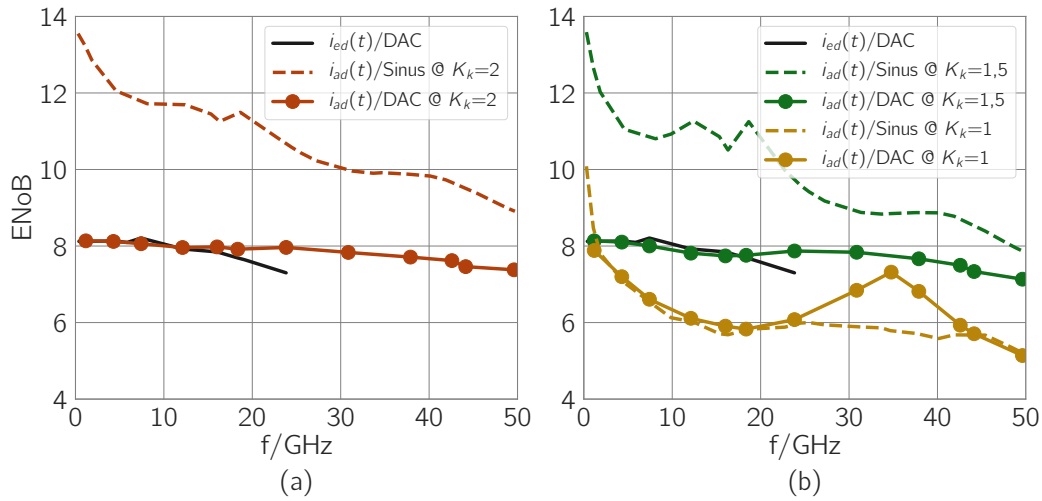


Abbildung 4.13: ENoB des differentiellen SEL-Ausgangsstromes i_{ad} für eine Ansteuerung mit Sinus- und DAC-Signalen bei einer Abtastrate von 100 GS/s in Abhängigkeit des Verhältnisses K_k .

tude in etwa drei bis vier mal größer gewählt werden als die maximale Knickspannung für den Fall des maximalen Arbeitspunktstromes $I_{e0,stat} = \max(i_e)$.

Im Folgenden wird die effektive Auflösung der SEL in Abhängigkeit des Auslenkungsverhältnis K_k untersucht. Das Auslenkungsverhältnis entspricht dem Kehrwert des Verhältnisses zwischen der Amplitude des Eingangsstromes $i_{e1,2d}$ und dem Arbeitspunktstrom (vgl. Gleichung 4.21). Zur Untersuchung wird weiterhin die Beispieldimensionierung mit den Dimensionierungswerten $I_0 = 18,8 \text{ mA}$ und $A_{E,SEL} = 1,1 \mu\text{m}^2$ verwendet. Zusätzlich wird eine Taktsignalamplitude von $\hat{u}_{cd} = 400 \text{ mV}$ verwendet, welche der zuvor gewonnenen Dimensionierungsvorschrift von $\frac{\hat{u}_{cd}}{U_{K,SS}} \geq 3$ entspricht. Abbildung 4.13 zeigt die Ergebnisse der Simulation der Beispiel-SEL für Sinus-Quellenansteuerung und 8-bit DAC-Quellenansteuerung bei einer Abtastrate des Ausgangssignals von 100 GS/s und verschiedenen Verhältnissen K_k . Die Abtastraten der Eingangssignale entsprechen 50 GS/s. Der ENoB des Ausgangsstromes i_{ad} in Abbildung 4.13a für $K_k = 2$ startet bei Sinus-Quellenansteuerung mit dem Wert von 13,6 bit und fällt für steigende Frequenzen auf den Wert 8,9 bit ab. Die ENoB-Verläufe in Abbildung 4.13b für $K_k = 1,5$ bzw. 1 für Sinus-Quellenansteuerung weisen in erster Näherung das gleiche abfallende Verhalten bei steigender Signalfrequenz wie der ENoB-Verlauf für $K_k = 2$ für Sinus-Quellenansteuerung auf. Der ENoB für $K_k = 2$ bei DAC-Quellenansteuerung weist einen Verlauf auf, welcher in erster Näherung dem ENoB-Verlauf der Eingangssignale i_{ed} bei verdoppelter Abtastrate entspricht. Der ENoB bei DAC-Quellenansteuerung und $K_k = 1,5$ weist einen ähnlichen Verlauf wie für $K_k = 2$ für DAC-Quellenansteuerung auf, da in beiden Fällen die Linearität der SEL (bei Sinus-Quellenansteuerung) deutlich größer ≥ 8 bit beträgt. Für hohe Signalfrequenzen fällt die Kurve für $K_k = 1,5$ im Vergleich zu $K_k = 2$ jedoch auf einen etwas niedrigeren Endwert von 7,1 bit im

Vergleich zu 7,3bit ab. Der ENoB bei DAC-Quellenansteuerung und $K_k = 1$ folgt in erster Näherung dem ENoB-Verlauf der Sinus-Quellenansteuerung bis auf den Frequenzbereich zwischen 24 GHz und 44 GHz. In diesem Frequenzbereich ist der ENoB für DAC-Quellenansteuerung größer als für Sinus-Quellenansteuerung. Der Anstieg des ENoB für $K_k = 1$ bei DAC-Quellenansteuerung gegenüber der Sinus-Quellenansteuerung entsteht aufgrund der Sinc-Aperturfunktion der DAC-Eingangssignale und deren Einfluss auf die Amplituden der Intermodulationsverzerrung. Dieser Effekt wird im folgenden Absatz näher erklärt. Die Linearität der SEL ist für Werte $K_k = 2$ und $1,5$ so groß, dass die effektive Auflösung bei DAC-Quellenansteuerung näherungsweise ideale ENoB-Verläufe aufweisen. Der Vergleich der Ergebnisse der effektiven Auflösung für Sinus-Quellenansteuerung der SEL und der TAS aus Abbildung 4.6 zeigen, dass die SEL für die Werte $K_k = 2$ und $1,5$ eine höhere Linearität besitzt als die TAS mit gleichen Werten K_k . Für den Wert $K_k = 1$ ist die Linearität beider Stufen vergleichbar groß. Aufgrund der im Allgemeinen höheren Linearität der SEL im Vergleich zur TAS, ist die TAS und deren Dimensionierung ausschlaggebend für die effektive Auflösung des AMUX.

Die Ursache des abfallenden Verlaufs des ENoB der SEL über der Frequenz und bei sinkendem Verhältnis K_k kann bei näherer Betrachtung des Stromüberhöhungseffekts der einzelnen SS erklärt werden. Dazu wird der in Abbildung 4.9 gezeigte SS in Abhängigkeit des stationären Arbeitspunktstromes $I_{e0,stat}$ (vgl. Gleichung 4.28) und mit Taktsignalamplituden von $\hat{u}_{cd} = 400$ mV und $\hat{u}_{cd} = 500$ mV bei $f_{c,A} = 50$ GHz simuliert. Um eine Vorstellung des Einflusses des Stromüberhöhungseffekts auf die Linearität der SEL zu bekommen, wird die Differenz $\max(i_{ap,SS}) - I_{e0,stat}$ gegenüber dem stationären Arbeitspunktstrom $I_{e0,stat}$ in Abbildung 4.14 aufgetragen. Der Wert $\max(i_{ap,SS})$ stellt den Spitzenwert des Ausgangsstromes dar. Für ideale Transistoren wäre die Differenz $\max(i_{ap,SS}) - I_{e0,stat}$ gleich null, da ohne parasitäre Kapazitäten am Emitterknoten des Stromschalters kein Stromüberhöhungseffekt stattfindet (vgl. [38, 48]) und der Ausgangsstrom $i_{ap,SS}$ maximal den Wert des Arbeitspunktstromes des Stromschalters erreichen kann. Für reale Transistoren, wie Abbildung 4.14 zeigt, ist die Differenz $\max(i_{ap,SS}) - I_{e0,stat}$ nichtlinear bei Variation des stationären Arbeitspunktstromes. Der mittlere Arbeitspunktstrom der Stromschalter der Beispiel-SEL beträgt $I_{e0,stat} = \bar{i}_e = 9,4$ mA. Der jeweilige Auslenkungsbereich des Arbeitspunktstromes i_e der SS der SEL für das Verhältnis $K_k = 2, 1,5$ und 1 ist mit Pfeilen aufgetragen. Der Arbeitspunktstrom i_e entspricht den Eingangsströmen $i_{e1p,n}$ und $i_{e2p,n}$ der SEL, welche aus einer Gleichstromquelle mit $I_0/2 = 9,4$ mA und einer Signalquelle $i_{e1,2d}/2$ besteht. Abhängig von K_k variiert die Amplitude der Signalquelle jedoch bleibt der Gleichstrom konstant bei $I_0/2 = 9,4$ mA. Die Werte für den Auslenkungsbereich des Arbeitspunktstromes i_e können mit Gleichung 4.25 bestimmt werden. Die Ergebnisse in Abbildung 4.14 zeigen die Überhöhung des Ausgangsstromes für den Fall eines statischen bzw. quasi-statischen Signalstromes i_e (solange die Signalfrequenz $f_l \ll f_{c,A}$). Die Simulationsergebnisse aus Abbildung 4.13 deuten darauf hin, dass die Überhöhung des Ausgangsstromes $\max(i_{ap,SS}) - i_e$ für steigende Signalfrequenzen ein weiterhin steigendes nicht-lineares Verhalten aufweist. Um so größer die Auslenkung des Eingangssignals um den Mittelwert \bar{i}_e , desto stärker ist die Veränderung der Stromüberhöhungsdifferenz $\max(i_{ap,SS}) - I_{e0,stat}$. Die Veränderung der Stromüberhöhungsdifferenz

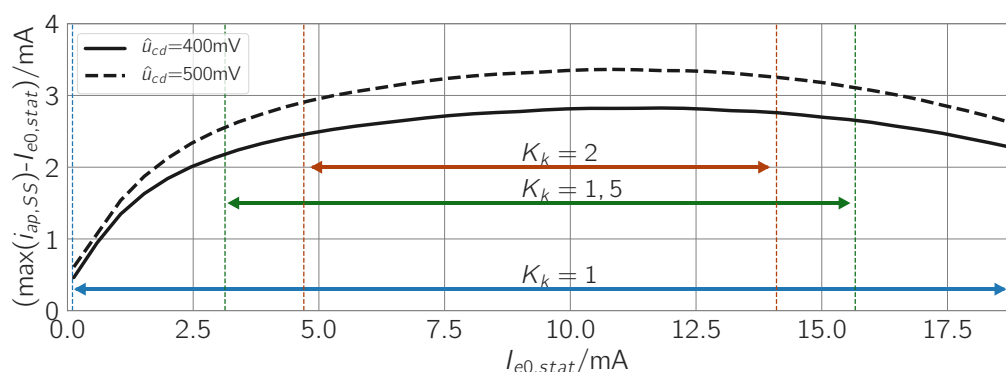


Abbildung 4.14: Stromüberhöhungsdifferenz $(\max(i_{ap,SS}) - I_{e0,stat})$ des SS (vgl. Abbildung 4.9) in Abhängigkeit des stationären Arbeitspunktstromes $I_{e0,stat}$ bei einer Taktfrequenz von 50 GHz.

aufgrund der Auslenkung des ansteuernden Stromes i_e führt zu einer Verzerrung des Ausgangsstromes der Stromschalter der SEL. Zusätzlich ist die Änderung der Stromüberhöhungsdifferenz abhängig von der Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} . Je größer die Taktsignalamplitude wird desto stärker wird die Änderung der Stromüberhöhungsdifferenz bei Auslenkung des Arbeitspunktstromes i_e . Die Überhöhung des Stromes findet am Emittterknoten des jeweiligen Stromschalters statt [38]. Die Mischung der Eingangssignale der SEL mit dem Taktsignal findet erst in den intrinsischen Transistoren der Stromschalter der SEL statt. Dadurch führt die Änderung der Stromüberhöhungsdifferenz zu Intermodulationsverzerrung bei der Mischung. Konkret kommt es zu einer Intermodulationsverzerrung der Signalfrequenz mit den Frequenzanteilen $f \neq 0$ des Stromüberhöhungseffekts. Nach [38] besitzt der Stromüberhöhungseffekt der Stromüberhöhungsdifferenz im wesentlichen Frequenzanteile bei den ungeraden Vielfachen der Taktfrequenz $f_{c,A}$ des Taktsignals im Gegentakt; der Gleichanteil (Frequenzanteil $f = 0$) der Stromüberhöhungsdifferenz im Gegentakt ist hingegen unabhängig vom Stromüberhöhungseffekt. Der Stromüberhöhungseffekt führt demnach zur Entstehung der Intermodulationsverzerrung im gespiegelten Abbild des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells für die in dieser Arbeit betrachteten Gegentaktsignale, da das gespiegelte Abbild durch die Mischung der Eingangssignale mit der Grundfrequenz der Taktsignale bei $f_{c,A}$ entsteht. Im Basisband des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells entsteht aufgrund des Stromüberhöhungseffekts keine Intermodulationsverzerrung, da der Gleichanteil für $f = 0$ der Abtastung durch die Stromschalter im Gegentakt unabhängig von dem Stromüberhöhungseffekt ist. Für steigende Signalfrequenzen nimmt der Anteil der Signaltöne des gespiegelten Abbildes an dem Gesamt-Signaltönen stetig zu. Dadurch steigt die Intermodulationsverzerrung für steigende Frequenzen und sinkende Auslenkungsverhältnisse bei Sinus-Quellenansteuerung. Zusätzlich steigt die Intermodulationsverzerrung mit steigender Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} .

Die gewonnenen Erkenntnisse können zur Erklärung der ENoB-Verläufe der SEL bei DAC-Signalansteuerung (besonders des Verlaufs mit $K_k = 1$) verwendet werden. Hierzu wie-

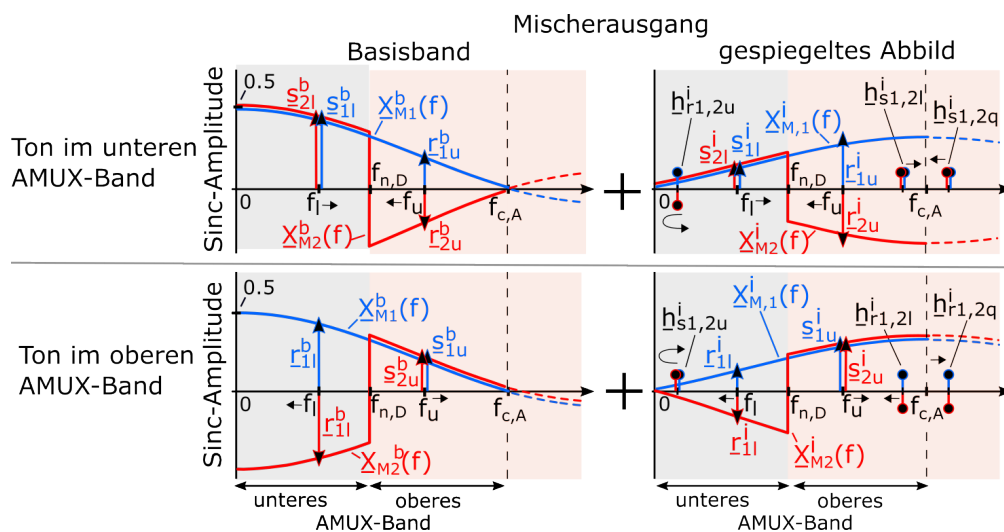


Abbildung 4.15: Spektren $X_{M1,2}(f)$ am Mischerausgang der SEL mit Oberwellen der Intermodulationsverzerrung im gespiegelten Abbild aufgrund des Stromüberhöhungseffekts der Stromschalter.

derum kann das funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell aus Abschnitt 2.2 sowie die Beschreibung der Intermodulationsverzerrung aus Abschnitt 3.1.1 zu Hilfe genommen werden. Da der Stromüberhöhungseffekt nur Frequenzanteile bei ungeradzahigen Vielfachen der Taktfrequenz $f_{c,A}$ aufweist, treten durch das nichtlineare Verhalten des Stromüberhöhungseffektes nur Intermodulationsverzerrungen im gespiegelten Abbild (Mischung mit Frequenzanteil bei $f_{c,A}$) der Mischerausgänge auf. Da die SEL die Teilschaltung ist, welche die wesentliche AMUX-Funktion (vgl. Abbildung 2.4) durchführt, kann das Ablaufschema des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells aus Abschnitt 3.1.1 auf die SEL angewandt werden. Die Spektren des Basisbandes sind unabhängig vom Stromüberhöhungseffekt und bleiben demnach unverändert. Abbildung 4.15 zeigt die Spektren am Mischerausgang der SEL durch die Verzerrung des Stromüberhöhungseffekts. Wird ein Ton im unteren AMUX-Band mit einer Frequenz f_l erzeugt, entstehen im gespiegelten Abbild aufgrund des Stromüberhöhungseffektes die dritten Oberwellen $h_{s,r1,2l}^i$, $h_{s,r1,2u}^i$ und $h_{s,r1,2q}^i$ bei den entsprechenden Frequenzen $f_{h,l} = 3f_l$, $f_{h,u} = |f_{s,D} - 3f_l|$ und $f_{h,q} = 2f_{s,D} - 3f_l$ (vgl. Tabelle 3.2). Wie in Abschnitt 3.1.1 erklärt, liegt die Oberwelle $h_{s,r1,2v}^i$ bei der Frequenz $f_{h,v} = f_{s,D} + 3f_l$ nie im unteren bzw. oberen AMUX-Band (erstes und zweites Nyquistband der Eingangssignale, vgl. Frequenzbereich FB1, FB2 und FB3 in Tabelle 3.3) und wird im Folgenden vernachlässigt.

Die folgende Untersuchung beruht auf dem Ablaufschema Punkt A* und B* des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells mit Intermodulationsprodukten (vgl. S.41), jedoch mit der Annahme, dass alle Oberwellen der Intermodulationsverzerrung im Basisband mit der hochgestellten Indizierung b vernachlässigbar sind. Zunächst wird die Generation eines Tones im unteren AMUX-Band mit Hilfe des Ablaufschemas Punkt A* betrachtet. Wie in Abschnitt 3.1.1 erklärt, folgen sowohl die Signal- und Residualtö-

ne als auch die Oberwellen der Intermodulationsverzerrung den Sinc-Aperturfunktionen des Basisbandes und des gespiegelten Abbildes. Der Punkt A*5 erläutert das Verhalten der Signal- und Residualtöne und der Oberwellen bei steigender Signalfrequenz f_l . Die Oberwellen $h_{r1,2u}^i$ heben sich aufgrund ihrer 180°-Phasenbeziehung genau wie die Residualtöne $r_{1,2u}^i$ ideal auf. Die Amplitude der Oberwelle $h_{s1,2l}^i$ steigt von null beginnend bei steigender Signalfrequenz aufgrund der Aperturfunktion des gespiegelten Abbildes. Dieser Anstieg der Oberwelle spiegelt sich im Abfall des ENoB im ersten Drittel der Signalbandbreite in Abbildung 4.13b für $K_k = 1$ wieder. Ab einer Signalfrequenz von $f_{c,A}/3$ (vgl. Frequenzbereich FB3 in Tabelle 3.3) läuft die dritte Oberwelle $h_{s1,2l}^i$ aus dem oberen AMUX-Band heraus und wird nicht mehr im ENoB berücksichtigt. Gleichzeitig läuft für den Frequenzbereich FB3 die Oberwelle $h_{s1,2q}^i$ in das obere AMUX-Band hinein. Für steigende Signalfrequenzen fällt die Amplitude der Oberwelle $h_{s1,2q}^i$ aufgrund der Aperturfunktion des gespiegelten Abbildes. Dies spiegelt sich in dem Anstieg des ENoB für $K_k = 1$ in Abbildung 4.13b im Frequenzbereich von 17 GHz bis 25 GHz. Im Folgenden wird die Generation eines Tones im oberen AMUX-Band mit Hilfe des Ablaufschemas Punkt B* betrachtet. Der Punkt B*5 erläutert das Verhalten der Signal- und Residualtöne und der Oberwellen bei steigender Signalfrequenz f_u . Die Oberwellen $h_{r1,2l}^i$ und $h_{r1,2q}^i$ heben sich aufgrund ihrer 180°-Phasenbeziehung genau wie die Residualtöne $r_{1,2l}^i$ ideal auf. Wie in Punkt B*4 geschrieben, werden im Folgenden die Frequenzbereiche FB1, FB2 und FB3 (vgl. Tabelle 3.3) aufgrund des Effektes der Frequenzbereichverschachtelung in umgekehrter Reihenfolge durchlaufen. Für den Frequenzbereich FB3 fällt die Amplitude der Oberwelle $h_{s1,2u}^i$ aufgrund der Aperturfunktion des gespiegelten Abbildes. Dies führt zu einem weiteren Anstieg des ENoB für $K_k = 1$ in Abbildung 4.13b für den Frequenzbereich von 25 GHz bis 34 GHz. Für die Frequenzbereiche FB2 und FB1 steigt die Amplitude der Oberwelle $h_{s1,2u}^i$ aufgrund der Spiegelung der Oberwelle an der Nullfrequenz-Achse (y-Achse des Spektrums) wieder an. Dadurch fällt der ENoB für $K_k = 1$ in Abbildung 4.13b für den Frequenzbereich 34 GHz bis 50 GHz. Dieses Verhalten erklärt den speziellen ENoB-Verlauf der SEL für $K_k = 1$ bei DAC-Quellenansteuerung. Für die Verhältnisse $K_k = 2$ und 1,5 ist die Verzerrung durch den Stromüberhöhungseffekt und damit die Intermodulationsverzerrung noch vernachlässigbar klein, wodurch deren ENoB-Verläufe weitestgehend ideal sind. Die ENoB-Charakteristik des ENoB-Verlaufs bei DAC-Ansteuerung und $K_k = 1$ wird, wie zuvor beschrieben, im wesentlichen durch die Skalierung der Oberwellen durch die Sinc-Aperturfunktion der DAC-Eingangssignale erzeugt und tritt dadurch im Fall der Sinus-Quellenansteuerung nicht auf.

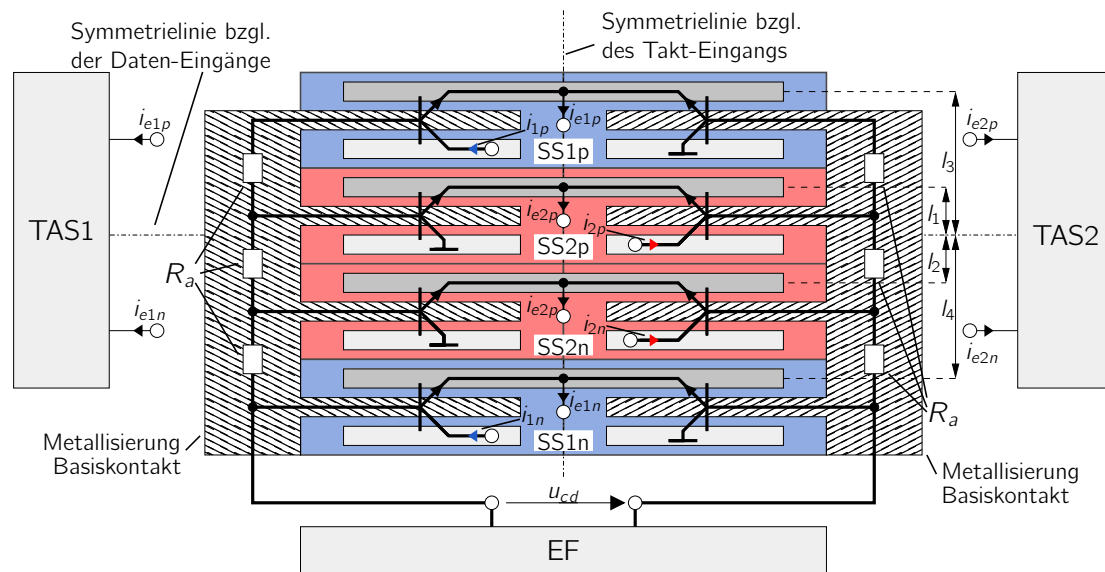
Um den Einfluss der Stromüberhöhungseffektes und die damit verbundenen Intermodulationsverzerrung zu minimieren, kann das Auslenkungsverhältnis K_k vergrößert werden. Zusätzlich kann durch Reduktion der Kapazitäten an den Emitterknoten der Stromschalter der SEL und durch Reduzierung der Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} der Stromüberhöhungseffekt reduziert werden. Die Optimierungsvorschrift zur Minimierung des Stromüberhöhungseffektes durch Reduzierung der Taktsignalamplitude widerspricht der Optimierungsvorschrift zur Verbesserung des Schaltverhaltens der Stromschalter durch Steigerung der Taktsignalamplitude. Die Taktsignalamplituden in den realisierten Schaltungen (vgl. Kapitel 6) werden deshalb einstellbar gestaltet.

Die Dimensionierungsvorschriften für die SEL lassen sich wie folgt zusammenfassen:

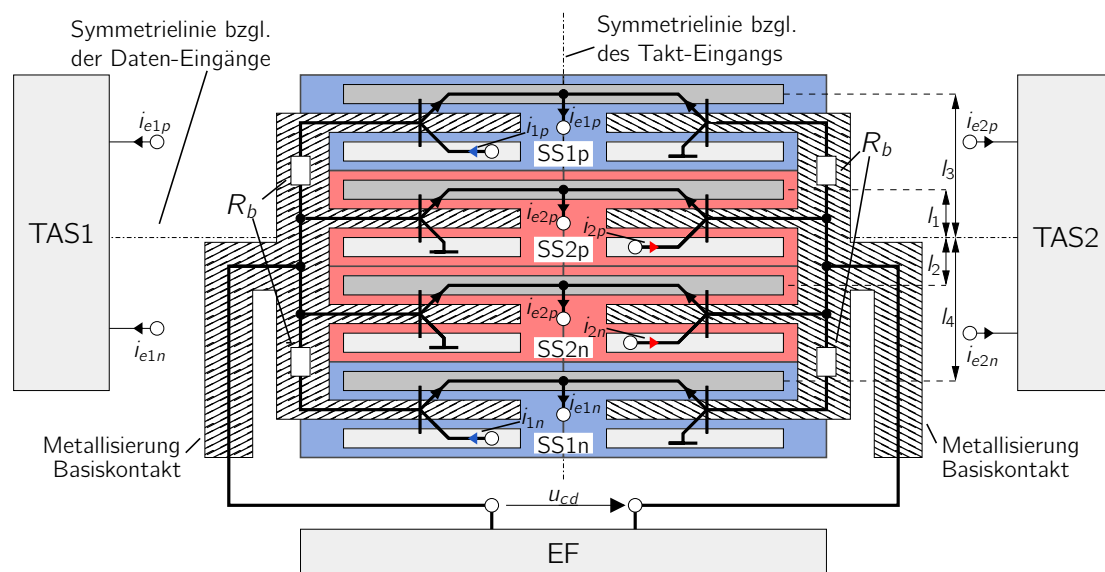
- Die Emitterfläche der Transistoren kann mit Hilfe der Gleichung 4.23 bestimmt werden und hängt im wesentlichen vom Arbeitspunktstrom der ansteuernden TAS und des Auslenkungsverhältnisses K_k ab. Dadurch ergeben sich für die Transistoren der SEL die gleichen Emitterflächen wie für die Transistoren der ansteuernden TAS.
- Die Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} soll drei bis vier mal so hoch gewählt werden wie die maximale Knickspannung der SS der SEL, um eine näherungsweise ideale Abtastung der Eingangssignale zu erhalten. Mit steigender Taktsignalamplitude steigt jedoch auch die Intermodulationsverzerrung durch den Stromüberhöhungseffekt der Stromschalter der SEL. Es muss ein *Trade-Off* zwischen der Optimierung der Abtastung der Eingangssignale (Maximierung Gesamt-Signalamplitude für hohe Signalfrequenzen) und der Optimierung der Linearität der SEL bezüglich des Stromüberhöhungseffektes gefunden werden. Um maximale Flexibilität zu besitzen, wird die Taktsignalamplitude in den realisierten Schaltungen einstellbar gemacht.
- Die SEL besitzt im Vergleich zur TAS bei gleichem Auslenkungsverhältnis K_k eine höhere Linearität. Damit wird die effektive Auflösung der Zusammenschaltung der SEL und TAS hauptsächlich von der TAS bestimmt und das Auslenkungsverhältnis gemäß Abbildung 4.4b bestimmt.

4.2.2.2 Layout der SEL

Im Folgenden wird speziell auf das Layout-Design der SEL und die daraus entstehenden parasitären Elemente sowie deren Einfluss auf die effektive Auflösung der SEL eingegangen. Im Rahmen der Arbeit konnte das Layout der SEL als das Layout mit dem größten Einfluss auf die effektive Auflösung ermittelt werden. Grundsätzlich gibt es je nach verwendeter Technologie (Transistor-Layout, Anzahl der Metallisierungsebenen, maximale Stromdichten der Metallisierungen usw.) unzählige Möglichkeiten die Selektorstufe und deren Verbindung mit den ansteuernden Stufen zu realisieren. Im Laufe dieser Arbeit wurde ein Schlüsselpunkt der Optimierung des Layouts bezüglich der effektiven Auflösung gefunden, welcher grundsätzlich die effektive Auflösung der Stufe, wie bereits in [17] beschrieben, beeinflusst. Durch Simulationen der Schaltung mit Einbindung parasitärer Layout-Elemente zeigt sich, dass je nach Layout-Varianten Differenzen in der Verzögerung des Schaltverhaltens der einzelnen Stromschalter der SEL entstehen können. Diese Differenzen können sich wiederum verschieden auf die effektive Auflösung der SEL auswirken. Um den Schlüsselpunkt der Optimierung des SEL-Layouts zu veranschaulichen, werden in Abbildung 4.16 zwei vereinfachte Darstellungen der Layout-Varianten der SEL vorgestellt. Wie in Abschnitt 4.1 zusammengefasst, ist ein grundlegendes Entwicklungsprinzip der integrierten RF-Schaltungsentwicklung die Verwendung von symmetrischen Schaltungen bei differentieller Signalansteuerung. Die SEL ist eine Teilschaltung der AMUX-Kernschaltungszelle (vgl. Abbildung 6.3) und besitzt deshalb zwei Symmetrielinien: die Symmetrielinie bezüglich der Daten-Eingänge und die Symmetrielinie bezüglich



(a) Layout-Variante 1



(b) Layout-Variante 2

Abbildung 4.16: Vereinfachte Darstellung von zwei Layout-Varianten (Variante 1 in (a) und Variante 2 in (b)) der SEL mit unterschiedlicher Basiskontaktmetallisierung ($l_1 = l_2 \approx [1 \mu\text{m}, 2 \mu\text{m}]$, $l_3 = l_4 \approx [3 \mu\text{m}, 5,5 \mu\text{m}]$).

des Takt-Eingangs. Die Transistoren der Stromschalter der SEL sind anhand der Symmetrielinie des Takt-Eingangs ausgerichtet. Dabei sind die Stromschalter des Mischers 1 (SS1p,n) analog zu Abbildung 4.7 in blau dargestellt und die SS des Mischers 2 (SS2p,n) in rot dargestellt. Die Emittter der Transistoren der Stromschalter sind jeweils auf der Symmetrielinie des Takt-Eingangs miteinander verbunden. Die Eingangsströme der SEL $i_{e1p,n}$, $i_{e2p,n}$ werden von den Transadmittanzstufen TAS1,2 geliefert. Die Verbindung der Signalströme der TAS1,2 mit den jeweiligen SS liegt auf der Symmetrielinie des Takt-Einganges, wobei die Metallisierung dieser Verbindung zur Vereinfachung der Darstellung des Layouts nicht aufgetragen ist. Dadurch werden die Emittter der Transistor-Paare der Stromschalter bezüglich der Eingangssignale $i_{e1p,n}$ bzw. $i_{e2p,n}$ symmetrisch angesteuert. Die TAS1,2 sind entsprechend der Symmetrielinie der Daten-Eingänge ausgelegt. Die Symmetrielinie der Daten-Eingänge wiederum liegt so, dass der Abstand l_1 zwischen den Emittterkontakten von SS2p und der Symmetrielinie gleich dem Abstand l_2 zwischen den Emittterkontakten von SS2n und der Symmetrielinie ist ($l_1 = l_2 \approx [1 \mu\text{m}, 2 \mu\text{m}]$). Dadurch ergibt sich ebenfalls, dass die Abstände der Emittterkontakte von SS1p und SS1n zu der Symmetrielinie gleich groß sind ($l_3 = l_4 \approx [3 \mu\text{m}, 5,5 \mu\text{m}]$). Durch diese Anordnung können die differentiellen Leiter von TAS1,2 zu der SEL gleich lang realisiert werden, wodurch keine Zeitverzögerungsdifferenzen aufgrund von unterschiedlichen parasitären Elementen der Metallisierung zwischen den einzelnen Eingangssignalen ($i_{e1p,n}$, $i_{e2p,n}$) entstehen. Dies ist wichtig um Gleichtakteffekte zu unterdrücken und die Phasenbeziehung zwischen den beiden differentiellen Eingangssignalen zu bewahren. In der Metallisierung der Basiskontakte der SS-Transistoren (schraffiert gezeichnet) liegt der wesentliche Unterschied zwischen der Layout-Variante 1 und 2. An den Basiskontakten beider Varianten liegt die differentielle Taktsignalspannung u_{cd} an, welche von einer EF-Stufe geliefert wird. Die Metallisierung der Basiskontakte ist wieder an der Symmetrielinie des Takt-Eingangs orientiert. Für beide Varianten der Basiskontaktmetallisierung sind die Differenzen der parasitären Widerstände zwischen den Stromschaltern aufgetragen; R_a für Variante 1 und R_b für Variante 2. Anhand von Simulationen der SEL mit Einbindung der parasitären Layout-Elemente hat sich gezeigt, dass hauptsächlich verteilte parasitäre Metallisierungswiderstände in Zusammenspiel mit den Basis-Emittterkapazitäten der SS-Transistoren zu unterschiedlichen Zeitverzögerungen im Schaltverhalten der SEL führen. Aufgrund der physikalischen Anordnung und Dimensionen der Transistoren sowohl der SEL als auch des ansteuernden EF ist eine absolut symmetrische

Stromschalter	Layout-Var. 1				Layout-Var. 2	
	SS1p	SS1n	SS2p	SS2n	SS1pn	SS2pn
t_s/ns	1.01280	1.01247	1.01269	1.01258	1.01258	1.01247
$\Delta t_s/\text{ps}$	330	0	220	110	110	0
Kontaktwiderstand	$3 \cdot R_a$	0	$2 \cdot R_a$	R_a	R_b	0

Tabelle 4.3: Simulierte Schaltzeitpunkte und Basiskontaktwiderstände der Stromschalter der SEL für Layout-Varianten 1 und 2 für $R_a = R_b = 1 \Omega$.

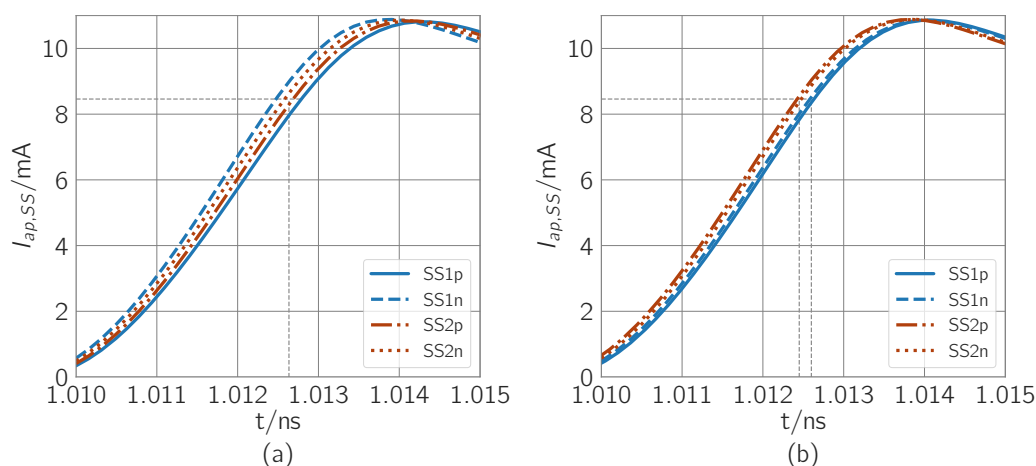


Abbildung 4.17: Schaltzeitpunkte der Stromschalter der Layout-Variante 1 (a) und der Layout-Variante 2 (b) für $R_a = R_b = 1 \Omega$.

Ansteuerung der Basiskontakte der SEL-Transistoren ausgeschlossen. Da es unmöglich ist, alle möglichen Varianten der Anordnung des SEL-Layouts zu besprechen, werden Anhand der zwei Layout-Varianten aus Abbildung 4.16 die wesentlichen Erkenntnisse der Optimierung gezeigt.

Die Layout-Variante 1 in Abbildung 4.16a zeigt eine asymmetrische Ansteuerung der Basen der SS-Transistoren. R_a repräsentiert in Layout-Variante 1 die parasitären Metallwiderstände zwischen den Stromschaltern welche zu Verzögerungen in der Schaltzeit der Stromschalter resultiert. Da die Zeitverzögerungen zwischen dem Schaltverhalten der einzelnen Stromschaltern untersucht wird, werden nur die Metallisierungswiderstände zwischen den Stromschaltern benötigt, um die Zeitverzögerung zwischen den Stromschaltern zu modellieren. Im Gegensatz dazu wird bei der Layout-Variante 2 in Abbildung 4.16b auf gleiche Verbindungslängen der Basiskontaktmetallisierung zwischen den SS-Paaren von Mischer 1 und 2 geachtet. R_b stellt die Differenz der parasitären Metallwiderstände zwischen den Stromschaltern SS1p,n und SS2p,n dar. Abbildung 4.17 zeigt das Schaltverhalten (eine ansteigende Flanke des Ausgangsstromes $i_{ap,SS}$) der Stromschalter SEL für Layout-Variante 1 (a) und Layout-Variante 2 (b) mit $R_a = R_b = 1 \Omega$ für konstante Signalströme $i_{e1p,n} = i_{e2p,n} = 0$ und einer Taktfrequenz von $f_{c,A} = 50$ GHz. Der Ausgangsstrom $i_{ap,SS}$ des Stromschalters dient als Maßstab für das Schaltverhalten der Stromschalter. Erreicht der Ausgangsstrom $i_{ap,SS} = 0,9 \cdot \frac{I_0}{2} = 8,46$ mA (90% des statischen Arbeitspunktstromes des Stromschalters), wird dieser Zeitpunkt t_s im Folgenden als Schaltzeitpunkt betrachtet. In Tabelle 4.3 sind die Schaltzeitpunkte der einzelnen Stromschalter für beide Layout-Varianten. Zusätzlich sind die Differenzen der Schaltzeitpunkte Δt_s der einzelnen Stromschalter zum niedrigsten Schaltzeitpunkt für die jeweilige Layout-Variante aufgetragen. Bei Vergleich von Δt_s mit Basiskontaktwiderständen der Stromschalter in Tabelle 4.3 kann von einer Proportionalität zwischen der Verzögerung des Schaltzeitpunktes und des parasitären Widerstandes der Basiskontaktie-

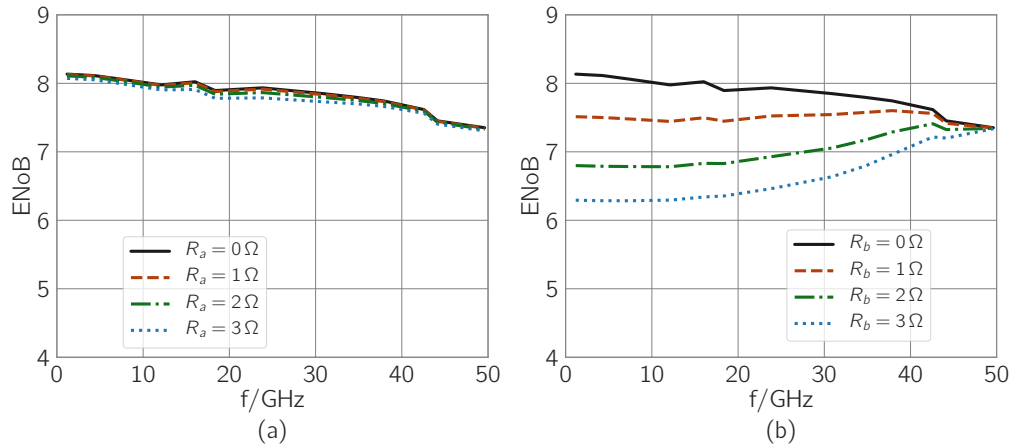


Abbildung 4.18: Auswirkung der Metallisierung der Basiskontakte auf den ENoB für Layout-Variante 1 (a) und 2 (b) für eine Abtastrate von 100 GS/s.

ung ausgegangen werden. Für Layout-Variante 1 steigt die Verzögerung der Schaltzeit mit jedem Stromschalter um $\Delta t_{L,a} = 110$ ps wobei der Basiskontaktwiderstand für jeden Stromschalter aus Sicht des ansteuernden Emitterfolgers in Abbildung 4.16a um R_a steigt. Für Layout-Variante 2 sind die Schaltzeiten der Stromschalter SS1p und SS1n bzw. der Stromschalter SS2p und SS2n identisch aufgrund der gleichen Verbindungslänge der Basiskontaktmetallisierung. Zwischen den Stromschalter-Paaren SS1pn und SS2pn kommt es zu einer Verzögerung von $\Delta t_{L,b} = 110$ ps. Durch die unterschiedlichen Verbindungslängen der Basiskontaktmetallisierung kommt es zu unterschiedlichen parasitären Basiskontaktwiderstand welche im Zusammenhang mit parasitären Kapazitäten der Metallisierung und der Basis-Emitterkapazität C_{BE} der Stromschalter zu verschiedenen Zeitverzögerungen $\Delta t_{L,a}$ bzw. $\Delta t_{L,b}$ im Schaltverhalten der SS führen. Die für diesen Effekt relevante Basis-Emitterkapazität C_{BE} setzt sich aus der BE-Oxidkapazität $C_{BE,ox}$, der BE-Junktionkapazität $C_{BE,j}$ und der Diffusionskapazität $C_{BE,diff}$ zusammen.

In Abbildung 4.18 sind die Auswirkungen der Metallisierung der Basiskontakte der SEL-Transistoren auf den ENoB in Abhängigkeit der parasitären Widerstände R_a bzw. R_b für Layout-Variante 1 bzw. 2 aufgetragen. Für die Simulation wurde die selbe SEL-Dimensionierung verwendet wie in Abschnitt 4.2.2.1. Die Widerstandswerte von R_a und R_b werden zwischen $0\ \Omega$ und $3\ \Omega$ variiert. Der Widerstandswert von $3\ \Omega$ entspricht dem

R_b	$\Delta t_{L,b}(= \Delta t_{c,M})$	$\Delta \tau_{c,M}$
$1\ \Omega$	0,11 ps	0,55%
$2\ \Omega$	0,22 ps	1,1%
$3\ \Omega$	0,33 ps	1,65%

Tabelle 4.4: Werte der durch das Layout verursachten Zeitverzögerung des Takt-zu-Takt signaltimings der Layout-Variante 2.

parasitären Widerstand bei minimaler Breite der Metallisierung. Der ENoB der Layout-Variante 1 in Abbildung 4.18a weist eine vernachlässigbar kleine Abhängigkeit (Abweichungen von maximal 0,2 bit) bei Variation der Werte des parasitären Metallisierungswiderstandes R_a auf. Der ENoB der Layout-Variante 2 in Abbildung 4.18 hingegen weist eine deutliche Abhängigkeit für verschiedene Werte von R_b auf. Für steigende Werte von R_b fällt der ENoB für niedrige Signalfrequenzen von 8,1 bit auf 6,3 bit für $R_b = 3 \Omega$ ab. Für steigende Frequenzen laufen alle ENoB-Kurven wieder in die Referenzkurve für $R_b = 0 \Omega$. Die ENoB-Kurven weisen eine eindeutige j-Typ ENoB-Charakteristik auf. Dies entspricht der ENoB-Charakteristik des Takt-zu-Taktsignaltimings der Mischer in Abschnitt 3.2.3. Demnach wird durch die parasitären Layout-Elemente der Layout-Variante 2 eine Verschiebung des Takt-zu-Taktsignaltimings der Mischer erzeugt. Die Zeitverzögerung $\Delta t_{L,b}$ zwischen den Stromschaltern des Mischer 1 und Mischer 2 entspricht somit der Zeitverzögerung $\Delta t_{c,M}$ aus Abschnitt 3.2.3. Die durch die parasitären Metallwiderstände und die Dimensionierung der SEL entstehende zusätzliche Zeitverzögerung ist in Tabelle 4.4 aufgelistet. Die relative Zeitverzögerung berechnet sich mit $\Delta \tau_{c,M} = \frac{\Delta t_{c,M}}{T_{c,A}}$ (vgl. Abschnitt 3.2.3), wobei die Periodendauer $T_{c,A} = 20$ ps der in der Simulation erzielte Abtastrate von 100 GS/s entspricht. Die Ergebnisse dieser Simulation passen qualitativ sowie quantitativ zu den mit Hilfe der Modellgleichungen erzeugten Ergebnissen aus Abschnitt 3.2.3. Die grundlegende Ursache für die j-Typ ENoB-Charakteristik liegt in der Abhängigkeit der Phasenbeziehung der gespiegelten Abbilder des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells vom Takt-zu-Taktsignaltiming. Die Herleitung der Ursache befindet sich in Abschnitt 3.2.3.

Wie Abbildung 4.18a zeigt, weist die Layout-Variante 1 in erster Näherung keine Auswirkung auf den ENoB auf. Wie in Anhang B gezeigt wird, kann eine mittlere Zeitverzögerung der Taktsignale des Mischer 1 und dem entsprechend des Mischer 2 hergeleitet werden. Die gemittelte Zeitverzögerung der Stromschalter des Mischer 1 ergibt sich zu

$$\Delta t_{L,a1} = \frac{1}{2} (3 \cdot \Delta t_{L,a} + 0 \cdot \Delta t_{L,a}) = \frac{3}{2} \cdot \Delta t_{L,a}. \quad (4.30)$$

und die gemittelte Zeitverzögerung der Stromschalter des Mischer 2 ergibt sich zu

$$\Delta t_{L,a2} = \frac{1}{2} (2 \cdot \Delta t_{L,b} + 1 \cdot \Delta t_{L,b}) = \frac{3}{2} \cdot \Delta t_{L,b}. \quad (4.31)$$

Werden die gemittelten Zeitverzögerungen der Stromschalter der Mischer verglichen $\Delta t_{L,a1} = \Delta t_{L,a2}$, zeigt sich, dass zwischen Mischer 1 und 2 keine Zeitverzögerung durch die Layout-Variante 1 entsteht. Das Takt-zu-Taktsignaltiming und damit die Phasenbeziehung der gespiegelten Abbilder des Frequenzbereichsmodells bleibt dadurch in erste Näherung unverändert. Es entstehen folglich keine Residualtöne im unteren bzw. oberen AMUX-Band des Ausgangsspektrums der SEL wodurch der ENoB beeinflusst werden kann. Aufgrund der Asymmetrie des Schaltverhaltens der SS besitzt die Layout-Variante 1 jedoch einen Einfluss auf das Gleichtaktunterdrückungsverhältnis (CMRR, engl. *common-mode rejection ratio*). Die Gleichtakt-Gegentakt-Konversion ist in Gleichung B.8 anhand des Terms $\frac{I_0}{2} * (\underline{C}_{M1,1p} - \underline{C}_{M1,1n})$ für Mischer 1 zu erkennen (vgl. Anhang B).

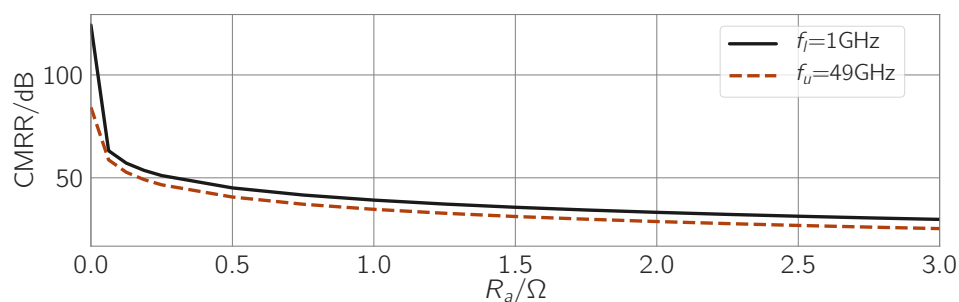


Abbildung 4.19: Auswirkung der Layout-Variante 1 auf das CMRR.

Das CMRR beschreibt im Folgenden das Verhältnis zwischen der Leistung des Gesamt-Signaltones am Ausgang der SEL und der Leistung des Tones bei der Taktfrequenz $f_{c,A}$. Durch die unterschiedlichen Schaltverzögerungen der SS1p,n bzw. SS2p,n werden die differentiellen Eingangssignalströme $i_{e1p,n}$ bzw. $i_{e2p,n}$ der SEL nicht symmetrisch geschaltet. Das ideale Ausgangssignal der Mischer für $R_a = 0\Omega$ enthält nur die Signal- und Residualtöne, während das ideale Gleichtaktsignal der Mischer nur die Töne des Taktsignals $C_{M1,2}(f)$ (ganzzahlige Vielfache der Taktfrequenz) enthält. Durch die beschriebene Asymmetrie des Schaltverhaltens der differentiellen Signalführung treten Anteile bei ganzzahligen Vielfachen der Taktfrequenz im Ausgangssignal der Mischer auf. Dies führt zu einer Verschlechterung des CMRR. Der ENoB wird in dieser Arbeit im Bereich des ersten Nyquistbandes, welches die Frequenzen von null bis $< \frac{f_{s,A}}{2} = f_{c,A}$ beinhaltet, ausgewertet. Dadurch besitzt der Ton bei der Taktfrequenz $f_{c,A}$ keinen Einfluss auf den ENoB. In Abbildung 4.19 ist das CMRR der Layout-Variante 1 in Abhängigkeit des parasitären Metallisierungswiderstandes R_a und für zwei Signalfrequenzen, $f_l = 1,17\text{GHz}$ und $f_u = 49,6\text{GHz}$, aufgetragen. Für beide Signalfrequenzen ergibt sich ein streng monoton abfallender Verlauf für steigende Widerstandswerte R_a .

Die Betrachtung der parasitären Metallisierungswiderstände beider Layout-Varianten zeigt den Einfluss einer asymmetrischen Basiskontaktierung der Stromschalter auf das Ausgangssignal der SEL. Gegenläufig zu den üblichen Erfahrungswerten von Schaltungsentwicklern ist in beiden Fällen die Reduzierung der Metallisierungswiderstände der Basiskontaktierung der Transistoren entscheidend für die Qualität des Ausgangssignals der SEL. Üblicherweise werden Basiskontaktierungen von Transistoren mit niedrigen bis minimalen Metallbreiten durchgeführt, da der Gleichstrom in die Basis der Transistoren üblicherweise im μA -Bereich liegt. Dies führt jedoch je nach verwendeter Metallisierung zu relativ hohen parasitären Metallisierungswiderständen. Da das Ziel dieser Arbeit die Optimierung der effektiven Auflösung des AMUX ist, wurde die Layout-Variante 1 zur Realisierung des Layouts der SEL gewählt. Die für Layout-Variante 2 auftretenden Residualtöne, und die damit verbundene Verminderung des ENoB durch ein nicht optimales Takt-zu-Taktsignaltiming der Mischer, kann in der realisierten Schaltungstopologie nicht durch Kalibration des Timings der Eingangs- bzw. des Taktsignals ausgeglichen werden. Dadurch stellt die Layout-Variante 2 ein höheres Risiko für das Erreichen der

Entwicklungsziele dar. Um das CMRR für Layout-Variante 1 zu optimieren, wurde die Metallisierung der Basisverbindung mit zwei parallelen Metalllagen und einer relativ großen Breite von $2,5\ \mu\text{m}$ (Minimalbreite der Metallisierung $0,09\ \mu\text{m}$) umgesetzt. Diese Optimierung führt zu einem parasitären Widerstand von $R_a \approx 0,2\ \Omega$, wodurch sich ein CMRR von größer 50 dB für beide Signalfrequenzen einstellt (vgl. Abbildung 4.19).

Die SEL stellt die Teilschaltung dar, welche die eigentliche AMUX-Funktion (vgl. Abbildung 2.4) durchführt. Wie die Untersuchungen in diesem Abschnitt zeigen, ist eine passende Dimensionierungsvorschrift und ein passendes Layout maßgeblich für die erreichbare Linearität und effektive Auflösung der AMUX-Schaltung.

4.2.3 Basisstufe

Abbildung 4.20 zeigt die Beschaltung einer differentiellen Basisstufe (BS). Diese Teilschaltung dient der Impedanztransformation. Die BS dient aufgrund ihrer niedrigen, induktiven Eingangsimpedanz zur Entkopplung des Ausgangs der AMUX-Kernschaltung bzw. des Ausgangsverstärkers von der treibenden Teilschaltung, wie zum Beispiel der SEL oder der TAS. Die niederohmige, induktive Eingangsimpedanz sorgt für eine in erster Näherung konstante Spannung an den Kollektorknoten der TAS bzw. SEL-Teilschaltung und führt dadurch zu einer Verringerung des Miller-Effektes ([45, 46]) und folglich zu einer Erhöhung der Bandbreite. Wie in [40] geschrieben, wird die BS bei Verschaltung mit einer SEL (vgl. Abbildung 4.27) verwendet, um die effektive parasitäre Kapazität (in erster Näherung die Summe aus den Basiskollektor- und Kollektorsubstratkapazitäten) am Lastwiderstand R_C der Zelle zu halbieren. Eine weitere Funktion der BS ist die Vermeidung des Transistordurchbruches der TAS- bzw. SEL-Transistoren. Wie in Abbildung 4.20 gezeigt, wird die BS mit einem differentiellen Eingangsstrom $i_{ed} = i_{en} - i_{ep}$ angesteuert. Als Ausgangsgröße dient der differentielle Ausgangsstrom $i_{ad} = i_{ap} - i_{an}$. Die Übertragungsfunktion der BS wird in [43] hergeleitet und stellt die Stromverstärkung $\frac{i_{ad}}{i_{ed}}$ der Schaltung dar. Bei Vernachlässigung des Basisstromes im Vergleich zum Emitterstrom lässt sich die Stromverstärkung der BS für niedrige Frequenzen zu $V_I = \frac{i_{ad}}{i_{ed}} \approx 1$ nähern. Dadurch ergibt sich

$$i_{ad} \approx i_{ed}. \quad (4.32)$$

Die Gleichspannungsquelle U_B dient der Arbeitspunkteinstellung der Transistoren. Um einen normal-aktiven Betriebsbereich der Transistoren zu garantieren, gilt

$$U_B > \max(u_{ap,n}). \quad (4.33)$$

Die zu dimensionierenden Parameter der BS sind die Emitterflächen der Transistoren sowie das Verhältnis zwischen der Amplitude des Eingangsstromes i_{ed} und des Arbeitspunktstroms I_0 . Sowohl in der Verschaltung der AMUX-Kernschaltung als auch im Ausgangsverstärker gilt, dass der maximale Strom $\max(i_{ep,n})$ dem maximalen Ausgangsstrom der treibenden SEL bzw. TAS entspricht. Wird die BS von einer TAS angesteuert,

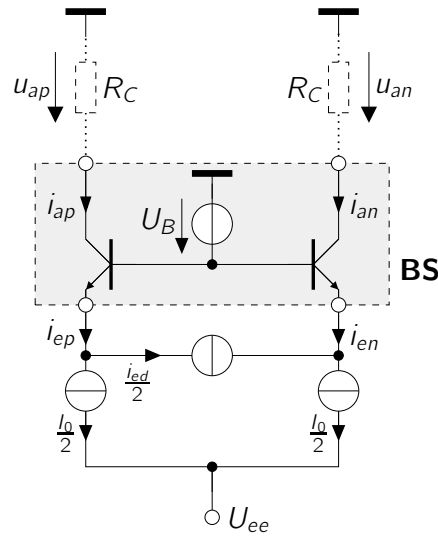


Abbildung 4.20: Beschaltung einer differentiellen BS.

entsprechend der Gleichung 4.16

$$\hat{i}_{ed} = \hat{i}_{ad,TAS} = \frac{I_0}{K_k} \quad (4.34)$$

Bei Ansteuerung der BS durch die SEL aus Abschnitt 4.2.2 muss zunächst der Ausgangsstrom $i_{ad,SEL}$ (vgl. 95) betrachtet werden. Durch das Schaltverhalten der SEL ist der Ausgangsstrom je nach Polarität des Taktsignals entweder gleich dem Eingangstrom $i_{e1d,SEL}$ oder dem Eingangstrom $i_{e2d,SEL}$ (vgl. 95). Aufgrund der Gleichung 4.21 ist somit der Ausgangsstrom der SEL je nach Polarität des Taktsignals in erster Näherung identisch mit dem Ausgangsstrom der TAS-Stufen, welche die SEL ansteuert. Damit ergibt sich in diesem Fall

$$\hat{i}_{ed} = \hat{i}_{ad,SEL} = \hat{i}_{a1,2d,TAS} = \frac{I_0}{K_k}. \quad (4.35)$$

In beiden Fällen wird der Eingangsstrom der BS von dem Ausgangsstrom der ansteuernden TAS bestimmt. Der maximale Strom durch einen der TAS-Transistoren wird in Gleichung 4.16 beschrieben. Mit Hilfe dieser Gleichung und Gleichung 4.35 lässt sich analog der maximale Strom durch die BS berechnen

$$\max(i_{ap,n}) = \max(i_{ap,n,TAS}) = \frac{I_0}{2} \left(1 + \frac{1}{K_k}\right). \quad (4.36)$$

Mit Hilfe dieser Gleichung und den Gleichungen 4.17, 4.23 ergibt sich die Emitterfläche der BS-Transistoren zu

$$A_{E,BS} = \frac{\max(i_{ap,n})}{J_{ft,dim}} = A_{E,TAS} = A_{E,SEL}. \quad (4.37)$$

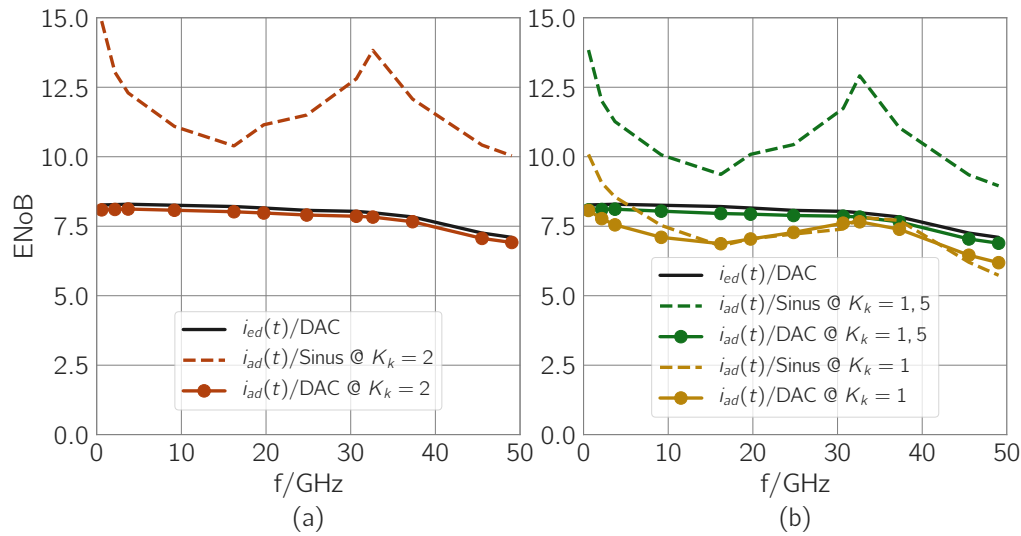


Abbildung 4.21: ENoB des differentiellen BS-Ausgangsstromes i_{ad} für eine Ansteuerung mit Sinus- und DAC-Signalen bei einer Abtastrate von 100 GS/s in Abhängigkeit des Verhältnisses K_k .

Die Transistoren der BS werden bezüglich ihrer Emittierfläche identisch zu den Transistoren der ansteuernden TAS bzw. der ansteuernden SEL (vgl. Gleichung 4.23) dimensioniert.

Zur Simulation der effektiven Auflösung der BS wird eine Beispieldimensionierung entsprechend der Dimensionierung der TAS aus Abschnitt 4.2.1 gewählt. Die Dimensionierungsparameter dieser Beispieldimensionierung sind $I_0 = 18,8 \text{ mA}$ und eine Emittierfläche $A_{E,TAS} = 1,1 \mu\text{m}^2$. Aus Gleichung 4.37 folgt eine Emittierfläche der BS-Transistoren von $A_{E,BS} = A_{E,TAS} = 1,1 \mu\text{m}^2$. Das Auslenkungsverhältnis K_k wird in der Simulation durch Variation der Amplitude des differentiellen Eingangsstromes \hat{i}_{ed} angepasst. Die effektive Auflösung der BS in Abhängigkeit des Auslenkungsverhältnisses K_k ist in Abbildung 4.21 für eine Abtastrate der Ein- und Ausgangssignale von 100 GS/s aufgetragen. Der ideale ENoB der Eingangssignale ist in Abbildung 4.21a und b mit einer durchgezogenen Linie ohne Marker aufgetragen. In Abbildung 4.21a sind die ENoB-Verläufe für $K_k = 2$ sowohl für Sinus- als auch DAC-Quellenansteuerung aufgetragen. Für die DAC-Quellenansteuerung liegt die effektive Auflösung im Bereich der idealen Auflösung des Eingangssignals mit einem Startwert von 8,1 bit und einem Endwert von 7 bit. Für die Sinus-Quellenansteuerung liegt der ENoB über 2 bit oberhalb der Auflösung des Eingangssignals $i_{ed}(t)$ bei DAC-Quellenansteuerung. In Abbildung 4.21b sind die Kurven für beide Ansteuerungsvarianten und die Auslenkungsverhältnisse $K_k = 1,5$ und 1 aufgetragen. Für die DAC-Quellenansteuerung und $K_k = 1,5$ verläuft die effektive Auflösung des Ausgangs der BS in erster Näherung im Bereich der idealen Auflösung des Eingangssignals. Für $K_k = 1$ werden der ENoB bei DAC-Quellenansteuerung und der ENoB bei Sinus-Quellenansteuerung von den nichtidealen Eigenschaften beeinflusst und weichen

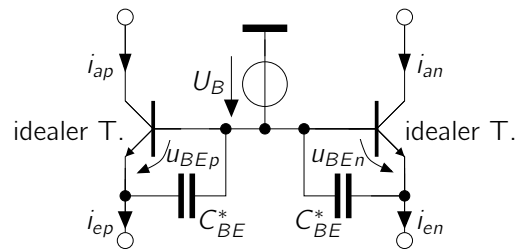


Abbildung 4.22: BS mit idealen Transistoren und parasitären Basis-Emitterkapazitäten C_{BE}^* .

daher von der idealen Verläufen ab. Der ENoB-Verlauf für Sinusquellenansteuerung und $K_k = 1,5$ und 1 besitzen den selben qualitativen Verlauf wie für $K_k = 2$, jedoch mit niedrigeren ENoB-Werten. Die Linearität der BS liegt für $K_k = 2$ und $1,5$ über dem gesamten Frequenzbereich mindestens 1 bit höher als die Auflösung der 8-bit Eingangssignale bei DAC-Quellenansteuerung. Wie in Abschnitt 3.1.1 geschrieben und in Abbildung 2.13 gezeigt, folgt die Auflösung des BS-Ausgangs näherungsweise der Auflösung des 8-bit Eingangssignals, falls die Linearität der Stufe 1 bit bis 2 bit oberhalb der Auflösung der DAC-Eingangssignale liegt. Für $K_k = 1$ fällt die Linearität der BS bei Sinus-Quellenansteuerung ab einer Frequenz 7 GHz unter die Auflösung des 8-bit Eingangssignals. Dadurch folgt die Auflösung des BS-Ausgangs bei DAC-Quellenansteuerung in etwa dem ENoB-Verlauf bei Sinus-Quellenansteuerung. Wird die Linearität der BS für die Werte des Auslenkungsverhältnis $K_k = 2, 1,5$ und 1 mit den Ergebnissen der Linearität der TAS (vgl. Abbildung 4.6) und der SEL (vgl. Abbildung 4.13) verglichen, zeigt sich, dass die BS die höchste Linearität der Teilschaltungen aufweist. Die TAS weist die niedrigste Linearität der in dieser Arbeit untersuchten Teilschaltungen bei Variation des Auslenkungsverhältnisses K_k auf. Damit ist die TAS ausschlaggebend für die Dimensionierung des Auslenkungsverhältnisses K_k .

Die Ursache des Linearitätsverlustes der BS bei sinkendem Auslenkungsverhältnis K_k kann anhand der Simulation der Teilschaltung in Abbildung 4.22 mit idealen Transistoren und parasitären Basis-Emitterkapazitäten C_{BE}^* gezeigt werden. Dabei setzt sich die Basis-Emitterkapazitäten C_{BE}^* aus der Oxidkapazität $C_{BE,ox}$ und der Junktionkapazität $C_{BE,j}$ zusammen. Die Basis-Emitter-Diffusionskapazität $C_{BE,diff}$ hat keinen Einfluss auf den simulierten Linearitätsverlust, da der Abzweigstrom durch die Diffusionskapazität durch den Emitterstrom skaliert ist. Dadurch ist der prozentuale Fehler (Abweichung zwischen intrinsischem Transistorstrom zu Emitterstrom) durch $C_{BE,diff}$ nicht von dem Auslenkungsverhältnis K_k abhängig ist. Die Diffusionskapazität kann somit im Folgenden vernachlässigt werden. Abbildung 4.23 zeigt die Linearität der BS bei Simulation mit der vereinfachten Teilschaltung (mit idealen Transistoren und parasitären C_{BE}^*) und der Sinus-Quellenansteuerung. Wird die Basis-Emitterkapazität C_{BE}^* zu null gesetzt, weist die BS eine sehr hohe Linearität zwischen 26 bit und 13 bit und keine Abhängigkeit von K_k auf. Wird die Basis-Emitterkapazität C_{BE}^* dazugeschaltet, entstehen die selben qualitativen ENoB-Verläufe wie in Abbildung 4.21. Auch hier fällt die Linearität der BS mit sinkendem Auslenkungsverhältnis K_k . Bei sinkendem Auslenkungsverhältnis

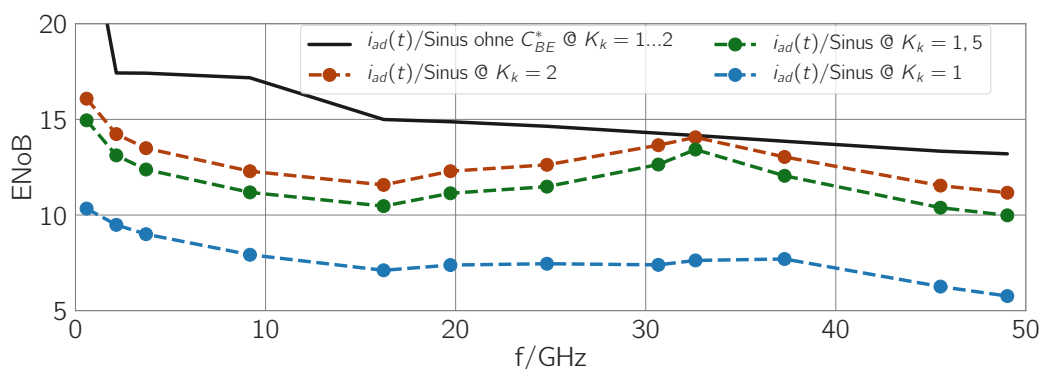


Abbildung 4.23: ENoB des Ausgangsstromes $i_{ad}(t)$ der BS mit idealen Transistoren und Basis-Emitterkapazitäten C_{BE}^* in Abhängigkeit des Verhältnisses K_k für eine Abtastrate von 100 GS/s.

K_k wird der minimale Eingangstrom in die BS

$$\min(i_{ep,n}) = \frac{I_0}{2} \left(1 - \frac{1}{K_k} \right) \quad (4.38)$$

immer niedriger. Das Auslenkungsverhältnis K_k besitzt als Minimalwert den Wert Eins. Der minimale Eingangstrom wird deshalb bei dem Auslenkungsverhältnis von $K_k = 1$, also bei maximaler Auslenkung des Eingangssignals i_{ed} , erreicht. Je niedriger der minimale Eingangstrom, desto größer wird die Auslenkung der Basis-Emitterspannung

$$u_{BEp,n} = U_T \cdot \ln \left(\frac{i_{ep,n}}{I_S} \right) \quad (4.39)$$

von der Basis-Emitter-Arbeitspunktspannung U_{BE0} der Transistoren bei dem Arbeitspunktstrom $I_0/2$. Je größer die Schwankung der Basis-Emitterspannung über der Basis-Emitterkapazität C_{BE}^* und je größer die Frequenz des Eingangssignals $i_{ed}(t)$, desto größer wird der Strom durch die Basis-Emitterkapazität. Dieser Strom fließt über die virtuelle Masse [43], welche durch die differentielle Ansteuerung (vgl. Abbildung 4.23) der symmetrischen BS am Basisknoten der Transistoren entsteht, ab und fehlt dem intrinsischen Transistor. Dadurch entsteht eine von der Frequenz und dem Auslenkungsverhältnis K_k abhängige Stromverstärkung der BS, welche zu der Verzerrung des Ausgangssignals führt. Abbildung 4.24 zeigt die Abhängigkeit der Stromverstärkung der BS für die Transistoren der verwendeten Transistortechnologie sowie für die BS mit idealen Transistoren und parasitärer Basis-Emitterkapazität C_{BE}^* bei Variation der Amplitude \hat{i}_{ed} des Eingangstroms. Die Simulation der Stromverstärkung wird für die Signalfrequenzen 585 MHz, 24 GHz und 49 GHz und mit Hilfe einer monofrequenten Sinus-Quellenansteuerung durchgeführt. Für eine Signalfrequenz von 585 MHz ist für beide Transistormodelle keine Abhängigkeit der Stromverstärkung von der Signalamplitude erkennbar. Die Stromverstärkung mit dem komplexen HICUM-Transistormodell für eine Signalfrequenz von 24,8 GHz weist einen leichten Abfall von 0,1% ab einer Eingangstromamplitude von etwa

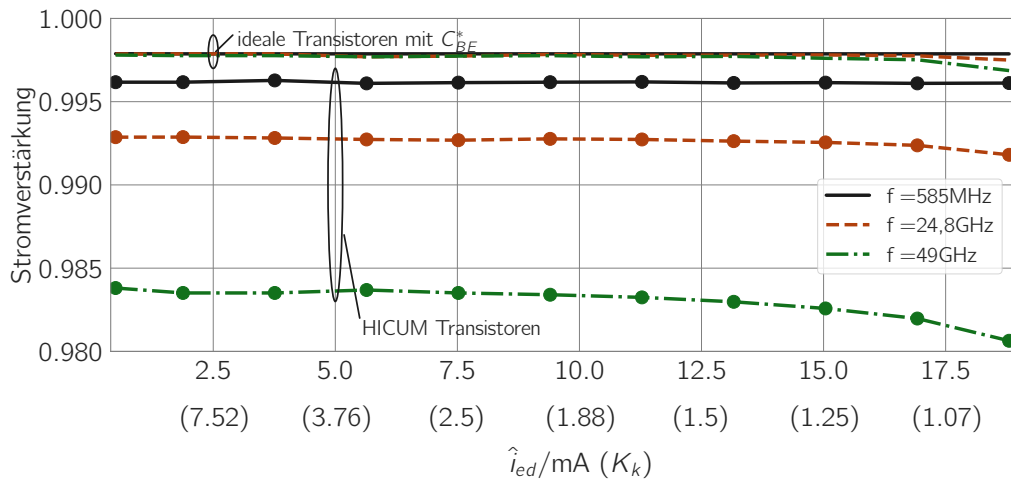


Abbildung 4.24: Stromverstärkung der Basisstufe mit idealen Transistoren mit C_{BE}^* und HICUM-Transistoren in Abhängigkeit der Amplitude \hat{i}_{ed} des differentiellen Eingangsstromes.

$\hat{i}_{ed} = 16\text{mA}$ ($K_k = 1,175$) auf. Die Stromverstärkung mit dem komplexen HICUM-Transistormodell für eine Signalfrequenz von 49 GHz weist den stärksten Abfall von 0,33% der Stromverstärkung ab einer Eingangsstromamplitude von 12 mA ($K_k = 1,567$) auf. Die Stromverstärkungskurven für das vereinfachte Transistormodell weisen ein qualitativ analoges Verhalten über der Amplitude \hat{i}_{ed} des Eingangsstromes auf. Auch hier steigt der Abfall der Stromverstärkung mit der betrachteten Signalfrequenz an. Der absolute Abfall der Stromverstärkung der BS über der Amplitude des Eingangsstromes ist zwar gering, jedoch reichen geringe Abweichungen der Stromverstärkung aus, um die Linearität der BS zu beeinflussen. Die Änderung der Stromverstärkung kann als Ansatz einer weiterführenden Untersuchung der Linearität der Basisstufe verwendet werden.

Der Ansatz der Änderung der Stromverstärkung könnte die Abhängigkeit der Linearität der BS von dem Auslenkungsverhältnis K_k und die sinkende Linearität für steigende Frequenzen erklären. Der charakteristische Anstieg des ENoB im Frequenzbereich von 16 GHz bis 32 GHz bei Sinus-Quellenansteuerung in den Abbildungen 4.21 und 4.23 kann damit jedoch nicht erklärt werden. Bei der im dem Frequenzbereich von 16 GHz bis 32 GHz auftretende Intermodulationsverzerrung handelt es sich um die Oberwelle \underline{h}_{su}^y (vgl. Punkt B*9 S.42 und Abbildung 3.5). Für steigende Signalfrequenzen reduziert sich die Amplitude der Oberwelle in dem Frequenzbereich von 16 GHz bis 32 GHz stetig und steigt danach wieder an. Im Rahmen dieser Arbeit kann der Effekt nicht aufgeklärt werden und ist damit Bestandteil weiterführender Arbeiten.

Die Dimensionierungsvorschriften für die BS lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Die Emitterfläche der Transistoren kann mit Hilfe der Gleichung 4.37 bestimmt werden und hängt im wesentlichen vom Arbeitspunktstrom der ansteuernden TAS

bzw. SEL und dem Auslenkungsverhältnis K_k ab. Dadurch ergeben sich äquivalente Emitterflächen für die BS wie für die ansteuernde TAS bzw. SEL.

- Die BS besitzt im Vergleich zur TAS und zur SEL bei gleichen Auslenkungsverhältnis K_k eine höhere Linearität. Damit wird die effektive Auflösung der Zusammenschaltung der BS mit einer TAS bzw. einer SEL und TAS hauptsächlich von der TAS bestimmt. Das Auslenkungsverhältnis kann gemäß Abbildung 4.4b bestimmt werden.

4.2.4 Emitterfolger

Abbildung 4.25 zeigt die Beschaltung zweier Emitterfolger (EF) zu einem differentiell angesteuerten EF-Paar. Der EF ist eine Grundsaltung, welche in grundlegenden Werken wie [45, 46] ausführlich besprochen wird. Der EF dient der Impedanztransformation und damit der besseren Entkopplung von Aus- zu Eingang der AMUX-Kernschaltung bzw. des Ausgangsverstärkers. Wie in [40] beschrieben, eignen sich kaskadierte EF aufgrund ihrer hohen Stromverstärkung und ihrer niedrigen, induktiven Ausgangsimpedanz (vgl. [43]) gut zur Ansteuerung einer nachfolgenden Transadmittanzstufe bzw. eines nachfolgenden Stromschalters. Transadmittanzstufen und Stromschalter weisen im Vergleich zur Ausgangsimpedanz der EF-Kaskade eine hohe, kapazitive Eingangsimpedanz (vgl. [43]) auf. EF-Kaskaden verwenden das Prinzip der komplex-konjugierten Fehlanpassung (vgl. Abschnitt 4.1) zwischen der niedrigen, induktiven Ausgangsimpedanz des EF und der hochohmigen, kapazitiven Eingangsimpedanz des folgenden EF zur Überhöhung (engl. peaking) der Übertragungsfunktion [43]. Damit wird bei entsprechender Dimensionierung der EF eine Vergrößerung der Bandbreite von Hochgeschwindigkeitsschaltungen erreicht. Zusätzlich dient die EF-Kaskade der Verschiebung des Gleichspannungspegels des Signals und dient damit der Arbeitspunkteinstellung der nachfolgenden Transadmittanzstufe bzw. des nachfolgenden Stromschalters. Die grundlegende Linearitätsuntersuchung des EF wurde bereits in [49] präsentiert. Im Folgenden werden lediglich die Ergebnisse dieser Untersuchung zusammengefasst. Die Linearität des EF ist abhängig von dem Verhältnis des dynamischen Ausgangsstromes $i_{ap,n}$ durch die Lastkapazität C_L zu dem Arbeitspunktstrom I_0 . Die Lastkapazität in Abbildung 4.25 fasst sowohl die parasitäre Kapazität der Stromquelle, die parasitäre Layoutkapazität der Metallisierung als auch die frequenzabhängige, kapazitive Eingangsimpedanz der Folgestufe (EF oder TAS) zusammen. Im Idealfall ist der dynamische Ausgangsstrom klein gegenüber dem Arbeitspunktstrom I_0 , wodurch in erster Näherung der Emitterstrom des Transistors identisch zum Strom der Stromquelle I_0 ist. Wird der dynamische Ausgangsstrom durch die Lastkapazität C_L so groß, dass dieser in der Größenordnung des Arbeitspunktstromes liegt, ändert sich der Arbeitspunkt des Transistors dynamisch in Abhängigkeit des Ausgangsstromes. Dies kann im Worst-Case-Szenario dazu führen, dass je nach Ausgangsstrom kein Strom mehr durch den Transistor fließt. Diese starke Änderung des Arbeitspunktes des Transistors kann zu Verzerrungen im Übertragungsverhalten des EF führen. Der

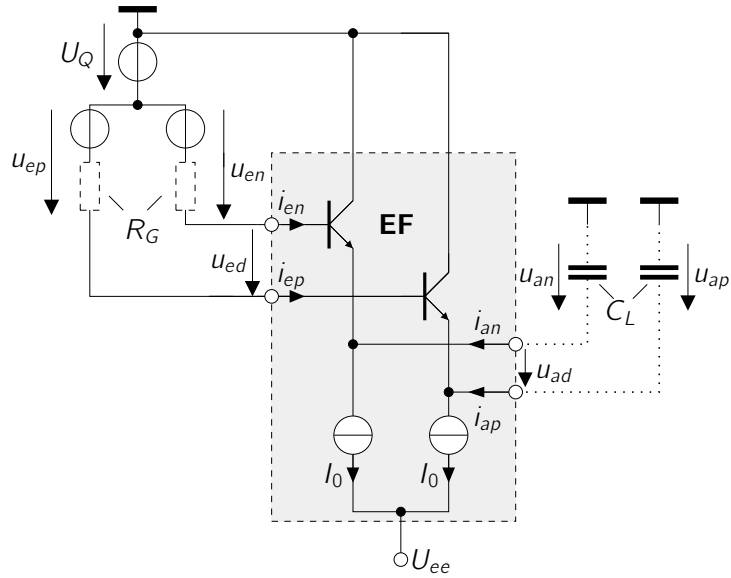


Abbildung 4.25: Beschaltung eines differentiellen EF.

Parameter	Werte
$A_{E,EF}$	$0,5 \mu\text{m}^2$
I_0	5 mA
C_L	25 fF

Tabelle 4.5: Simulationswerte zur Bestimmung der effektiven Auflösung des EF.

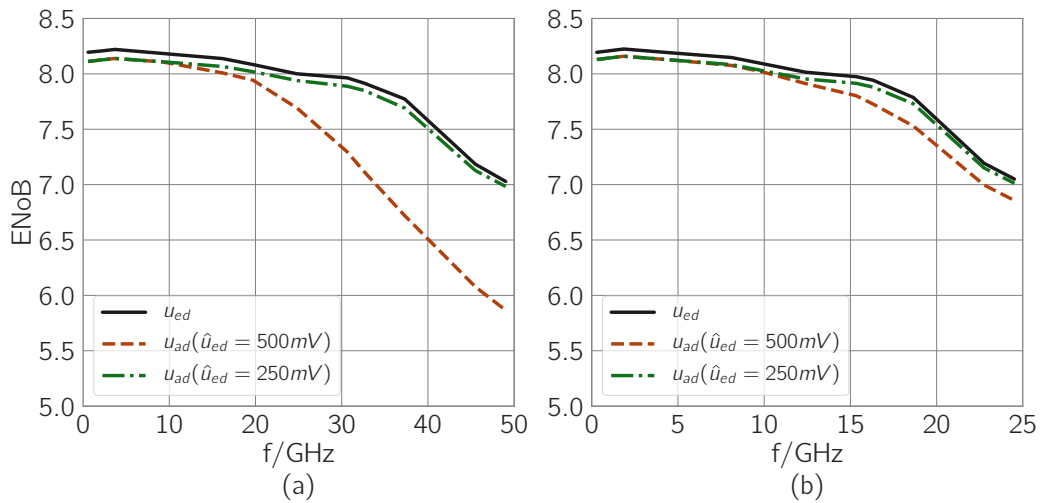


Abbildung 4.26: ENoB der Eingangs- bzw. Ausgangsspannung des EF mit einer Lastkapazität $C_L = 25 \text{ fF}$ für Abtastraten von 100 GS/s (a) und 50 GS/s (b).

dynamische Ausgangsstrom hängt entsprechend der konstituierenden Gleichung einer Kapazität von der Lastkapazität ab

$$i_{ap,n} = C_L \frac{du_{ap,n}}{dt}. \quad (4.40)$$

Damit ergibt sich eine Abhängigkeit des dynamischen Ausgangsstromes von der Ableitung der Ausgangsspannung nach der Zeit und der Größe der Lastkapazität. Die Größe der Ableitung der Ausgangsspannung $u_{ap,n}$ ist aufgrund einer Spannungsverstärkung des EF von etwa eins (vgl. [43]) direkt abhängig von der Steilheit der Flanken der Eingangsspannung $u_{ep,n}$ und damit sowohl von der Amplitude als auch der Frequenz der Eingangsspannung. Um dieses Verhalten zu verifizieren, wird eine Simulation des EF mit den Parametern aus Tabelle 4.5 durchgeführt. Die Simulation wird mit DAC-Signalquellen mit zwei Werten der Eingangsspannungsamplitude $u_{ed} = 500 \text{ mV}$ und 250 mV und zwei Abtastraten 100 GS/s und 50 GS/s durchgeführt. Durch die Variation der Abtastrate und der Eingangsspannungsamplitude wird die Flankensteilheit der Eingangssignale variiert. Die Lastkapazität wurde auf einen realistischen Beispielwert von 25 fF festgelegt. Dieser Wert hängt jedoch stark von der Dimensionierung des EF und der Folgestufe ab. Abbildung 4.26 zeigt die effektive Auflösung des EF über der Frequenz für Abtastraten von 100 GS/s (a) und 50 GS/s (b) sowohl für die Eingangsspannung u_{ed} als auch für die Ausgangsspannung u_{ad} für zwei verschiedene Werte der Eingangsspannungsamplitude. Der ENoB der Eingangsspannung für beide Abtastraten beginnt bei $8,1 \text{ bit}$ und fällt stetig über der Frequenz auf den Wert 7 bit ab. Für beide Abtastraten und einer differentiellen Eingangsspannungsamplitude von $\hat{u}_{ed} = 250 \text{ mV}$ verläuft der ENoB der Ausgangsspannung analog zum ENoB der Eingangsspannung. In diesem Fall kann angenommen werden, dass die Linearität des EF deutlich größer als die effektive Auflösung des Eingangssignals ist (vgl. Abbildung 2.13). Für eine Eingangsspannungsamplitude von $\hat{u}_{ed} = 500 \text{ mV}$ und einer Abtastrate von 100 GS/s divergiert der ENoB der Ausgangsspannung von dem Verlauf der Eingangsspannung ab einer Frequenz von etwa 15 GHz . Für maximale Signalfrequenzen liegt der ENoB der Ausgangsspannung nur noch bei $5,9 \text{ bit}$. Für eine Abtastrate von 50 GS/s divergiert der ENoB der Ausgangsspannung auch von dem Verlauf der Eingangsspannung einer Frequenz von etwa 12 GHz . Für maximale Signalfrequenzen liegt der ENoB der Ausgangsspannung bei $6,9 \text{ bit}$. Damit ist der ENoB-Verlust bei der Abtastrate 50 GS/s deutlich geringer als der Verlust bei 100 GS/s . Diese Ergebnisse bestätigen den Zusammenhang zwischen der Linearität des EF und der Flankensteilheit der Eingangsspannung. Die Linearität sinkt sowohl mit steigender Signalfrequenz als auch bei steigender Eingangsspannungsamplitude. Dadurch ergibt sich die Schlussfolgerung, dass für Schnittstellen mit großen Signalamplituden, hohen Signalbandbreiten und großen Lastkapazitäten EF mit relativ großen Arbeitspunktströmen gewählt werden müssen, um eine ausreichende Linearität zu erreichen. Hohe Arbeitspunktströme fordern wiederum Transistoren mit entsprechend hohen Emitterflächen A_E , um die f_T -Spitzenwertstromdichten nicht zu überschreiten. Dies limitiert die Freiheitsgrade des Entwicklers bezüglich der Optimierung der maximalen Bandbreiten von Emitterfolgerkaskaden. In dieser Arbeit sind vor allem die EF des linearen Ausgangsverstärkers aufgrund der verdoppelten Signalbandbreite durch die

AMUX-Kernschaltung ausschlaggebend für die Linearität der Gesamtschaltung (vgl. Abschnitt 4.3.2). Die Dimensionierung der EF in dieser Arbeit erfolgt nach Simulation sowohl der Linearität als auch der Kleinsignalbandbreite.

4.3 Topologie der AMUX-Schaltung

In diesem Abschnitt werden zunächst zwei grundsätzliche Kernschaltungstopologien vorgestellt und miteinander verglichen. Zusätzlich werden zwei Gesamt-Schaltungstopologien, das Konzept des analogen Leistungsmultiplexers und das Konzept des AMUX mit linearen Ausgangsverstärker vorgestellt. Für beide Konzepte werden die Vor- und Nachteile untersucht.

4.3.1 Gewählte Kernschaltungstopologie

Betreffend der Wahl der Kernschaltungstopologie werden in dieser Arbeit zwei grundsätzliche Schaltungskonzepte unterschieden; zum einen das Konzept der getakteten Selektorstufe, im Folgenden als clocked-SEL bezeichnet, und zum anderen das Konzept der getakteten Transadmittanzstufe, im Folgenden als clocked-TAS bezeichnet. Beide Konzepte finden Anwendung in Veröffentlichungen. Das clocked-TAS Konzept wird in [11–13, 50] verwendet und das clocked-SEL Konzept in [14–16]. Der Unterschied dieser Konzepte liegt darin, dass im clocked-TAS Konzept die Abtastung durch das An- und Ausschalten der linearen Transadmittanzstufe durchgeführt wird, während bei dem clocked-SEL Konzept der Arbeitspunktstrom der linearen Transadmittanzstufen konstant ist. Die Abtastung bei der clocked-SEL findet mit Hilfe von Stromschaltern statt, welche das Ausgangssignal der linearen TAS entweder auf den Daten-Ausgang oder auf den Dummy-Ausgang schaltet. Die AMUX-Varianten, welche in dieser Arbeit realisiert werden, verwenden das Konzept der clocked-SEL [17, 18]. Wie bereits in [18] beschrieben liegt der Vorteil der Verwendung der clocked-SEL in der höheren Linearität im Vergleich zu dem clocked-TAS Konzept. Im Folgenden wird eine Untersuchung der Vor- und Nachteile der Konzepte vorgenommen.

In Abbildung 4.27 ist die Schaltungstopologie der in dieser Arbeit realisierten AMUX-Kernschaltungen mit Hilfe des clocked-SEL-Konzeptes dargestellt. Zwei Transadmittanzstufen, welche mit konstanten Gleichstromquellen I_0 betrieben werden, wandeln die Eingangsspannungen der Daten-Eingänge 1,2 in differentielle Ausgangsströme um. Diese differentiellen Ausgangsströme treiben die SEL, welche in diesem Abschnitt wiederum in SEL1 und SEL2 aufgeteilt werden kann. Wie in [17] beschrieben, können die SEL1,2 als asymmetrische Mischer 1,2 (engl. unbalanced mixer) betrachtet werden. Die SEL1,2 bestehen jeweils aus zwei Stromschaltern (SS1p,n für SEL1; SS2p,n für Mischer 2) für die jeweiligen differentiellen Ausgangsströme. Wie in Abschnitt 4.2.2 bereits beschrieben, stellen die differentiellen Ausgangsströme von TAS1,2 die RF-Eingänge von Mischer 1,2 dar. Der lokale Oszillatoreingang (LO) des Mixers 1 wird durch das Taktsignal angesteuert.

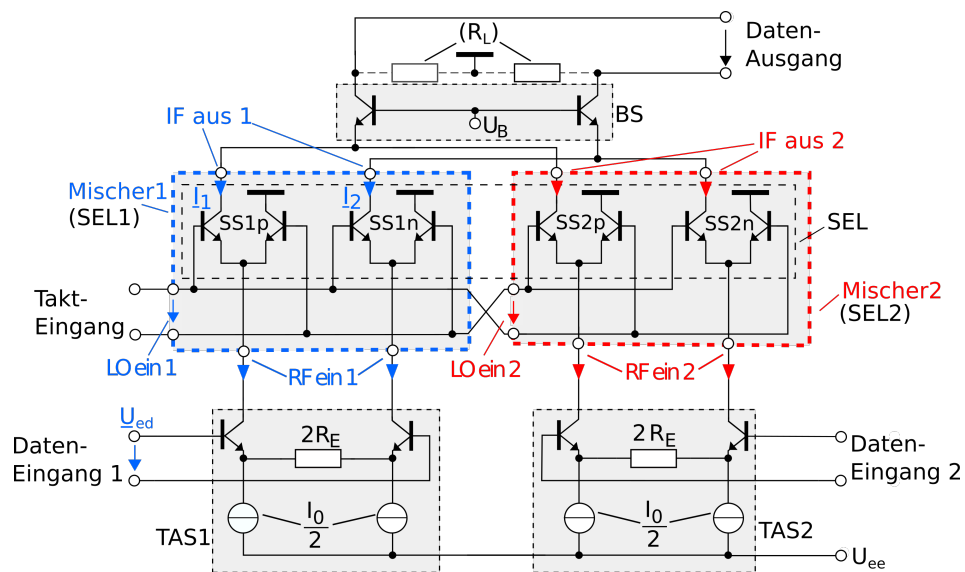


Abbildung 4.27: Schaltungstopologie der realisierten 2:1 AMUX-Kernschaltungen mit Hilfe des clocked-SEL-Konzepts.

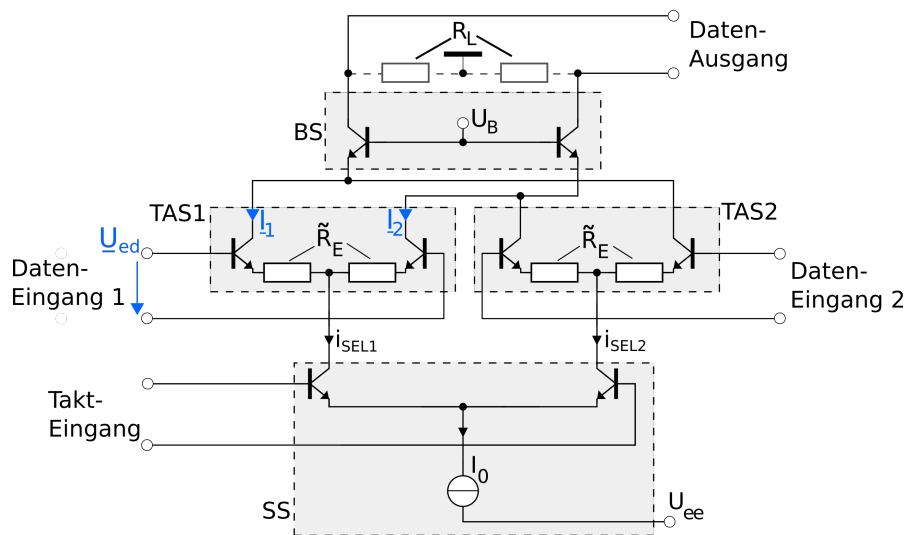


Abbildung 4.28: Alternative Schaltungstopologie einer 2:1 AMUX-Kernschaltungen mit Hilfe des clocked-TAS-Konzepts.

Die SEL2 bzw. der Mischer 2 wird mit einem um 180° phasenverschobenen Taktsignal am LO-Eingang angesteuert. Die 180° Phasenverschiebung wird mittels einer Kreuzung der differentiellen Signalführung des Taktsignals erreicht. Dies stellt die Realisierung der 180° Phasenverschiebung zwischen den Taktsignalen $c_{M1}(t)$ und $c_{M2}(t)$ der Mischer in Abbildung 2.4 dar. Die IF-Ausgänge (Mischsignalausgänge) der Mischer steuern die BS bzw. die Dummy-BS (in Abbildung 4.27 durch Massesymbol dargestellt) an. Die Ausgänge der Dummy-BS liegen direkt auf Masse. Aufgrund der niederohmigen Eingangsimpedanz der BS (vgl. Abschnitt 4.2.3) und der Vereinfachung des Schaltbildes wird die Dummy-BS in Abbildung 4.27 durch Massesymbole dargestellt. Die differentiellen Ausgangsströme der SEL1,2 werden am Eingangstor der BS summiert. Durch ihre niederohmige Eingangsimpedanz entkoppelt die BS die IF-Ausgänge von den LO-Takteingängen der SEL1,2, durch Reduzierung des Miller-Effektes. Wird die AMUX-Kernschaltung als P-AMUX verwendet, werden Lastwiderstände R_L am Ausgang der BS zu Masse geschaltet. Dies findet Anwendung in der ersten realisierten AMUX-Schaltung (AMUX-Variante 1) in Abschnitt 6.2. Die Lastwiderstände R_L dienen der Anpassung der Ausgangsimpedanz der als Ausgangstreiber verwendeten P-AMUX-Stufe an eine $50\ \Omega$ -Übertragungsleitung. Folgt nach der AMUX-Kernschaltung eine weitere Stufe, wie zum Beispiel ein linearer Ausgangsverstärker (vgl. AMUX-Variante 2 in Abschnitt 6.3) wird auf das Lastwiderstandspaar in der Kernschaltung verzichtet. Wie in Abschnitt 4.1 (vgl. Partitionierungskonzept) beschrieben, wird die Kernschaltung über eine TML an der folgenden Stufe mittels eines Lastwiderstandspaares zur Masse abgeschlossen. Durch das Schaltverhalten der SEL1,2 wird jeweils nur ein differentieller Strom der TAS1,2 über die BS auf den Datenausgang gegeben, während der andere differentielle Strom über die Dummy-BS auf Masse geschaltet wird.

In Abbildung 4.28 ist das clocked-TAS Konzept dargestellt. Die SEL-Stufe besteht in diesem Konzept aus einem einzigen Stromschalter, welcher mit einer konstanten Stromquelle betrieben wird. Je nach Polarität des Taktsignals wird der gesamte Strom I_0 auf einen der differentiellen Ausgänge geschaltet. Die Ausgänge der SEL steuern die zwei Transadmittanzstufen an, welche die Eingangsspannung der Daten-Eingänge 1,2 in einen differentiellen Ausgangsstrom umwandeln. Die Ausgangsströme beider Transadmittanzstufen werden am Eingang der BS summiert. Die BS bewirkt durch ihre niedrige Eingangsimpedanz eine Entkopplung der Ausgänge der TAS1,2 von ihren Daten-Eingängen. Wird die clocked-TAS als P-AMUX verwendet, werden Lastwiderstände R_L an den Ausgang der Basisstufe zur Masse geschaltet. Folgt auf die AMUX-Kernschaltung eine Folgestufe kann auf den Abschlusswiderstand in der Kernschaltung verzichtet werden, solange der Daten-Ausgang am Ende der Zuleitung auf der Eingangs-Seite der Folgestufe abgeschlossen wird (vgl. Partitionierungskonzept in Abschnitt 4.1). Die Abtastung der Eingangssignale entsteht durch das Schalten des Stromschalters. Dieser wählt je nach Polarität des Taktsignals eine der beiden TAS1,2 aus, wodurch das Eingangssignal dieser TAS auf den Daten-Ausgang geschaltet wird. Durch das Schaltverhalten des Stromschalters sind die Ausgangsströme $i_{SEL1}(t)$ und $i_{SEL2}(t)$ um 180° phasenverschoben. Dies entspricht der 180° Phasenverschiebung der Taktsignale $c_{M1,2}(t)$ der beiden Mischer in Abbildung 2.4.

Um die beiden Konzepte hinsichtlich ihrer Linearität untersuchen zu können, wird die Kenngröße der Wandlungsverstärkung (engl. conversion gain, CG) eingeführt. Der CG wird üblicherweise als Bewertung von Mischerschaltungen genutzt. Bei asymmetrischen Mixern kann der CG definiert werden als das Verhältnis zwischen der Amplitude des sinusförmigen Eingangssignals mit der Signalfrequenz f_l an einem der Daten-Eingänge zur spektralen Komponente bei der Signalfrequenz f_l am IF-Ausgang des Mixers. Bleibt der CG bei Variation der Eingangsamplitude des Signaltones konstant, so ist der Mixer ideal linear. Je stärker die Abweichung des CG in Abhängigkeit der Variation der Amplitude des Signaltones desto größer ist die Verzerrung des asymmetrischen Mixers. In dieser Arbeit wird der CG definiert als

$$\text{CG} = 20 \cdot \log \left(\frac{|\underline{I}_{IF}(f_l)| \cdot 1 \Omega}{|\underline{U}_{ed}(f_l)|} \right). \quad (4.41)$$

$|\underline{U}_{ed}(f_l)|$ stellt die differentielle Eingangsspannungsamplitude bei der Frequenz f_l an dem Daten-Eingang 1 der Kernschaltung dar (vgl. Abbildung 4.27 und Abbildung 4.28). $|\underline{I}_{IF}(f_l)| = |\underline{I}_1 - \underline{I}_2|$ stellt die Amplitude des differentiellen Ausgangsstromes bei der Signalfrequenz f_l des Mixers 1 dar. Die Ströme \underline{I}_1 und \underline{I}_2 sind in Abbildung 4.27 und Abbildung 4.28 definiert. Als Beispiel-Dimensionierung der clocked-SEL wird die Dimensionierung des P-AMUX der realisierten AMUX-Variante 1 übernommen. Eine ausführliche Beschreibung der Dimensionierung der einzelnen Teilschaltungen der P-AMUX-Kernschaltung wird in Abschnitt 6.2 geliefert. Im Folgenden werden lediglich die zum Vergleich der Schaltungstopologien wichtigen Dimensionierungsgrößen erläutert. Jede TAS der clocked-SEL wird mit einem Arbeitspunktstrom von $I_0 = 24 \text{ mA}$ betrieben und besitzt einen Emittergegenkopplungswiderstand von $R_E = 33 \Omega$. Der Arbeitspunktstrom und Emittergegenkopplungswiderstand der TAS wird entsprechend der Erkenntnisse aus Abschnitt 4.2.1 gewählt, um eine ausreichende Verstärkung und Linearität der TAS zum Übertragen von 8-bit DAC-Signalen zu gewährleisten. Die TAS besitzt bei der gewählten Dimensionierung eine Linearität für niedrige Signalfrequenzen ($f_l \ll \frac{f_T}{\beta_0}$) von etwa 8,7 bit, wodurch die Übertragung von idealen 8-bit DAC-Signalen ohne signifikante Verluste der effektiven Auflösung ($\Delta \text{ENoB}_g < 0,5 \text{ bit}$) erreicht wird (vgl. Abbildung 2.13). Die Emitterfläche der Transistoren der TAS werden entsprechend der Gleichung 4.16 und 4.17 und der Dimensionierungsstromdichte $J_{ft,dim} = 12,87 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$ zu jeweils $A_{E,TAS} = 1,4 \mu\text{m}^2$ gewählt (vgl. Abschnitt 4.2.1). Die Emitterfläche der Transistoren der SEL und der BS werden entsprechend der Gleichungen 4.23 und 4.37 identisch zu der Emitterfläche der Transistoren der TAS dimensioniert (vgl. Abschnitt 4.2.2 und 4.2.3). Der Lastwiderstand beträgt $R_L = 63 \Omega$.

Um die Konzepte bezüglich ihrer Linearität angemessen vergleichen zu können, wird die clocked-TAS so dimensioniert, dass der CG bei niedrigen Eingangsspannungsamplituden $|\underline{U}_{ed}(f_l)|$ und einer Taktfrequenz von $f_{c,A} = 50 \text{ GHz}$ ($f_{s,A} = 100 \text{ GS/s}$) identisch mit dem der clocked-SEL ist. Wäre der Stromschalter sowie die Stromquelle der clocked-TAS ideal (d.h. ohne parasitäre Elemente), würde ein Arbeitspunktstrom $I_0 = 24 \text{ mA}$ im durchgeschalteten Zustand des Stromschalters zum selben Arbeitspunktstrom der Transadmittanzstufen führen wie im clocked-SEL Konzept. Wie in [38, 48] gezeigt, führen

	Simulation 1	Simulation 2
$f_{s,A}$	100 GHz	25 GHz
$f_{c,A}$	50 GHz	12,5 GHz
M	512	128
P	3	3
f_l	≈ 293 MHz	≈ 293 MHz
t_{sim}	10,24 ns	10,24 ns

Tabelle 4.6: Simulationswerte zur Bestimmung des CG für Abtastraten von 100 GS/s und 25 GS/s.

jedoch parasitäre Kapazitäten am Emitterknoten des Stromschalters zu einem dynamischen Stromüberhöhungseffekt des Ausgangsstromes des Stromschalters. Die parasitären Kapazitäten am Emitterknoten des Stromschalters entstehen durch die parasitären Kapazitäten der Transistoren und des Layouts. Der dynamische Stromüberhöhungseffekt hängt sowohl von den Werten dieser parasitären Kapazitäten am Emitterknoten des Stromschalters als auch von den Flankensteilheiten des Taktsignals am Takt-Eingang ab und führt zu einer dynamischen Veränderung des Arbeitspunktstromes der Transadmittanzstufen im Schaltintervall $T_{s,A}$ des Stromschalters. Dieser dynamische Stromüberhöhungseffekt erhöht den CG der clocked-TAS bei einer Dimensionierung mit $I_0 = 24$ mA und $\tilde{R}_E = R_E = 33 \Omega$ gegenüber dem CG der clocked-SEL. Um den CG der clocked-TAS zu senken kann entweder der Arbeitspunktstrom I_0 gesenkt werden oder der Emittergegenkopplungswiderstand \tilde{R}_E vergrößert werden. Eine Vergrößerung des Emittergegenkopplungswiderstand \tilde{R}_E vergrößert grundsätzlich die Linearität der zugrundeliegenden TAS bei konstantem Arbeitspunktstrom, während eine Verringerung des Arbeitspunktstromes I_0 eine Verringerung der Linearität der zugrundeliegenden TAS bedeuten würde (vgl. Abschnitt 4.2.1). Aus diesem Grund wurde die Option der Vergrößerung des Emittergegenkopplungswiderstand \tilde{R}_E zur Verringerung des CG der clocked-TAS gewählt, womit die TAS des clocked-TAS-Konzeptes im statischen Betrieb eine vergleichsweise höhere Linearität als die TAS der clocked-SEL-Schaltung besitzt. Der Emittergegenkopplungswiderstand der clocked-TAS wird zu $\tilde{R}_E = 56 \Omega$ bei einem Arbeitspunktstrom von $I_0 = 24$ mA gewählt, wodurch die TAS der clocked-TAS im statischen Betrieb eine Linearität für niedrige Signalfrequenzen ($f_l \ll \frac{f_T}{\beta_0}$) von etwa 10,4 bit besitzt. Die Emitterfläche der Transistoren des SS betragen $A_{E,SEL} = 2 \mu\text{m}^2$ und die der TAS und BS betragen $1,4 \mu\text{m}^2$. Das clocked-TAS-Konzept benötigt nur eine einzige Arbeitsstromquelle mit I_0 , um die beiden Transadmittanzstufen zu treiben. Dadurch weist das clocked-TAS-Konzept (vgl. Abbildung 4.28) eine um die Hälfte reduzierte Leistungsaufnahme gegenüber dem clocked-SEL-Konzept (vgl. Abbildung 4.27) auf. Im Bezug auf die erreichbare maximale Abtastrate ist ebenfalls das clocked-TAS die bevorzugte Wahl. Die maximale Abtastrate hängt maßgeblich von der Bandbreite des Takt-Einganges der jeweiligen SEL-Stufe und damit von maßgeblich von der Eingangskapazität der jeweiligen SEL-Stufe ab. In erster Näherung kann angenommen werden, dass die Bandbreite für

steigende Eingangskapazitäten sinkt. Die Eingangskapazität des einzelnen SS der clocked-TAS ist in erster Näherung aufgrund der Emitterfläche ($A_{E,SEL} = 2\mu\text{m}^2$) um den Faktor 2,8 kleiner als die Eingangskapazitäten der vier, parallel geschalteten SS mit ($A_{E,SEL} = 1,4\mu\text{m}^2$) des clocked-SEL-Konzeptes. Die folgenden Simulationen des CG zeigen, dass der wesentliche und für die Zielsetzung dieser Arbeit maßgebliche Vorteil der clocked-SEL in der erreichbaren Linearität und effektiven Auflösung liegt.

Die Simulation des CG der clocked-TAS und der clocked-SEL wird für die Abtastraten von 100 GS/s sowie 25 GS/s in Abhängigkeit der differentiellen Eingangsspannungsamplitude $|\underline{U}_{ed}|$ zwischen 0 mV und 500 mV durchgeführt. Der Maximalwerte $|\underline{U}_{ed}| = 500\text{ mV}$ entspricht dabei einem differentiellen Spannungshub der Eingangssignale von $U_{sw} = 1\text{ V}_{pp}$. Die Signalfrequenz wird zu $f_l \approx 293\text{ MHz}$ gewählt und ist damit niedrig in Relation zur Transitfrequenz der Transistortechnologie ($f_T = 325\text{ GHz}$) und der gewählten Abtastraten. Die Signalfrequenz kann deshalb als quasi statisch im Vergleich zu den Taktfrequenzen angesehen werden. Zusätzlich kann im Folgenden durch die Wahl der niedrigen Signalfrequenz die Linearität der Schaltungstopologie unabhängig von der frequenzabhängigen Linearität der Transadmittanzstufe untersucht werden. Mit dieser Annahme lässt sich im folgenden Abschnitt ein grundlegender Unterschied im Verhalten der beiden Konzepte bezüglich ihrer Linearität zeigen und deren Ursache herleiten. Um zu vermeiden, dass die Signalfrequenz ein Vielfaches der Abtastrate $f_{s,A}$ bzw. der Taktfrequenz $f_{c,A} = \frac{f_{s,A}}{2}$ ist, wird die Gleichung 4.2 zur Bestimmung der Signalfrequenz gewählt. Dabei stellt P eine Primzahl und M eine Zweierpotenz, welche als Anzahl der Bits verstanden werden kann, dar. Die Simulationsdauer kann mit Hilfe der Gleichung 4.3 bestimmt werden. Für die Simulation mit beiden Abtastraten ergeben sich die Simulationsergebnisse in Tabelle 4.6. Abbildung 4.29 zeigt den CG (a), den ENoB (b) der clocked-TAS und der clocked-SEL für Abtastraten von 100 GS/s sowie für 25 GS/s für die Signalfrequenz von $f_l = 293\text{ MHz}$. Der CG der clocked-SEL (ohne Marker) bleibt für 100 GS/s und für 25 GS/s über die gesamte Eingangsspannungsamplitude in erster Näherung konstant. Der CG der clocked-TAS (durchgezogene Linie mit Marker) für 100 GS/s startet bei dem selben Wert wie der CG der clocked-SEL. Jedoch fällt der CG der clocked-TAS für 100 GS/s für steigende Eingangsspannungsamplituden um etwa 0,95 dB ab. Für eine Abtastrate von 25 GS/s (gestrichelte Linie mit Marker) weist der CG der clocked-TAS einen analogen Verlauf zu dem CG für 100 GS/s auf, jedoch mit einem Startwert von -39 dB . Der Abfall des CG liegt bei etwa 1 dB. Der CG der clocked-SEL bleibt in erster Näherung konstant für verschiedene Abtastraten, während der CG der clocked-TAS abhängig von der Abtastrate variiert. Dies lässt sich durch die Abhängigkeit des CG der clocked-TAS von dem bereits erwähnten dynamischen Stromüberhöhungseffekt des Stromschalters erklären. In der clocked-TAS besitzt der dynamische Stromüberhöhungseffekt direkten Einfluss auf die Übertragungsfunktion und Verstärkung der TAS und damit auch auf den CG. Die Stärke des dynamischen Stromüberhöhungseffektes ist nach [38, 48] unter anderem abhängig von der Taktfrequenz des Stromschalters. Der CG der clocked-SEL weist eine deutlich niedrigere Abhängigkeit von der Abtastrate auf, da die TAS der clocked-SEL mit einer Konstantstromquelle angesteuert wird. Dadurch kommt es nicht zu einem Stromüberhöhungseffekt in der TAS.

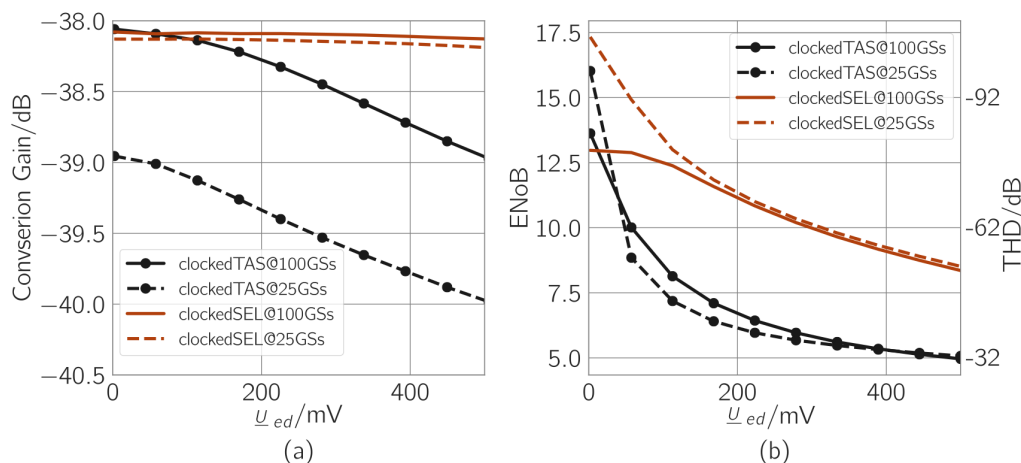


Abbildung 4.29: Vergleich des CG (a) und des ENoB (b) der clocked-TAS und der clocked-SEL für Abtastraten von 25 GS/s und 100 GS/s in Abhängigkeit der Eingangssignalamplitude bei einer Signalfrequenz von 293 MHz.

In der SEL des clocked-SEL-Konzeptes kommt es zwar durch das takten der Stromschalter zu einem dynamischen Stromüberhöhungseffekt, dieser besitzt jedoch aufgrund der Dimensionierung des Auslenkungsverhältnisses $K_k \geq 2$ der Kernschaltung und der Wahl der Signalfrequenz in erster Näherung keine Auswirkungen auf die Linearität der clocked-SEL (vgl. Abschnitt 4.2.2). Der Abfall des CG über der Eingangsspannungsamplitude der clocked-TAS deutet darauf hin, dass unterschiedliche Eingangsspannungsamplituden unterschiedlich stark von der Schaltung verstärkt werden, was wiederum auf eine Verzerrung des Ausgangsstromes I_{IF} hindeutet. Der über der Eingangsspannungsamplitude konstante CG der clocked-SEL deutet auf eine niedrigere Verzerrung des Ausgangsstromes I_{IF} aufgrund der Verstärkung der Schaltung hin. Um diese Annahme zu untersuchen wird der ENoB des Ausgangsstromes I_{IF} bestimmt (vgl. Abbildung 4.29b). Aufgrund der Ansteuerung der Daten-Eingänge mit einem idealen Sinussignal, wird die Störleistung des jeweiligen Ausgangsstromes der clocked-TAS bzw. der clocked-SEL maßgeblich von dem THD (engl. *total harmonic distortion*, Oberschwingungsgesamtverzerrung) bestimmt. Der SINAD wird dadurch ebenfalls maßgeblich vom THD bestimmt, wodurch ein ENoB auf Grundlage des THD bestimmt werden kann

$$\text{ENoB} = \frac{\text{SINAD}|_{dB} - 1.76}{6.02} \approx \frac{-\text{THD}|_{dB} - 1.76}{6.02}. \quad (4.42)$$

In Abbildung 4.29b wird deshalb zusätzlich zum ENoB auch der THD angegeben. Der ENoB der clocked-SEL (ohne Marker) startet für niedrige Eingangsspannungsamplituden bei 13 bit bzw. bei 17,3 bit für 100 GS/s bzw. 25 GS/s. Für steigende Eingangsspannungsamplituden fällt der ENoB stetig aufgrund der Übertragungsfunktion der TAS ab (vgl. Abschnitt 4.2.1), erreicht für beide Abtastraten einen Wert von 8,4 bit für Eingangsspannungsamplituden von 500 mV. Der ENoB der clocked-TAS startet für niedrige Eingangssignalamplituden bei ähnlichen hohen Werten wie die clocked-SEL (13,6 bit

bzw. bei 15,9 bit für 100 GS/s bzw. 25 GS/s). Die ENoB-Verläufe der clocked-TAS fallen ebenfalls bei steigender Eingangsspannungsamplitude ab, jedoch deutlich schneller als die Verläufe der clocked-SEL. Der ENoB beider Abtastraten unterschreitet die effektive Auflösung von 8 bit bereits bei Eingangsspannungsamplituden von 100 mV. Für maximale Eingangsamplituden von 500 mV erreicht der ENoB der clocked-TAS für beide Abtastraten einen Wert von etwa 5 bit. Diese Simulationsergebnisse zeigen, dass das clocked-SEL-Konzept eine deutlich höhere Linearität über der Eingangsspannungsamplitude aufweist als das clocked-TAS-Konzept. Dies gilt, obwohl der Emittergegenkopplungswiderstand der TAS des clocked-TAS-Konzeptes im Vergleich zum Emittergegenkopplungswiderstand der TAS des clocked-SEL-Konzeptes vergrößert wurde, um eine Anpassung des CG für niedrige Eingangsspannungsamplituden bei einer Abtastrate von 100 GS/s zu erreichen. Zudem zeigen die Ergebnisse, dass der CG und im speziellen die Differenz des CG über der Eingangsspannungsamplitude als Indikator für die Linearität des AMUX-Konzeptes verwendet werden kann.

Um die Ursache der schlechteren Linearität des clocked-TAS-Konzeptes zu untersuchen, wird in Abbildung 4.30 ein idealisiertes und reduziertes Ersatzschaltbild (ESB) des Konzeptes mit idealen Transistoren betrachtet. Das Modell der idealen Transistoren weist nur einen Sättigungsstrom I_S und eine Kleinsignal-Stromverstärkung β_0 auf. Der Stromschalter des ursprünglichen clocked-TAS-Konzeptes wird durch ideale Rechteckschwings-Stromquellen ersetzt, welche die Selektorströme $i_{SEL1,2}(t)$ liefern. Die Kapazität C_{SEL} dient zur Modellierung der Ausgangskapazität des Stromschalters und die Kapazität C_{BE}^* dient zur Modellierung der Basis-Emitter-Kapazität der TAS-Transistoren, bestehend aus Oxidkapazität und Sperrschichtkapazität. Die Basis-Emitter-Diffusionskapazität der Transistoren kann zur Beschreibung der Ursache vernachlässigt werden, da der Abzweigstrom durch die Diffusionskapazität durch den Emitterstrom skaliert ist. Dadurch ist der prozentuale Fehler (Abweichung zwischen intrinsischem Transistorstrom zu Emitterstrom) durch $C_{BE,diff}$ nicht von der Eingangsspannung $|U_{ed}|$ abhängig. Die differentielle Eingangsspannung \underline{U}_{ed} liegt direkt über dem Daten-Eingang 1 am Eingang der TAS an. Als Ausgangssignal wird äquivalent zum bisherigen Vorgehen der differentielle Ausgangsstrom $\underline{I}_{IF} = \underline{I}_1 - \underline{I}_2$ der TAS gewählt. Die Simulationen des idealisierten und reduzierten Ersatzschaltbildes wird im Folgenden mit und ohne parasitäre Kapazitäten für die Abtastraten von 100 GS/s und 25 GS/s durchgeführt. Die Basis-Emitter-Kapazität $C_{BE}^* = C_{BE,ox} + C_{BE,j}$ wird zu 17 fF festgelegt und setzt sich aus der Summe der Oxidkapazität und Junktionkapazität der TAS-Transistoren zusammen. Die Ausgangskapazität $C_{SEL} = 16$ fF des Stromschalters setzt sich in erster Näherung aus der Kollektor-Basis- und der Kollektor-Substrat-Kapazität der Stromschaltertransistoren zusammen. Abbildung 4.31 zeigt den CG (a) und den ENoB (b) des idealisierten und reduzierten Ersatzschaltbildes. Der CG des idealisierten und reduzierten ESB des clocked-TAS-Konzeptes weist mit parasitären Kapazitäten einen qualitativ vergleichbaren Verlauf (mit Marker) wie das clocked-TAS-Konzept in Abbildung 4.29a (mit Marker) auf. Für steigende Eingangsspannungsamplituden und Einbindung der parasitären Kapazitäten fallen beide Verläufe für die Abtastraten von 100 GS/s und 25 GS/s ab. Äquivalent zu den Kurven der clocked-TAS in Abbildung 4.29a zeigt der Verlauf für

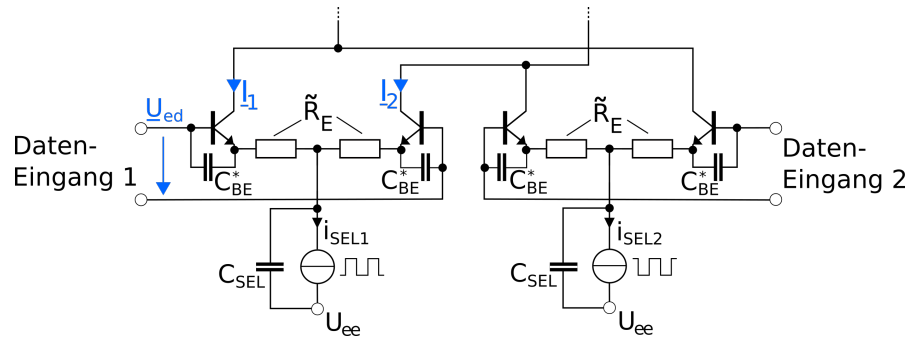


Abbildung 4.30: Schaltbild einer idealisierten Version der clocked-TAS zur Simulation des ENoB und des CG mit idealen, rechteckförmigen Selektorströmen $i_{SEL1,2}$, idealen Transistormodellen und einstellbaren parasitären Kapazitäten C_{BE}^* und C_{SEL} .

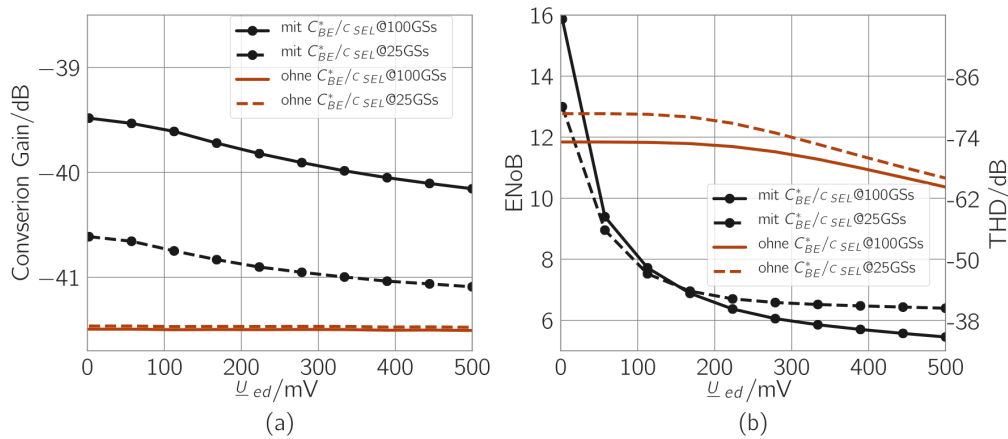


Abbildung 4.31: Vergleich des CG (a) und des ENoB (b) der idealisierten clocked-TAS mit und ohne parasitäre Kapazitäten C_{BE} und C_{SEL} für Abtastraten von 25 GS/s und 100 GS/s in Abhängigkeit der Eingangssignalamplitude bei einer Signalfrequenz von 293 MHz.

25 GS/s einen, zu niedrigeren Startwerten verschoben, CG-Verlauf auf. Der CG für die Simulation ohne parasitäre Kapazitäten (ohne Marker) weisen einen in erster Näherung konstanten Verlauf des CG für beide Abtastraten auf. Der ENoB für die Kurven bei Einbindung der parasitären Kapazitäten (mit Marker) fallen mit steigender Eingangsspannungsamplitude und unterschreiten die Auflösung von 8 bit bei etwa 100 mV. Für die maximale Eingangsspannungsamplitude 500 mV fallen die Verläufe auf 5,4 bit für 100 GS/s und auf 6,4 bit für 25 GS/s ab. Die ENoB-Kurven der Simulation ohne parasitäre Kapazitäten (ohne Marker) fallen für steigende Eingangssignalamplituden auf die Endwerte von 10,2 bit bzw. 10,6 bit für 100 GS/s bzw. 25 GS/s ab. Äquivalente Ergebnisse wie in Abbildung 4.31 können ebenfalls mit nur einer parasitären Kapazität (entweder C_{BE}^* oder C_{SEL}) reproduziert werden. Solange die verwendete Kapazität in der selben

Größenordnung liegt als die Summe der Kapazitäten $C_{BE}^* + C_{SEL}$ der Simulation aus Abbildung 4.31. Die Ergebnisse in Abbildung 4.31 zeigen, dass die Änderung des CG und den starken Abfall der Linearität in Abhängigkeit mit den parasitären Kapazitäten am Emitttergegenkopplungswiderstand stehen. Ohne die parasitären Kapazitäten liegen ideale Rechteckschwingungen an idealen Transistoren an und die Linearität bleibt bei steigender Eingangsspannungsamplitude oberhalb von 10 bit. Der leichte Abfall der Linearität bei der Simulation ohne parasitären Kapazitäten rührt von der tanh-Funktion der Übertragungsfunktion der TAS (vgl. Abschnitt 4.2.1) her.

Die Ursache für den Linearitätsverlust liegt an Strömen durch die parasitären Kapazitäten. Durch die parasitären Kapazitäten fließen Ströme während den Signalfanken der Selektorströme $i_{SEL1,2}$. Diese Abzweigströme durch die parasitären Kapazitäten sind abhängig von der Flankensteilheit der Selektorströme sowie der Amplitude der Eingangsspannung, der Größe der parasitären Kapazitäten und dem Emitttergegenkopplungswiderstand \tilde{R}_E . Die Abzweigströme durch die parasitären Kapazitäten steigen bei steigender Eingangsspannungsamplituden $|U_{ed}|$ aufgrund der Abhängigkeit zwischen der Basis-Emitter-Junktionskapazität $C_{BE,j}$ und der Basis-Emitter-Spannung. Aufgrund der Kirchhoffchen Knotenregel reduzieren die Abzweigströme den Strom durch den intrinsischen Transistor (in Abbildung 4.31 dem idealen Transistor) und damit den Kollektorstrom der Transistoren. Dadurch wird die Ausgangsstromamplitude $|I_{IF}|$ der TAS für steigende Eingangsspannungsamplituden reduziert und begründet den spannungsabhängigen CG und den damit verbundenen Anstieg der harmonischen Verzerrungen, welche den THD ansteigen und den ENOB sinken lässt. Im clocked-SEL-Konzept arbeiten die Transadmittanzstufen mit konstanten Arbeitspunktströmen, wodurch die Verstärkungen der Transadmittanzstufen in erster Näherung nicht von den Eingangsspannungsamplituden abhängig ist. Auch die Stromschalter der SEL welche durch die TAS im clocked-SEL-Konzept angesteuert werden, arbeiten für den Fall einer Signalfrequenz von $f_l \approx 293$ MHz im Vergleich zu der Taktfrequenz von $f_{c,A} = 50$ GHz bzw. 12,5 GHz mit einem quasi-statischen Arbeitspunktstrom. Abzweigströme über die parasitären Kapazitäten an der Schnittstelle zwischen den Stromschaltern und den Transadmittanzstufen im clocked-SEL-Konzept sind für die betrachtete Signalfrequenz in erster Näherung unabhängig von der quasi-statischen Amplitude des TAS-Ausgangsstromes. Dadurch weist die clocked-SEL für die hier betrachtete niedrige Signalfrequenz eine in erster Näherung konstanten CG auf und leidet nicht unter einer zusätzlichen harmonischen Verzerrung aufgrund einer spannungsabhängigen Verstärkung.

Der Vergleich in diesem Abschnitt zeigt, dass das für die realisierten Schaltungen gewählte clocked-SEL-Konzept Vorteile im Bereich der Linearität gegenüber dem clocked-TAS-Konzept besitzt. Die clocked-TAS erreicht in der Simulation bei Ansteuerung mit einem idealen sinusförmigen Eingangssignal mit der Signalfrequenz $f_l \approx 293$ GHz nur eine Auflösung von etwa 5 bit bei einer differentiellen Eingangsspannungsamplitude von 500 mV. Die clocked-SEL besitzt mit der in diesem Kapitel angegebenen Dimensionierung eine Auflösung von über 8 bit bei gleicher Ansteuerung. Damit erfüllt nur die clocked-SEL die Anforderung an die Linearität des AMUX, welche größer sein muss als die Auflösung der ansteuernden 8-bit DAC-Signale (vgl. Abschnitt 3.1.1).

Das clocked-TAS-Konzept besitzt jedoch sowohl im Bereich der Leistungsaufnahme, als auch im Bereich der erreichbaren Abtastrate Vorteile gegenüber dem gewählten clocked-SEL-Konzept. Da das Ziel dieser Arbeit die Optimierung einer AMUX-Schaltung mit einer möglichst hohen effektiven Auflösung ist, welche eine Ansteuerung mit 6-bit und 8-bit DAC-Signalen rechtfertigt, wurde das clocked-SEL-Konzept zur Umsetzung der realisierten Schaltungen in Kapitel 6 gewählt.

4.3.2 Vor- und Nachteile der Gesamt-Schaltungstopologie mit P-AMUX und des AMUX mit Ausgangsverstärker

Im Bereich der Gesamt-Schaltungstopologie wird in dieser Arbeit zwischen zwei grundlegenden Varianten unterschieden. Die erste Topologievariante besteht aus einer AMUX-Schaltung ohne zusätzlichen Ausgangstreiber. Dabei wird die Kernschaltung des AMUX direkt als Ausgangstreiber verwendet, wie in [17, 18] gezeigt. Diese Art der Gesamt-Schaltungstopologie wird in dieser Arbeit als analoger Leistungsmultiplexer (P-AMUX) bezeichnet. Dieses Konzept entspricht prinzipiell dem Konzept des digitalen Leistungsmultiplexers (PMUX) aus [48, 51, 52]. Bei der zweiten Topologievariante wird das Ausgangssignal der AMUX-Kernschaltung mit Hilfe eines linearen Ausgangsverstärkers verstärkt. Dabei dient der Ausgangsverstärker als Ausgangstreiber, wie in [11–16, 19, 50] realisiert. Der in dieser Arbeit betrachtete lineare Ausgangsverstärker besteht aus einer EF-Kaskade, einer TAS und einer BS (vgl. Abbildung 6.11). In diesem Abschnitt werden die Vor- und Nachteile beider Topologievarianten zusammengefasst.

Zuerst wird die Topologievariante des P-AMUX näher betrachtet. Der größte Vorteil der P-AMUX-Variante besteht in der Minimierung der Anzahl der linearen Schaltungsblöcke. Wie bereits in Abschnitt 3.1.1 mit Gleichung 2.37 gezeigt, trägt jede Teilschaltung im Signalpfad mit ihrer nicht-ideal linearen Übertragungsfunktion zur Störleistung des Ausgangssignals bei. Zusätzlich werden alle in dieser Arbeit behandelten Teilschaltungen, wie in Abschnitt 4.2 gezeigt, mit steigender Frequenz tendenziell nichtlinearer. Dies bedeutet, dass vor allem das Ausgangssignal der SEL aufgrund der verdoppelten Abtastrate und Signalbandbreite das für die Linearität kritische Signal darstellt. Im P-AMUX wird das Ausgangssignal der SEL, welche die AMUX-Funktion durchführt, nur noch über eine Basisstufe übertragen, bevor das Signal auf den Ausgang der Schaltung gegeben wird. Diese Basisstufe dient dabei nicht nur der Absenkung des Arbeitspunktes des Kollektor-Potentials der SEL-Transistoren zur Vorbeugung des Transistordurchbruchs der SEL-Transistoren, sondern durch die Impedanztransformation der BS auch zur Entkopplung der SEL vom Schaltungsausgang. Zusätzlich kann durch das komplex-konjugierte Fehlanpassungskonzept zwischen der kapazitiven, hochohmigen Ausgangsimpedanz der SEL und der induktiven, niederohmigen Eingangsimpedanz der BS ein Resonanzüberhöhungseffekt der Übertragungsfunktion erzielt werden. Dieser Resonanzüberhöhungseffekt kann die Bandbreite des Ausgangssignals erhöhen. Wie Abschnitt 4.2.3 zeigt, besitzt die BS die höchste Linearität der in dieser Arbeit untersuchten Teilschaltungen, wodurch diese den geringsten Einfluss auf die effektive Auflösung des Ausgangssignals besitzt. Ein

weiterer Vorteil der P-AMUX-Variante ist die reduzierte Leistungsaufnahme aufgrund der reduzierten Anzahl der benötigten linearen Schaltungsblöcke.

Der Nachteil der P-AMUX-Variante besteht in der erreichbaren maximalen Abtastrate. Die maximale Abtastrate wird hauptsächlich von der Schnittstelle des Takt-Einganges der SEL des P-AMUX (vgl. Abbildung 4.27) begrenzt. Die Takt-Eingangsschnittstelle der SEL ist aufgrund der relativ hohen kapazitiven Last der vier parallel geschalteten Stromschalter die bandbreiten-begrenzende Schnittstelle des Taktpfades. Da der P-AMUX keinen Ausgangsverstärker besitzt, muss der P-AMUX selbst genügend Spannungsverstärker liefern, um den Ausgang zu betreiben. Auf Seiten des Chips wird der Ausgang üblicherweise mit einem Lastwiderstand $R_L = 50 \Omega$ abgeschlossen, um eine Anpassung zwischen Chip-Ausgang, 50Ω -Übertragungsleitung und externem Lastwiderstand $R_{L,ex} = 50 \Omega$ zu gewährleisten. Der effektive Lastwiderstand des P-AMUX entspricht bei diesem Beispiel lediglich $R_{L,eff} = (R_L || R_{L,ex}) = 25 \Omega$. Um trotz des relativ niedrigen Lastwiderstandes eine ausreichend hohe Spannungsverstärkung bei gewünschter, effektiver Auflösung zu erhalten, werden relativ hohe Arbeitspunktströme der Transadmittanzstufen benötigt (vgl. Abschnitt 4.2.1). Diese bedingen folglich relativ große Emitterflächen (vgl. Gleichungen 4.17 und 4.23) der Transistoren der P-AMUX-Kernschaltung. Transistoren mit großen Emitterflächen besitzen wiederum verhältnismäßig große parasitäre Kapazitäten. Diese resultiert in einer hohen kapazitiven Belastung der Takt-Eingangsschnittstelle der SEL des P-AMUX. Durch die hohe kapazitive Last werden die maximal erreichbaren Eingangsspannungen des Taktsignals bei steigenden Taktfrequenzen niedriger, wodurch, wie in Abbildung 4.8 gezeigt, die Gesamt-Signalamplitude der Kernschaltung für steigende Signalfrequenzen fallen.

Der Vorteil der Topologievariante der AMUX-Kernschaltung mit Ausgangsverstärker liegt darin, dass die Kernschaltung nicht den Ausgang der Schaltung treiben muss. Dadurch verringert sich die effektive Last der Kernschaltung nicht durch eine externe Last $R_{L,eff} = R_L$. Wird angenommen, dass die Gesamtschaltung eine Spannungsverstärkung von eins besitzen soll, ergeben sich die Spannungsverstärkungen der Kernschaltung $|\underline{V}_{u,A}|$ und des Ausgangsverstärkers $|\underline{V}_{u,V}|$ zu

$$|\underline{V}_{u,A}| \cdot |\underline{V}_{u,V}| = 1, \quad (4.43)$$

$$\Leftrightarrow |\underline{V}_{u,A}| = \frac{1}{|\underline{V}_{u,V}|}. \quad (4.44)$$

Damit die Verwendung eines linearen Ausgangsverstärkers sinnvoll ist, wird angenommen, dass dessen Verstärkung $|\underline{V}_{u,V}| \geq 1$ ist. Je größer der Lastwiderstand R_L und je kleiner die Spannungsverstärkung $|\underline{V}_{u,A}|$ der Kernschaltung gewählt wird, um so kleiner kann der Arbeitspunktstrom der Transadmittanzstufen bei gleichbleibender Linearität der AMUX-Kernschaltung dimensioniert werden (vgl. Tabelle 4.1). Je kleiner der Arbeitspunktstrom der TAS, um so kleiner können die Emitterflächen der Transistoren der TAS und dementsprechend auch der SEL und BS dimensioniert werden (vgl. Gleichungen 4.17, 4.23, 4.37).

Im Folgenden wird angenommen, dass die Kernschaltung über eine 50Ω -Übertragungsleitung und einen Lastwiderstand $R_L = 50 \Omega$ seitens des Eingangs des Ausgangsverstärkers

abgeschlossen ist (vgl. Partitionierungskonzept in Abschnitt 4.1). Da die Kernschaltung nicht den Ausgang der Schaltung und damit eine externe $50\ \Omega$ -Last treiben muss, ist der effektive Lastwiderstand $R_{L,eff} = 50\ \Omega$ somit doppelt so groß wie im Falle der Kernschaltung des P-AMUX. Für den Fall, dass $|\underline{V}_{u,A}| = |\underline{V}_{u,V}| = 1$ gewählt wird, können dadurch die Arbeitspunktströme der Transadmittanzstufen und dadurch die Emitterflächen der AMUX-Kernschaltung halbiert werden. Wird die Spannungsverstärkung der Kernschaltung reduziert, können auch die Emitterflächen weiter reduziert werden. Die Reduzierung der Emitterflächen der Kernschaltungstransistoren führt zu niedrigeren parasitären Kapazitäten der SEL-Stromschalter wodurch die kapazitive Last der Takt-Eingangsschnittstelle der SEL reduziert wird. Die reduzierte kapazitive Last der Takt-Eingangsschnittstelle der SEL führt zu höheren Bandbreiten der kritischen Schnittstelle im Taktpfad. Dadurch kann diese Topologievariante höhere Abtastraten erreichen als die P-AMUX-Variante. Die höhere Bandbreite der Takt-Eingangsschnittstelle der SEL führt zusätzlich zu höheren Eingangsspannungen des Taktsignals bei höheren Taktfrequenzen, wodurch der Amplitudenverlauf des Ausgangssignals der SEL für höhere Taktfrequenzen im Idealfall weiterhin der Sinc-Aperturfunktion folgt (vgl. Abbildung 4.8). Ein weiterer Vorteil dieser Topologievariante ist, dass zusätzlich zum Resonanzüberhöhungseffekt zwischen SEL und BS der Resonanzüberhöhungseffekt zwischen den Teilschaltungen des Ausgangsverstärkers verwendet werden kann, um die Bandbreite des Ausgangssignals der Gesamtschaltung zu erhöhen.

Wie bereits bei den Vorteilen des P-AMUX erläutert, liegt der Nachteil der Verwendung eines Ausgangsverstärkers darin, dass das Ausgangssignal der Kernschaltung mit doppelter Abtastrate und doppelter Signalbandbreite über eine zusätzliche Anzahl von Teilschaltung im Signalpfad übertragen werden muss. Jede zusätzliche Teilschaltung im Signalpfad steuert weitere Störleistungen zum Ausgangssignal bei (vgl. Ergebnisse in Gleichung 2.37). Zudem werden alle in dieser Arbeit vorgestellten Teilschaltungen für steigende Frequenzen tendenziell nicht linearer (Abschnitt 4.2). Dadurch wird die Dimensionierung der Teilschaltungen des Ausgangsverstärkers bei geforderter Linearität und Bandbreite besonders kritisch. Je nach Auslegung der Eingangsspannungsamplitude des Ausgangsverstärkers (durch die Wahl der Spannungsverstärkung), des Lastwiderstandes der AMUX-Kernschaltung und der Dimensionierung der EF-Kaskade können neben der TAS am Verstärkerausgang auch die EF des Ausgangsverstärkers die linearitätsbegrenzende Teilschaltung im Signalpfad werden. Wie in Abschnitt 4.2.4 gezeigt, hängt die Linearität des EF von der Eingangsspannungsamplitude, der Signalfrequenz, der Lastkapazität und des Arbeitspunktstromes des EF ab. Durch die verdoppelte Abtastrate und damit doppelt so hohen maximalen Signalfrequenzen des Ausgangssignals der AMUX-Kernschaltung, kann die Dimensionierung der EF kritisch für die Linearität werden. Um größere Freiheiten in der Dimensionierung der EF-Kaskade zu erhalten, kann die Eingangsspannungsamplitude gesenkt werden. Dadurch erhöht sich die Linearität der EF bei gleichbleibender Dimensionierung. Um dennoch die gewünschte Gesamtspannungsverstärkung zu erhalten, muss folglich die Spannungsverstärkung des Ausgangsverstärkers erhöht werden. Die Erhöhung der Spannungsverstärkung des Ausgangsverstärkers bei gleichbleibender Linearität kann durch die Absenkung des Emittergegenkopplungswi-

derstandes und der gleichzeitigen Erhöhung des Arbeitspunktstromes der TAS erreicht werden (vgl. Abschnitt 4.2.1). Der erhöhte Arbeitspunktstrom führt folglich zu größeren Emitterflächen der TAS und der BS des Ausgangsverstärkers, welche wiederum die Ausgangskapazität der BS erhöht. Eine Vergrößerte Ausgangskapazität der Basisstufe kann die Ausgangsbandbreite der Schaltung reduzieren. Eine alternative Möglichkeit die Linearität der EF zu optimieren, liegt in der Erhöhung der Arbeitspunktströme der EF. Dies führt zwangsläufig jedoch zu größeren Emitterflächen der EF-Transistoren und zu einer Einschränkung der Freiheitsgrade bei der Optimierung des Resonanzüberhöhungseffekts durch die komplex konjugierte Fehlanpassung zwischen den Teilschaltungen. Beide Möglichkeiten können die Bandbreite der Schaltung beeinflussen. Eine weitere essentielle Schnittstelle zur Optimierung der Linearität des Ausgangstreiber ist die Schnittstelle zwischen der EF-Kaskade und der TAS. Wird durch die komplex-konjugierte Fehlanpassung der EF und der TAS eine zu große Resonanzüberhöhung der Übertragungsfunktion der EF erreicht, kann dies zu einer frequenzabhängigen Verkleinerung des Auslenkungsverhältnis K_k (vgl. Gleichung 4.13) der TAS führen. Das Auslenkungsverhältnis K_k ist in Abschnitt 4.2.1 definiert als das Verhältnis der Knickspannung U_K und der Amplitude \hat{u}_{ed} der Eingangsspannung. Der Resonanzüberhöhungseffekt kann zu einer frequenzabhängigen Erhöhung der Amplitude \hat{u}_{ed} der Eingangsspannung führen, welche wiederum zu einer frequenzabhängigen Verkleinerung des Auslenkungsverhältnisses K_k führt. Wie in Abschnitt 4.2.1 gezeigt, ist die Linearität der TAS direkt abhängig von dem Auslenkungsverhältnis K_k . Um eine hohe Bandbreite des Ausgangsverstärkers bei hoher Linearität zu erhalten, wird in Abschnitt 6.3 ein Ausgangsverstärker mit einer dreifachen EF-Kaskade und einem einstellbaren RC-Filter vorgestellt, welcher die Einstellung der Resonanzüberhöhung bei gleichbleibenden Arbeitspunktströmen der EF-Kaskade ermöglicht.

Beide Topologievarianten besitzen entsprechend der vorangegangenen Diskussion Vor- und Nachteile. Die Zielsetzung der Schaltungsentwicklung bestimmt demnach welche der Topologievarianten gewählt wird. Der P-AMUX bietet potentiell die höchste erreichbare effektive Auflösung der beiden Topologievarianten durch die Minimierung der im Signalpfad liegenden Teilschaltungen. Die Topologievariante mit Ausgangsverstärker erreicht potentiell höhere Abtast- und Ausgangsbandbreiten durch die Optimierung der Bandbreite der Takt-Eingangsschnittstelle der SEL und durch Optimierung der Resonanzüberhöhung. Jedoch stellt diese Variante eine deutlich höhere Herausforderung an die Linearität des Signalpfades dar. Für die im TARANTO-Projekt (**TowARds Advanced bimos NanoTechnology platforms for rf and thz applicatiONs**) entwickelte Schaltung (AMUX-Variante 1) wurde der P-AMUX als Schaltungskonzept gewählt, mit dem Ziel die höchste mögliche effektive Auflösung des AMUX-Konzeptes bei Ansteuerung mit 8-bit DAC zu erreichen. Für die in einem Industrieprojekt entwickelte Schaltung (AMUX-Variante 2) wurde die Topologie aus Kernschaltung mit Ausgangsverstärker gewählt. Das Ziel des Projektes war die Maximierung der Abtast- und Ausgangsbandbreite des AMUX bei Ansteuerung mit 6-bit DACs.

4.4 Nutzung des Dummy-Ausganges zur Kalibration des Timings der Signale

Wie in den Abschnitten 3.2.1 und 3.2.2 gezeigt, hat das Timing zwischen den Eingangssignalen und dem Taktsignal Einfluss auf die effektive Auflösung und den Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltones (vgl. Nomenklatur auf S.19) am AMUX-Ausgang. Während ein nicht ideales Timing zwischen den Eingangssignalen und dem Taktsignal zu einem Amplitudenverlust des Gesamt-Signaltones für Signalfrequenzen $f \rightarrow 0,61 \cdot f_{c,A}$ führt (vgl. Abbildung 3.10b), führt ein nicht ideales Timing zwischen den Eingangssignalen zu einem Verlust an effektiver Auflösung im mittleren Frequenzbereich (vgl. Abbildung 3.15) durch die Entstehung von Gesamt-Residualtönen (vgl. vgl. Nomenklatur auf S.19) im Spektrum des Ausgangssignals. Einen AMUX-DAC-Aufbau in Betrieb zu nehmen, welcher nicht über ein einfaches Kalibrationssignal bezüglich des Signal- und Taktsignaltimings verfügt, erfordert die Echtzeituntersuchung des Ausgangsspektrums mit Hilfe eines Sampling-Oszilloskopes. Dieses Art der Kalibration eines AMUX-DAC-Aufbaus, wie in Kapitel 5 beschrieben, kann ein zeitaufwendiges Verfahren sein. Um die Verwendung einer AMUX-Schaltung zu vereinfachen, wird in diesem Abschnitt eine Spitzenwert-Dektorschaltung (SPWD) vorgestellt, welche zur Erzeugung eines dc-Kalibrationssignals verwendet werden kann. Der SPWD ist eine differentielle Variante der Reimann-Leistungsdetektorschaltung [53–57]. Das dc-Kalibrationssignal kann mit Hilfe eines Kalibrationsverfahrens zur rudimentären Kalibrierung des Timings zwischen Eingangssignalen und Taktsignal verwendet werden. In Abbildung 4.32 wird der SPWD gezeigt, welche das bisher ungenutzte Dummy-Ausgangssignal (bisher über BS auf Masse geschaltet, vgl. Abbildung 4.27) des clocked-SEL-Konzeptes verwendet. Der SPWD besteht unter anderem aus zwei Lastwiderständen $R_{e,d}$ und jeweils zwei parallel geschalteten Lastkapazitäten $C_{e,d}$. Die Lastwiderstände $R_{e,d}$ werden entsprechend der Lastwiderstände des eigentlichen Signalausgangs der AMUX-Kernschaltung dimensioniert. Die Lastkapa-

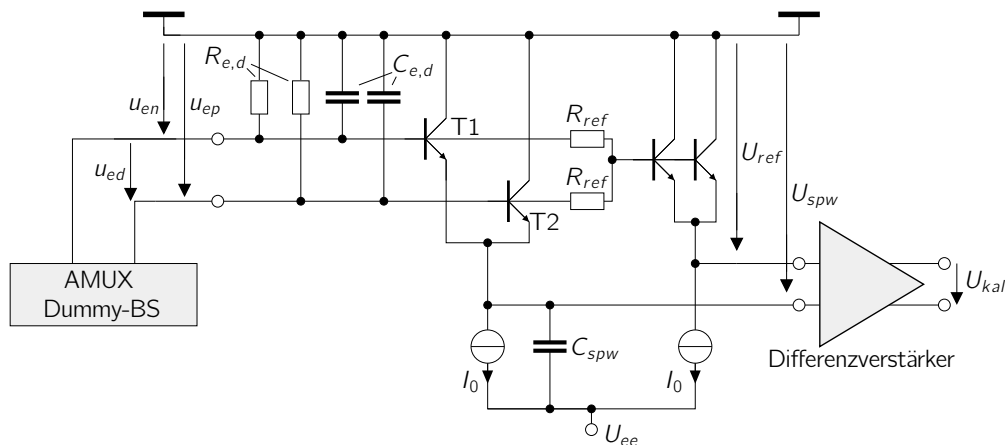


Abbildung 4.32: Der Spitzenwert-Detektor.

Parameter	Werte
$R_{e,d}$	50Ω
$C_{e,d}$	80 fF
A_E	$0,2 \mu\text{m}^2$
R_{ref}	$8 \text{ k}\Omega$
I_0	$0,2 \text{ mA}$
C_{spw}	5 pF

Tabelle 4.7: Dimensionierung des SPWD.

zität dient einer einfachen Tiefpassfilterung des Eingangssignals des SPWD, wodurch Frequenzanteile größer $f_{c,A}$ gedämpft werden sollen. Darauf folgt ein geschalteter EF bestehend aus dem Transistor T1 und T2, welche beide an ihrem Emitter an einer Stromquelle mit dem Wert I_0 und einer Kapazität C_{spw} angeschlossen sind. Parallel zu dem geschalteten EF liegt ein EF, dessen Basisanschluss über zwei Widerstände R_{ref} mit den Basen der Transistoren T1 und T2 verbunden ist. Dieser EF, welcher im folgenden als Referenz-EF bezeichnet wird, besteht aus zwei parallel geschalteten Transistoren. Alle Transistoren in dem SPWD sind gleich dimensioniert. Der Referenz-EF besitzt eine Stromquelle mit dem gleichen Arbeitspunktstrom I_0 wie der geschaltete EF. Der geschaltete EF dient in dieser Schaltung als Spitzenwert-Gleichrichter. Wäre die Kapazität $C_{spw} = 0$ würde die Spannung am Emitter des geschalteten EF immer der Eingangsspannung $u_{ep,n}$ mit dem höheren Potential folgen. Die Kapazität C_{spw} wird groß gegenüber den Basis-Emitter-Kapazitäten C_{BE} der Emitterfolger-Transistoren dimensioniert. Es gilt $C_{BE} \ll C_{spw}$, wodurch der Einfluss von C_{BE} im Folgenden vernachlässigt werden kann. Gilt $u_{ep,n} < u_{spw}$ entsteht ein Stromfluss durch die Basis-Emitterdiode. Der EF wird niederohmig und die Kapazität C_{spw} wird geladen. Gilt $u_{ep,n} > u_{spw}$ sperren die Basis-Emitter-Dioden und die Emitterfolger werden hochohmig. Der Strom I_0 führt in diesem Fall zum Entladen der Kapazität C_{spw} damit der gemessene Spitzenwert auch kleiner werdenden Werten folgen kann. Die Kapazität C_{spw} ist so groß, dass im Folgenden in erster Näherung angenommen werden kann, dass die Spannung u_{spw} einer dc-Spannung U_{spw} entspricht. Der Referenz-EF dient dazu ein dc-Referenzsignal U_{ref} zu erzeugen. Aufgrund der hochohmig dimensionierten Widerstände R_{ref} (hochohmig gegenüber den Basisbahnwiderständen der Transistoren) bekommt der Referenz-EF in erster Näherung nur eine dc-Eingangsspannung, welche von dem Arbeitspunkt des Eingangs des SPWD abhängig ist. Mit Hilfe eines Differenzverstärkers am Ausgang des SPWD kann ein dc-Kalibrationssignal U_{kal} gewonnen werden, welches abhängig von dem Spitzenwert des Eingangssignals u_{ed} ist. Für die im folgenden gezeigten Simulationen wurde der SPWD nach den Werten aus Tabelle 4.7 dimensioniert. Die Kernschaltung, welche für die Simulation verwendet wurde, besitzt Transistoren mit der Emitterfläche $A_E = 0,6 \mu\text{m}^2$, Arbeitspunktströme der TAS von 10 mA , Emittergegenkopplungswiderstände $R_E = 191 \Omega$. Abgeschlossen wird die Kernschaltung mit Widerständen, welche den Lastwiderständen $R_L = 50 \Omega$ entsprechen.

Zur Kalibration des Timings zwischen den Taktsignalen $\underline{C}_{M1,2}(f)$ der Mischer und den Eingangssignalen können Verzögerungsleitungen in den Taktpfaden der Taktsignale $c_{D1,2}(t)$ der DACs verwendet werden (vgl. Abbildung 2.2). Die Anpassung der Zeitverzögerung $\Delta t_{c,D}$ der Taktsignale der DACs führt zu einer äquivalenten Zeitverzögerung der Eingangssignale (vgl. Gleichung 2.21 und 2.23)

$$x_1(t) = \left(\check{x}_1(t) \cdot \text{III}_{T_{s,D}}(t - \Delta t_{c,D}) \right) * g_D(t), \quad (4.45)$$

$$x_2(t) = \left(\check{x}_2(t) \cdot \text{III}_{T_{s,D}}(t - \Delta t_{x2} - \Delta t_{c,D}) \right) * g_D(t). \quad (4.46)$$

Zusätzlich zu dem Timing zwischen den Eingangssignalen und den Taktsignalen der Mischer muss das Timing zwischen den Eingangssignalen kalibriert werden. Für eine ideale AMUX-Funktion muss eine Zeitverzögerung von $\Delta t_{x2} = T_{s,D}/2$ zwischen den Eingangssignalen eingestellt werden (vgl. Gleichungen 2.21 und 2.23). Hierzu kann die Verzögerungsleitungen im Taktpfad des Taktsignals $c_{D2}(t)$ des DAC2 verwendet werden. Das hier vorgestellte Kalibrierungsverfahren nutzt dabei die in Abschnitt 3.2.1 gewonnen Erkenntnisse. In Abschnitt 3.2.1 hat sich gezeigt, dass die Amplitude des Gesamt-Signaltones von dem Takt-zu-Signal-Timing abhängig ist. Die Signale an den Dummy-Ausgängen der Mischer des clocked-SEL-Konzeptes entsprechen den Gleichung 2.32 und 2.34

$$\tilde{\underline{X}}_{M1}(f) = \underline{X}_1(f) * \tilde{\underline{C}}_{M1}(f) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{X}_1(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot \frac{1}{2} \text{sinc}\left(\frac{h}{2}\right) e^{-j\pi h}, \quad (4.47)$$

$$\tilde{\underline{X}}_{M2}(f) = \underline{X}_2(f) * \tilde{\underline{C}}_{M2}(f) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \underline{X}_2(f - h \cdot f_{c,A}) \cdot \frac{1}{2} \text{sinc}\left(\frac{h}{2}\right). \quad (4.48)$$

Dabei werden die Eingangssignale $\underline{X}_{1,2}(f)$ mit den um 180° verschobenen Taktsignalen $\underline{C}_{M1,2}(f)$ der Mischer gefaltet. Diese 180° Phasenverschiebung von $\tilde{\underline{C}}_{M1,2}(f)$ entsteht, da die Dummy-Ausgänge der Mischer von den komplementären Transistoren der differentiellen Stromschalter angesteuert werden (vgl. Abbildung 6.9). Ist das Takt-zu-Signal-Timing für den Signalausgang der Mischer ideal, befindet sich das Takt-zu-Signal-Timing für den Dummy-Ausgang der Mischer im Worst-Case-Szenario. Das ideale Takt-zu-Signal-Timing und das Worst-Case-Timing ist in Abschnitt 3.2.1 beschrieben. Für das ideale Timing überlagern sich die Signaltöne in den Basisbändern und den gespiegelten Abbildern konstruktiv (vgl. Gleichung 3.25 und 3.26). Für das Worst-Case-Timing sind alle Töne im gespiegelten Abbild um 180° phasenverschoben, wodurch sich die Signaltöne im Basisband und im gespiegelten Abbild destruktiv überlagern (vgl. Gleichung 3.27 und 3.28). Dies bedeutet, dass durch die Optimierung des Takt-zu-Signal-Timings die Amplitude des Gesamt-Signaltones im mittleren Frequenzbereich des Ausgangsspektrums maximiert und die Amplitude des Gesamt-Signaltones des Dummy-Ausgangs minimiert wird.

Das Kalibrierungsverfahren sieht vor, zunächst das Timing zwischen dem Eingangssignal $x_1(t)$ und dem Taktsignal $c_{M1}(t)$ einzustellen. Dazu wird das Taktsignal mit der Taktfrequenz $f_{c,A} = 50$ GHz und ein Eingangssignal mit der Signalfrequenz $f_l \rightarrow f_{n,D}$ z.B. $f_l = 23,8$ GHz an die AMUX-Kernschaltung angelegt. Der zweite Daten-Eingang erhält

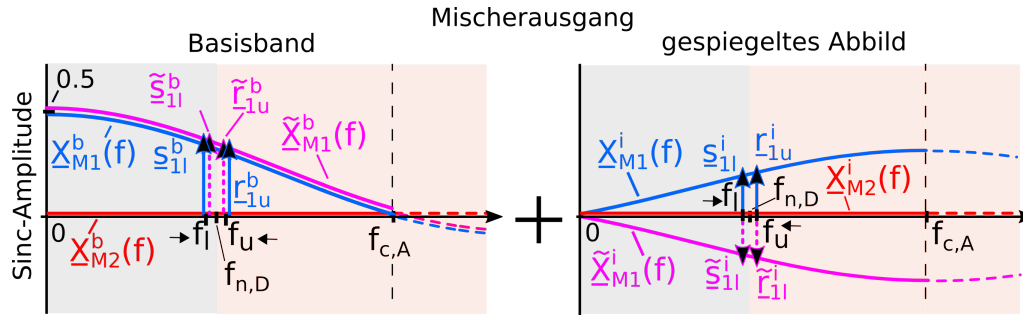


Abbildung 4.33: Spektren am Mischerausgang des Signalausgangs $\underline{X}_{M1}^{b,i}(f)$ und des Dummy-Ausgangs $\tilde{\underline{X}}_{M1}^{b,i}(f)$, wobei $\underline{X}_{M2}^{b,i}(f) = \tilde{\underline{X}}_{M2}^{b,i}(f) = 0$ ist.

zunächst kein differentielles Eingangssignal. Um das Verfahren und die Wahl der Signalfrequenz erläutern zu können, wird das funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell aus Abschnitt 2.2 herangezogen, wobei zusätzlich zu den Spektren $\underline{X}_{M1,2}^{b,i}$ des Signalausganges der Mischer auch die Spektren $\tilde{\underline{X}}_{M1,2}^{b,i}$ des Dummy-Ausganges betrachtet werden. In Abbildung 4.33 sind die Spektren am Signalausgang $\underline{X}_{M1}^{b,i}(f)$ und am Dummy-Ausgang des ersten Mischers $\tilde{\underline{X}}_{M1}^{b,i}(f)$ aufgetragen. Die Spektren des zweiten Mischers sind sowohl für den Signalausgang $\underline{X}_{M2}^{b,i}(f)$ als auch den Dummy-Ausgang $\tilde{\underline{X}}_{M2}^{b,i}(f)$ des AMUX null, da das Eingangssignal zu $\underline{X}_2(f) = 0$ gewählt wird. Die Spektren $\underline{X}_{M1}^b(f)$ und $\tilde{\underline{X}}_{M1}^b(f)$ im Basisband sind identisch und entsprechen dem Spektrum des Eingangssignals $\underline{X}_1(f)$. Der Unterschied zwischen dem Signalausgang und dem Dummy-Ausgang liegt im gespiegelten Abbild. Da das Signal am Dummy-Ausgang mit Hilfe der komplementären Taktsignale $\tilde{\underline{C}}_{M1,2}(f)$ erzeugt wird, ist das gespiegelte Abbild $\tilde{\underline{X}}_{M1}^i(f)$ im Vergleich zu $\underline{X}_{M1}^i(f)$ um 180° phasenverschoben. Aus diesem Grund befindet sich der Dummy-Ausgang des Mischers im Worst-Case-Szenario, falls sich der Signalausgang des Mischers im idealen Takt-zu-Signal-Timing befindet und umgekehrt. Das Worst-Case- und das ideale Takt-zu-Signal-Timing sind in Abschnitt 3.2.1 im Detail erläutert. In Abbildung 4.33 befindet sich der Signalausgang im idealen Takt-zu-Signal-Timing und der Dummy-Ausgang im Worst-Case-Timing. Aus diesem Grund überlagern sich die Signal- und Residualtöne der Spektren $\underline{X}_{M1}^{b,i}(f)$ des Signalausgangs konstruktiv

$$\underline{s}_l^y = \underline{s}_{1l}^b + \underline{s}_{1l}^i, \quad (4.49)$$

$$\underline{r}_u^y = \underline{r}_{1u}^b + \underline{r}_{1u}^i, \quad (4.50)$$

während sich die Signal- und Residualtöne der Spektren $\tilde{\underline{X}}_{M1}^{b,i}(f)$ des Dummy-Ausgangs destruktiv überlagern

$$\tilde{\underline{s}}_l^y = \tilde{\underline{s}}_{1l}^b - \tilde{\underline{s}}_{1l}^i, \quad (4.51)$$

$$\tilde{\underline{r}}_u^y = \tilde{\underline{r}}_{1u}^b - \tilde{\underline{r}}_{1u}^i. \quad (4.52)$$

Durch die destruktive Überlagerung minimiert sich die Amplitude des Gesamt-Signaltönes $\tilde{\underline{s}}_l^y$ und Gesamt-Residualtons $\tilde{\underline{r}}_u^y$ am Dummy-Ausgang. Für Signalfrequenzen $f_l \rightarrow$

$f_{n,D}$ ist die Minimierung der Amplitude des Gesamt-Signaltone \tilde{s}_l^y und Gesamt-Residualtone \tilde{r}_u^y am Dummy-Ausgang am stärksten. Für diese Signalfrequenz werden die Signaltöne \tilde{s}_{1l}^b und Residualtone \tilde{r}_{1u}^b im Basisband im Mittel am stärksten durch die Signaltöne \tilde{s}_{1l}^i und Residualtone \tilde{r}_{1u}^i des gespiegelten Abbildes ausgelöscht. Dies führt zu einem Amplitudenverlust des Gesamt-Signal- und Gesamt-Residualtone am Dummy-Ausgang gegenüber dem Gesamt-Signal- und Gesamt-Residualtone am Signalausgang von etwa 78%, wie in Anhang C.1 hergeleitet wird.

Für niedrige Signalfrequenzen sind die Amplituden des Signaltone \tilde{s}_{1l}^i im gespiegelten Abbild und des Residualtone \tilde{r}_{1u}^b im Basisband aufgrund der Sinc-Aperturfunktion vernachlässigbar klein. Dadurch entsteht kaum eine Erniedrigung des Gesamt-Signal- und Gesamt-Residualtone am Dummy-Ausgang. Aus diesem Grund wird für die Kalibration ein Testsignal mit einer Signalfrequenz von $f_l \rightarrow f_{n,D}$ (hier: $f_l = 23,8$ GHz) gewählt. Die Spitzenwert-Detektorschaltung ist dabei so dimensioniert, dass sich eine von dem Spitzenwert des Dummy-Ausgangssignals abhängige dc-Spannung U_{spw} einstellt. Mit Hilfe der Referenzspannung U_{ref} und dem Differenzverstärker wird die dc-Kalibrationsspannung U_{kal} erzeugt. Je größer der Spitzenwert des Dummy-Ausgangssignals desto größer wird der Betrag der Kalibrationsspannung $|U_{kal}|$. Dadurch kann mit Hilfe der Kalibrationsspannung U_{kal} das Timing zwischen dem Taktsignal $c_{M1}(t)$ des ersten Mischers und dem Eingangssignal $x_1(t)$ in einem ersten Optimierungsschritt eingestellt werden, in dem das Minimum von $|U_{kal}|$ eingestellt wird. Die Variation des Timings wird mit Hilfe der Einstellung von $\Delta t_{c,D}$ der Verzögerungsleitungen der Taktsignale $c_{D1,2}(t)$ der DACs erreicht. Im zweiten Schritt wird das Timing zwischen dem Taktsignal $c_{M2}(t)$ des zweiten Mischers und dem Eingangssignal $x_2(t)$ bei der gleichen Signalfrequenz $f_l = 23,8$ GHz eingestellt. Entsprechend dem ersten Kalibrationsschritt wird dazu das Eingangssignal $x_1(t)$ zu null gesetzt. Die Variation des Timings wird mit Hilfe der Einstellung von Δt_{x2} der Verzögerungsleitung des Taktsignals $c_{D2}(t)$ des zweiten DAC erreicht. Aufgrund der 180° Phasenverschiebung des Taktsignals $c_{M2}(t)$ des zweiten Mischers gegenüber dem Taktsignal $c_{M1}(t)$ des ersten Mischers sollte das ideale Timing zwischen $x_2(t)$ und $c_{M2}(t)$ mit Hilfe einer Verzögerung von etwa $\Delta t_{x2} + \Delta t_{c,D} = \frac{T_{s,D}}{2} + \Delta t_{c,D}$ erreicht werden. Für den Fall, dass der AMUX über ein ideales Takt-zu-Taktsignal-Timing der Mischer verfügt, wird somit auch das benötigte Timing zwischen den beiden Eingangssignalen eingestellt. Für eine ideale AMUX-Funktion liegt die Zeitverzögerung zwischen den Eingangssignalen bei $T_{s,D}/2$ (vgl. Gleichungen 2.26 und 2.28). Das Timing kann entsprechend zum ersten Kalibrationsschritt über das Minimum von $|U_{kal}|$ eingestellt werden. Mit diesem Verfahren lässt sich das grobe Timing des Taktsignals und der Eingangssignale mit Hilfe der dc-Kalibrationsspannung einstellen und automatisieren. In Realität ist der Spitzenwert des Dummy-Ausgangssignals von allen Frequenzanteilen im Spektrum $\tilde{X}_{M1,2}^{b,i}(f)$ und nicht nur von \tilde{s}_l^y und \tilde{r}_u^y abhängig. Dies bedeutet, dass auch Oberwellen der Intermodulationsverzerrung und Abbilder in höheren Nyquistbändern Einfluss auf den Spitzenwert des Dummy-Ausgangssignals und damit die dc-Kalibrationsspannung U_{kal} besitzen. Dies kann dazu führen, dass das gefundene Timing durch Einstellung des Minimums der Kalibrationsspannung von dem idealen Timing abweicht. Die Abweichung des kalibrierten Timings vom idealen Timing liegt in der Größenordnung von 10% (vgl. Abbildung 6.18).

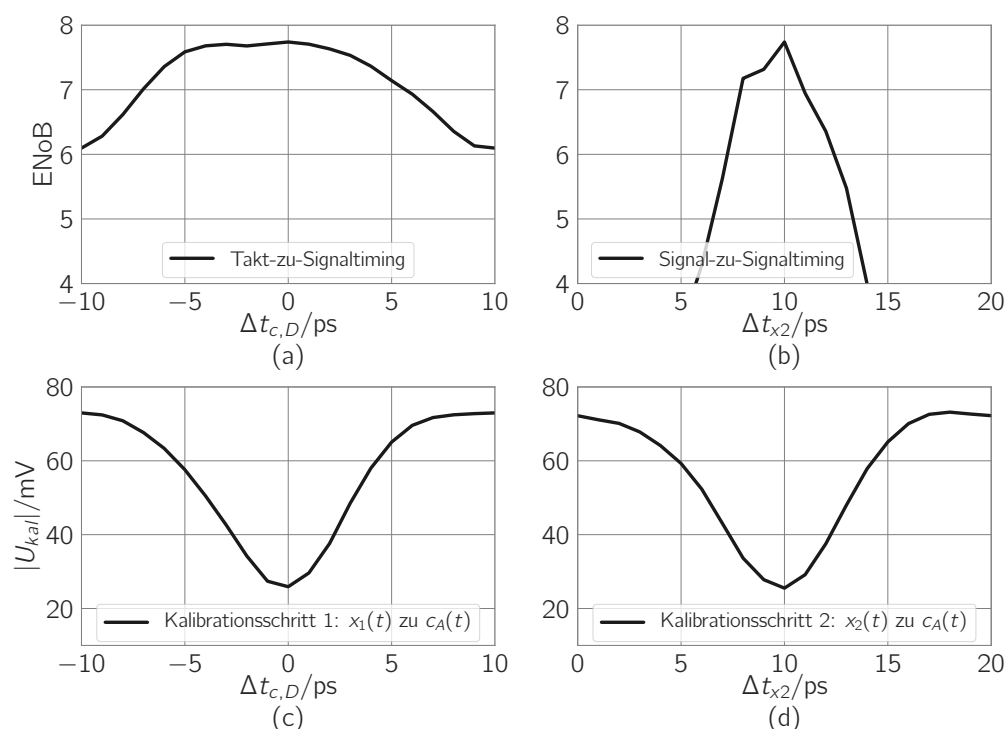


Abbildung 4.34: ENoB in Abhängigkeit des Takt-zu-Signal-Timing (a) und des Signal-zu-Signal-Timing (b) bei Ansteuerung mit $x_{1,2}(t)$. Betrag der Kalibrationsspannung $|U_{Kal}|$ für die Einstellung des Timings zwischen dem Taktsignal und dem Eingangssignal $x_1(t)$ (c) und für die Einstellung des Timings zwischen dem Taktsignal und dem Eingangssignal $x_2(t)$ (d).

Damit der SPWD bei der Kalibration hauptsächlich die Amplituden der Überlagerung der Gesamt-Signaltöne \tilde{s}_l^y und Gesamt-Residualtöne \tilde{r}_l^y detektiert und der Einfluss von Abbildern aus höheren Nyquistbändern minimiert wird, wird die Kapazität $C_{e,d}$ so dimensioniert, dass Frequenzbeiträge mit $f > f_{n,D}$ mit Hilfe des RC-Tiefpasses gedämpft werden. Eine Feineinstellung des Timings lässt sich mit Hilfe der Kalibrationsroutine aus Kapitel 5 über die effektive Auflösung des Ausgangssignals durchführen.

In Abbildung 4.34 ist der ENoB des Ausgangssignals des AMUX in Abhängigkeit des Takt-zu-Signal-Timings (a) und des Signal-zu-Signal-Timings (b) im Normalbetrieb (Ansteuerung mit beiden Eingangssignalen) der AMUX-Kernschaltung für eine Abtastrate von $f_{s,D} = 100$ GS/s und für eine Signalfrequenz von $f_l = 23,8$ GHz aufgetragen. In (a) wird das Takt-zu-Signal-Timing durch die Verzögerung $\Delta t_{c,D}$ der Eingangssignale variiert und in (b) wird das Signal-zu-Signal-Timing durch die Verzögerung Δt_{x2} des Eingangssignals $x_2(t)$ variiert. Wie bereits in Abschnitt 3.2.1 und Abschnitt 3.2.2 erklärt, hängt die effektive Auflösung des AMUX von dem Timing zwischen Takt- und Eingangssignalen ab. Das ideale Takt-zu-Signal-Timing bzw. das ideale Signal-zu-Signal-Timing wird für $\Delta t_{c,D} = 0$ ps bzw. $\Delta t_{x2} = 10$ ps = $\frac{T_{s,D}^o}{2}$ erreicht. Wie Abschnitt 3.2.1 und Ab-

schnitt 3.2.2 zeigen, ist das Takt-zu-Signal-Timing bezüglich des ENoB wesentlich unempfindlicher als das Signal-zu-Signal-Timing bei Variation der jeweiligen Verzögerung. Der ENoB in Abbildung 4.34a fällt von 7,5 bit für ideales Takt-zu-Signal-Timing auf etwa 6 bit im Worst-Case-Szenario für $\Delta t_{c,D} = \pm 10$ ps ($\Delta \phi_{c,A} = 180^\circ$) ab. Der ENoB der hier simulierten AMUX-Kernschaltung weist für eine Signalfrequenz von $f_l = 23,8$ GHz eine größere Abhängigkeit gegenüber des Takt-zu-Signal-Timings auf als die Auswertung der Modellgleichungen in Abbildung 3.10b. Dies liegt an den Bandbreitenbegrenzungen und der damit einhergehenden Begrenzung der Flankensteilheit der Eingangssignale und des Taktsignals durch die Transistormodelle. Die höchste Empfindlichkeit der AMUX-Kernschaltung gegenüber dem Takt-zu-Signal-Timings würde im Normalbetrieb (Ansteuerung mit beiden Eingangssignalen) bei einer Signalfrequenz $f_u \approx 0,66 \cdot f_{n,A}$ erreicht werden (vgl. Abbildung 3.10b). Jedoch wird hier die effektive Auflösung der Kernschaltung bei der für die Kalibration gewählten Signalfrequenz $f_l = 0,476 \cdot f_{n,A}$ betrachtet. Die Ursache des Einbruchs der effektiven Auflösung liegt an dem Verlust der Amplitude des Gesamt-Signaltones (vgl. Abbildung 3.10b). Der Unterschied zwischen der Verzögerung des idealen Takt-zu-Signal-Timings und des Worst-Case-Timings liegt bei ± 10 ps, was wiederum einer Phasenverschiebung des Taktsignals von 180° bei einer Taktfrequenz von $f_{c,A} = 50$ GHz entspricht. Der ENoB in Abbildung 4.34b fällt bereits bei Verzögerungen von $\Delta t_{x2} = 10$ ps $\pm 3,4$ ps unterhalb von 5 bit. Das ideale Timing liegt bei einer Verzögerung von $\Delta t_{x2} = \frac{T_{s,D}}{2} = 10$ ps. Abweichungen von der idealen Verzögerung von $\pm 3,4$ ps entsprechen relativen Zeitverzögerungen von $\Delta \tau_{x2} = 17\%$. Damit weist die Simulation der effektiven Auflösung der AMUX-Kernschaltung eine höhere Empfindlichkeit gegenüber dem Signal-zu-Signal-Timing auf als die Auswertung der idealen Modellgleichungen in Abbildung 3.15b. Die Empfindlichkeit des simulierten ENoB passt jedoch quantitativ in erster Näherung zu der Auswertung der Modellgleichungen mit einer Tiefpassfilterung der Eingangssignale mit einer 3dB-Grenzfrequenz von 100 GS/s in Abbildung 3.15d. Die Grenzfrequenz der Eingangssignale dieser ENoB-Simulation liegt bei etwa 84 GHz. Die Erhöhung der Empfindlichkeit des ENoB im Zusammenhang mit dem Signal-zu-Signal-Timing gegenüber der Auswertung der idealen Modellgleichungen liegt an den Bandbreitenbegrenzungen der Eingangssignale und des Taktsignals. Diese Bandbreitenbegrenzungen führt zu einer Begrenzung der Flankensteilheit der Eingangssignale und des Taktsignals durch die Transistormodelle. Die Erhöhung der Empfindlichkeit des ENoB im Zusammenhang mit dem Signal-zu-Signal-Timing ist in Abschnitt 3.2.2 erläutert. In Abbildung 4.34c ist der Betrag $|U_{kal}|$ der dc-Kalibrationsspannung für das Timing zwischen dem Taktsignal $c_{M1}(t)$ und dem ersten Eingangssignal $x_1(t)$ (entsprechend dem ersten Kalibrationsschritt) und in Abbildung 4.34d für das Timing zwischen dem Taktsignal $c_{M2}(t)$ und dem zweiten Eingangssignal $x_2(t)$ (entsprechend dem zweiten Kalibrationsschritt) aufgetragen. In Abbildung 4.34c wird das Timing zwischen dem Taktsignal $c_{M1}(t)$ und dem ersten Eingangssignal mit Hilfe der Verzögerung $\Delta t_{c,D}$ der Eingangssignale verschoben. Für die Zeitverzögerung $\Delta t_{c,D} = 0$ ps ist der Betrag der dc-Kalibrationsspannung $|U_{kal}| = 24,3$ mV minimal. Für Verzögerungen $\Delta t_{c,D} = \pm 10$ ps wird der Betrag der dc-Kalibrationsspannung $|U_{kal}| \approx 71$ mV maximal. Da das Taktsignal eine Periodizität mit einer Periodendauer von $T_{c,A} = 20$ ps besitzt ($f_{c,A} = 50$ GHz), wie-

derholt sich die Kurve der dc-Kalibrationsspannung für Verzögerungen $|\Delta t_{c,D}| > 10$ ps. Das durch den ersten Kalibrationsschritt gefundene Minimum der dc-Kalibrationsspannung bei $\Delta t_{c,D} = 0$ ps stimmt mit dem Timing des maximalen ENoB-Wertes in Abbildung 4.34a überein. In Abbildung 4.34d wird analog zum zweiten Kalibrationsschritt das Timing zwischen dem Taktsignal $c_{M2}(t)$ und dem zweiten Eingangssignal durch Variation der Zeitverzögerung Δt_{x2} des zweiten Eingangssignals untersucht. Für die Zeitverzögerung $\Delta t_{x2} = 10$ ps ist der Betrag der dc-Kalibrationsspannung $|U_{kal}| = 24,7$ mV minimal. Für die Verzögerungen $\Delta t_{x2} = 0$ ps bzw. 20 ps wird der Betrag der dc-Kalibrationsspannung $|U_{kal}| \approx 71$ mV maximal. Auch hier ist die dc-Kalibrationsspannung aufgrund der Periodizität des Taktsignals mit der Periodendauer $T_c = 20$ ps periodisch und wiederholt sich für $\Delta t_{x2} > 20$ ps. Die Zeitverzögerung $\Delta t_{x2} = 10$ ps des Minimums des Betrages der dc-Kalibrationsspannung aus Abbildung 4.34d entspricht dem idealen Signal-zu-Signaltiming des AMUX aus Abbildung 4.34b und dem Wert der idealen Zeitverzögerung zwischen den Eingangssignalen um $\frac{T_{s,D}}{2} = 10$ ps. Das mit Hilfe des zweischrittigen Kalibrationsverfahren ermittelte Timing zwischen den AMUX-Signalen weist eine sehr gute Übereinstimmung mit dem idealen Takt-zu-Signal- und Signal-zu-Signal-Timing der AMUX-Kernschaltung auf.

Der in diesem Abschnitt vorgestellte SPWD und das passende zweischrittige Kalibrationsverfahren kann dazu verwendet werden einen DAC-AMUX-Aufbau zu kalibrieren. Dies erlaubt eine deutlich schnellere und einfachere Inbetriebnahme eines AMUX-DAC-Aufbaus ohne eine genaue Analyse des Spektrums des Ausgangssignals. Das Kalibrationsverfahren basiert auf der Korrelation zwischen der Gesamt-Signalamplitude und der effektiven Auflösung des AMUX-Ausgangssignals. Der Peak-Detektor misst jedoch nicht direkt die Gesamt-Signalamplitude sondern den Spitzenwert des Ausgangssignals der Kernschaltung. Dieser ist jedoch auch von Frequenzanteilen $> f_{c,A}$ abhängig ist und nicht nur von den Signalamplituden des unteren und oberen AMUX-Bandes. Dadurch kann es zu Abweichungen der Korrelation des Spitzenwertes der AMUX-Kernschaltung und der effektiven Auflösung kommen (vgl. Abbildung 6.18). Diese Abweichungen können bis zu 10% bis 20% im Bezug zur Periodendauer $T_{c,A}$ des Taktsignals betragen. Jedoch bietet das in diesem Kapitel vorgestellte Kalibrationsverfahren eine erste Kalibration des Timing des AMUX-DAC-Aufbaus durch eine einfache dc-Messung eines Kalibrationssignals. Zudem birgt dieses Konzept keine deutliche Erhöhung der Leistungsaufnahme der Gesamtschaltung. Der bisher nicht verwendete Dummy-Ausgang wird zur Kalibrationssignalerzeugung verwendet und der SPWD selbst verbraucht aufgrund der niedrigen Arbeitspunktströme kaum Leistung.

4.5 Fazit

Die im vorliegenden Kapitel vorgestellten Entwurfsprinzipien und Konzeptuntersuchungen bilden die Grundlagen zur Entwicklung von AMUX-Schaltungen mit hoher Linearität und hohen Abstraten. Die hier vorgestellten Dimensionierungs- und Layoutvor-

schriften werden in Kapitel 6 angewendet um zwei AMUX-Varianten zu entwerfen. In beiden AMUX-Varianten wird die Kernschaltungstopologie der clocked-SEL aufgrund der Erkenntnisse des Vergleiches aus Abschnitt 4.3.1 realisiert. In AMUX-Variante 1 wird die Gesamt-Schaltungstopologie des P-AMUX und in AMUX-Variante 2 die Gesamt-Schaltungstopologie der AMUX-Kernschaltung mit linearen Ausgangsverstärker realisiert. Die vorgestellte Spitzenwert-Detektorschaltung findet Anwendung in AMUX-Variante 2.

5 Kalibration des AMUX-DAC-Aufbaus

Eine rudimentäre Kalibration des Takt-zu-Signal-Timings und des Signal-zu-Signal-Timings kann dem in Abschnitt 4.4 vorgestellten Kalibrationsverfahren mit Hilfe einer Spitzenwert-Detektorschaltung durchgeführt werden. Diese rudimentäre Kalibration dient dazu das Timing der Eingangssignale und des Taktsignals mit Hilfe eines dc-Kalibrierungssignal ohne die Untersuchung des Ausgangsspektrums des AMUX mit Hilfe eines Sampling-Oszilloskops einzustellen. Wie in Abschnitt 4.4 beschrieben, basiert das Kalibrationsverfahren auf der Korrelation zwischen der Gesamt-Signalamplitude und der effektiven Auflösung des AMUX-Ausgangssignals. Die Spitzenwert-Detektorschaltung misst jedoch nicht direkt die Gesamt-Signalamplitude sondern den Spitzenwert des Ausgangssignals der Kernschaltung. Dieser ist jedoch auch von Frequenzanteilen $> f_{c,A}$ abhängig ist und nicht nur von den Signalamplituden des unteren und oberen AMUX-Bandes. Dadurch kann es zu Abweichungen der Korrelation des Spitzenwertes der AMUX-Kernschaltung und der effektiven Auflösung kommen. Für die Einstellung der optimalen effektiven Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus ist eine Feinjustage des Ausgangsspektrums mit Hilfe der in diesem Kapitel hergeleiteten Kalibrationsroutine unumgänglich. Im Folgenden werden die Erkenntnisse aus Kapitel 3 genutzt um die Kalibrationsroutine zur Feinjustage herzuleiten, welche die Messung der bestmöglichen effektiven Auflösung eines AMUX-DAC-Aufbaus ermöglicht. Die Maßnahmen der hier eingeführten Kalibrationsroutine begründen sich ausschließlich aus den ENoB-Charakteristiken der Nichtidealitäten. Die Kalibrationsroutine beinhaltet die Kalibration möglicher Fehlanpassungen der Signalpfadverstärkung, die Kalibration des Timings der Eingangssignale und des Taktsignals, sowie die Kalibration des Tastgrades des Taktsignals. Die Linearität der gesamten Signalpfade aufgrund von Intermodulationsverzerrung ist abhängig von der Linearität der im Aufbau verwendeten DACs und der Linearität der Signalpfade des AMUX. Die Linearität der Signalpfade des AMUX sind wiederum von der Wahl der Kernschaltungstopologie des AMUX (vgl. Abschnitt 4.3.1) sowie der Dimensionierung der verwendeten Teilschaltungen (vgl. Abschnitt 4.2) abhängig. Die Linearität der DACs kann im Folgenden als unveränderlich betrachtet werden. Die erreichbare Linearität der Signalpfade des AMUX kann nur bedingt durch die Veränderung der Arbeitspunktströme der Teilschaltungen beeinflusst werden. Die Wahl der Kernschaltungstopologie wird in Abschnitt 4.3.1 behandelt und die Dimensionierungsvorschriften der Teilschaltungen des AMUX sind in Abschnitt 4.2 besprochen. Für die Kalibrationsroutine wird im Folgenden vorausgesetzt, dass die Signalpfade des AMUX bezüglich ihrer Linearität bereits optimal eingestellt sind.

Kalibration der Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung: Die Kalibration eines Amplitudenfehlers durch eine in erster Näherung frequenzunabhängige Fehlanpassung

der Signalpfadverstärkung (zum Beispiel durch Toleranzen der Emittergegenkoppelungswiderstände von TAS1,2 der Kernschaltung) kann durch Anpassung des Ausgangshubes U_{sw} (vgl. S.16) der DACs erfolgen [18]. Die in dieser Arbeit verwendeten DAC5-Module vom Hersteller Micram können über eine SPI-Schnittstelle mit Hilfe eines Rechners angesteuert werden. Dabei lässt sich der Ausgangshub jedes DAC in 3 mV Schritten im Intervall von 400 mV_{pp} bis 1 V_{pp} anpassen. Aufgrund einer frequenzunabhängigen Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung entsteht wie in Abschnitt 3.1.2 hergeleitet eine t-Typ ENoB-Charakteristik. Der größte ENoB-Verlust entsteht für diese ENoB-Charakteristik für maximale Signalfrequenzen und wird hauptsächlich durch die Entstehung eines Gesamt-Residualtons im Ausgangsspektrum erzeugt. Die Kalibrationsroutine sieht deshalb vor, den Gesamt-Residualton bei maximalen Signalfrequenzen $f_u \rightarrow f_{c,A}$ im Ausgangsspektrum mit Hilfe der Anpassung des Ausgangshubes der DACs zu minimieren.

Eine allgemeine Kalibrationsroutine bezüglich einer frequenzabhängigen Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung lässt sich nicht definieren, da die ENoB-Charakteristik von der Art der Frequenzabhängigkeit bestimmt wird. Ist die Art der Frequenzabhängigkeit der Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung zum Beispiel durch eine Kleinsignalmessung der Signalpfade identifiziert, kann mit Hilfe einer Vorverzerrung (deutsch Präemphase, engl. pre-emphasis) der Übertragungsfunktionen der DACs die Fehlanpassung korrigiert werden.

Kalibration des Takt-zu-Signal-Timings: Die Kalibration des Takt-zu-Signal-Timings erfolgt entweder durch Anpassung einer Verzögerungsleitung im Taktpfad des AMUX oder durch Anpassung von Verzögerungsleitungen in den Taktpfaden der DACs. In der ersten Variante wird das Taktsignal

$$c_A(t) = g_A(t) * \text{III}_{T_{c,A}}(t - \Delta t_{c,A}) \quad (5.1)$$

zeitlich um $\Delta t_{c,A}$ verzögert, wodurch eine Phasenverschiebung $\Delta \phi_{c,A}$ des Taktsignals entsteht. In der zweiten Variante werden die Taktsignale $c_{D1,2}(t)$ der DACs um $\Delta t_{c,D}$ verzögert, wodurch die Eingangssignale

$$x_1(t) = (\check{x}_1(t) \cdot \text{III}_{T_{s,D}}(t - \Delta t_{c,D})) * g_D(t), \quad (5.2)$$

$$x_2(t) = \left(\check{x}_2(t) \cdot \text{III}_{T_{s,D}} \left(t - \frac{T_{s,D}}{2} - \Delta t_{c,D} \right) \right) * g_D(t) \quad (5.3)$$

des AMUX ebenfalls um $\Delta t_{c,D}$ verzögert werden. Beide Varianten führen zu einer Anpassung des Timings zwischen den Taktsignalen $c_{M1,2}(t)$ der Mischer und den Eingangssignalen $x_{1,2}(t)$. Da die in dieser Arbeit verwendeten DAC5-Module vom Hersteller Micram interne Verzögerungsleitungen enthalten, wird im Folgenden die zweite Variante näher beschrieben. Die Verzögerungsleitung der DAC5-Module erlauben eine Schrittweite von 15 fs und eine maximale Verzögerung von 21,325 ps. Die maximale Verzögerung erlaubt die Verschiebung der Taktsignale $c_{D1,2}(t)$ bei einer Taktfrequenz von $f_{c,D} = 25$ GHz ($f_{s,D} = 50$ GS/s) der DACs um eine ganze

Abtastdauer $T_{s,D} = 20$ ps. Aufgrund einer Fehleinstellung des Takt-zu-Signal-Timings entsteht, wie in Abschnitt 3.2.1 hergeleitet, eine spezielle, verschobene b-Typ ENoB-Charakteristik. Der größte ENoB-Verlust entsteht für diese ENoB-Charakteristik für Signalfrequenzen im Bereich $f_u \approx 0,611 \cdot f_{c,A}$ und wird hauptsächlich durch die Erniedrigung der Gesamt-Signalamplitude im Ausgangsspektrum erzeugt. Die Kalibrationsroutine sieht deshalb vor, die Gesamt-Signalamplitude bei einer Signalfrequenz $f_u \approx 0,611 \cdot f_{c,A}$ im Ausgangsspektrum mit Hilfe der Anpassung der Verzögerungsleitung in den Taktpfaden der DACs zu maximieren.

Kalibration des Signal-zu-Signal-Timings: Die Kalibration des Signal-zu-Signal-Timings erfolgt durch Anpassung von Verzögerungsleitungen der Taktpfade der DACs. Die zusätzliche Verzögerung der Taktsignale $c_{D1,2}(t)$ der DACs um $\Delta t_{c,D1}$ bzw. $\Delta t_{c,D2}$ führt zu zusätzlichen Verzögerungen der Eingangssignale

$$x_1(t) = \left(\check{x}_1(t) \cdot \text{III}_{T_{s,D}}(t - \Delta t_{c,D1}) \right) * g_D(t), \quad (5.4)$$

$$x_2(t) = \left(\check{x}_2(t) \cdot \text{III}_{T_{s,D}}\left(t - \frac{T_{s,D}}{2} - \Delta t_{c,D2}\right) \right) * g_D(t) \quad (5.5)$$

des AMUX ebenfalls um $\Delta t_{c,D1}$ bzw. $\Delta t_{c,D2}$. Im Frequenzbereich führt dies zu den Eingangsspektren

$$\underline{X}_1(f) = \frac{U_{sw}}{2} \left(\check{X}_1(f) * \text{III}_{f_{s,D}}(f) \cdot e^{-j2\pi f \Delta t_{c,D1}} \right) \cdot \text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,D}}\right), \quad (5.6)$$

$$\underline{X}_2(f) = \frac{U_{sw}}{2} \left(\check{X}_2(f) * \text{III}_{f_{s,D}}(f) \cdot e^{-j2\pi f \left(\frac{T_{s,D}}{2} + \Delta t_{c,D2}\right)} \right) \cdot \text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,D}}\right). \quad (5.7)$$

Die Zeitverzögerung des zweiten Eingangssignals $x_2(t)$ um $\frac{T_{s,D}}{2}$ wird ebenfalls mit der Verzögerungsleitung des zweiten DAC erzeugt. Mit Hilfe der Verzögerungen $\Delta t_{c,D1}$ bzw. $\Delta t_{c,D2}$ kann das Timings zwischen den Eingangssignalen $x_{1,2}(t)$ angepasst werden. Wie bereits im Punkt zur Kalibration des Takt-zu-Signal-Timings geschrieben, wird im Folgenden die Verzögerungsleitung der in dieser Arbeit verwendeten DAC5-Module vom Hersteller Micram beschrieben. Die Verzögerungsleitung der DAC5-Module erlauben eine Schrittweite von 15 fs und eine maximale Verzögerung von 21,325 ps. Die maximale Verzögerung erlaubt die Verschiebung der Taktsignale $c_{D1,2}(t)$ bei einer Taktfrequenz von $f_{c,D} = 25$ GHz ($f_{s,D} = 50$ GS/s) der DACs um eine ganze Abtastdauer $T_{s,D} = 20$ ps. Aufgrund einer Fehleinstellung des Signal-zu-Signal-Timings entsteht, wie in Abschnitt 3.2.2 hergeleitet, eine b-Typ ENoB-Charakteristik. Der größte ENoB-Verlust entsteht für diese ENoB-Charakteristik für mittlere Signalfrequenzen im Bereich $\frac{f_{c,A}}{2}$ und wird hauptsächlich durch die Entstehung eines Gesamt-Residualtons im Ausgangsspektrum erzeugt. Die Kalibrationsroutine sieht deshalb vor, den Gesamt-Residualton bei mittleren Signalfrequenzen im Bereich $f_l \approx \frac{f_{c,A}}{2}$ im Ausgangsspektrum mit Hilfe der Anpassung der Verzögerungsleitung in den Taktpfaden der DACs zu minimieren.

Kalibration des Takt-zu-Taktsignal-Timings: Die Kalibration des Takt-zu-Taktsignals ist nur möglich falls die 180° Phasenverschiebung mit Hilfe einer Verzögerungsleitung im Taktpfad von $c_{M2}(t)$ und nicht durch eine Kreuzung der Signalführung im Layout erzeugt wird. Mit Hilfe der Verzögerungsleitung im Taktpfad $c_{M2}(t)$ sollten Verzögerung von mindestens $T_{s,A} = \frac{T_{c,A}}{2}$ erreicht werden, damit die 180° Phasenverschiebung ermöglicht wird. Um ausreichend Einstellfreiraum für die Kalibration des Takt-zu-Taktsignal-Timings zu bieten, sollte die Verzögerungsleitung mit maximalen Verzögerungen von mindestens $T_{s,D} = T_{c,A}$ ausgelegt werden. Mit Hilfe der zusätzlichen Zeitverzögerung $\Delta t_{c,M}$ kann das Timing

$$c_{M2}(t) = g_A(t) * \text{III}_{T_{c,A}} \left(t - \frac{T_{c,A}}{2} - \Delta t_{c,M} \right) \quad (5.8)$$

des Taktsignals des zweiten Mischers gegenüber dem Taktsignal $c_{M1}(t)$ des ersten Mischers angepasst werden. Aufgrund einer Fehlanpassung des Takt-zu-Taktsignal-Timings entsteht, wie in Abschnitt 3.2.3 hergeleitet, eine j-Typ ENoB-Charakteristik. Der größte ENoB-Verlust entsteht für diese ENoB-Charakteristik für niedrige Signalfrequenzen im Bereich $f_l \rightarrow 0$ und wird hauptsächlich durch die Entstehung eines Gesamt-Residualton im Ausgangsspektrum erzeugt. Die Kalibrationsroutine sieht deshalb vor, den Gesamt-Residualton bei niedrigen Signalfrequenzen im Ausgangsspektrum mit Hilfe der Anpassung der Verzögerungsleitung des Taktsignals $c_{M2}(t)$ zu minimieren.

Kalibration des Tastgradfehlers: Die Kalibration des Tastgrades erfolgt durch Einprägung von Gleichanteilen im Taktpfad des AMUX über Offset-Einsteller (vgl. Abschnitt 4.1) in den Taktverstärkerzellen bzw. dem Takt-Eingang der AMUX-Kernschaltung. In der realisierten AMUX-Variante 1 (vgl. Abschnitt 6.2) können an zwei Stellen des Taktpfades Gleichanteile von $[-530 \text{ mV}; +530 \text{ mV}]$ eingepägt werden. Dieser Einstellbereich reicht aus um einen maximalen Tastgradfehler von $\Delta D_A \approx 4\%$ (Offsetspannung von ca. 160 mV) am Takt-Eingang der AMUX-Kernschaltung von AMUX-Variante 1 für Gleichanteile von maximal 8 mV am Takt-Eingang des Taktpfades auszugleichen. Die dc-Spannungsverstärkung des Taktpfades von AMUX-Variante 1 beträgt in etwa 20. In der realisierten AMUX-Variante 2 (vgl. Abschnitt 6.3) kann an zwei Stellen des Taktpfades dc-Offsetspannungen von $\pm 134 \text{ mV}$ eingepägt werden. Dieser Einstellbereich reicht aus um einen maximalen Tastgradfehler von $\Delta D_A \approx 1.6\%$ (Offsetspannung von ca. 64 mV) am Takt-Eingang der AMUX-Kernschaltung von AMUX-Variante 2 für Gleichanteile von maximal 8 mV am Takt-Eingang des Taktpfades auszugleichen. Die dc-Spannungsverstärkung des Taktpfades von AMUX-Variante 2 beträgt in etwa 8.

Die Kalibrationsroutine des Tastgrades ist abhängig von der Realisierungs-Variante der 180° Phasenverschiebung des Taktsignals $c_{M2}(t)$ (vgl. Abschnitt 3.3.1). Wird die 180° Phasenverschiebung des Taktsignals $c_{M2}(t)$ mit Hilfe einer Verzögerungsleitung erzeugt, entsteht durch einen Tastgradfehler kein charakteristischer ENoB-Verlauf (vgl. Abbildung 3.22b). Deshalb wird in diesem Fall keine Kalibrationsroutine für die Optimierung der effektiven Auflösung benötigt. Ein Tastgradfeh-

ler führt für diese Realisierungs-Variante jedoch zu einer Abweichung des Verlaufes der Gesamt-Signalamplitude aufgrund der Änderung der Sinc-Aperturfunktion des AMUX (vgl. Abbildung 3.22a). Der Verlauf der Gesamt-Signalamplitude kann mit Hilfe der Einprägung von Gleichanteilen beeinflusst werden. Wird die 180° Phasenverschiebung des Taktsignals $c_{M2}(t)$ mit Hilfe einer Kreuzung (Invertierung) der Signalführung des Taktsignals $c_{M2}(t)$ im Layout erreicht, entsteht durch eine Fehlanpassung des Tastgrades eine d-Typ ENoB-Charakteristik (vgl. Abschnitt 3.3.1). Der größte ENoB-Verlust entsteht für diese ENoB-Charakteristik für hohe Signalfrequenzen im Bereich $f_u \rightarrow f_{c,A}$ und wird hauptsächlich durch die Entstehung eines Gesamt-Residualtons im Ausgangsspektrum erzeugt. Die Kalibrationsroutine sieht deshalb vor, den Gesamt-Residualton bei hohen Signalfrequenzen im Bereich $f_u \rightarrow f_{c,A}$ im Ausgangsspektrum mit Hilfe der Einprägung von Gleichanteilen im Taktpfad zu minimieren.

6 Realisierte AMUX-Varianten

Die in der Arbeit entwickelten Schaltungen sind im Rahmen des von der Europäischen Union geförderten Forschungsprojekts TARANTO (**TowARds Advanced bicmos NanoTechnology platforms for rf and thz applicatiOns**) und des Kollaborationsprojektes Gemini mit Projektpartner Micram entstanden. Die Ziele des TARANTO-Projekts waren die Entwicklung der nächsten Generation von BiCMOS-Technologien sowie die Charakterisierung der Performance dieser Technologien in der nächsten Generation von Hochgeschwindigkeitsschaltungen. Im Rahmen der nächsten Generation von Hochgeschwindigkeitsschaltungen sollte ein AMUX in der BiCMOS55-Technologie von ST-Microelectronics entwickelt werden. Die BiCMOS55-Technologie erreicht eine Transitfrequenz $f_T = 325$ GHz und eine maximale Oszillationsfrequenz $f_{max} = 375$ GHz [58]. Die Zielspezifikationen der AMUX-Schaltung im Rahmen des TARANTO-Projektes sind: eine Baud-Rate von ≥ 100 GS/s; eine Spannungsverstärkung von $V_u = 1$; einem Eingangsspannungshub von $1 V_{pp}$ (Spitze-Spitze-Wert). Zusätzlich soll der AMUX eine Linearität besitzen, welche eine Ansteuerung mit 8-bit DACs rechtfertigt. Dies bedeutet, dass die Linearität des AMUX in etwa ein bis zwei ENoB über der effektiven Auflösung der 8-bit DACs liegen muss (vgl. Abbildung 2.13). Die hohe Zielauflösung erlaubt die Verwendung von Modulationsverfahren, wie der Amplitudenmodulation (PAM) oder dem Multicarrier-Modulationsverfahren, welche die Datenrate gegenüber einfachen Übertragungsverfahren, wie non-return-to-zero (NRZ) bzw. on-off-keying (OOK), vervielfachen kann. Die Ziele des Gemini-Projektes waren die Entwicklung eines AMUX, welcher die Ansteuerung der echtzeitfähigen 6-bit DAC3-Module von Projektpartner Micram ermöglicht. Die für das Projekt gewählte BiCMOS-Technologie ist die SG13G2-Technologie von IHP (Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik). Die SG13G2-Technologie erreicht eine Transitfrequenz $f_T = 300$ GHz und eine maximale Oszillationsfrequenz $f_{max} = 500$ GHz [59]. Die Zielspezifikationen der AMUX-Schaltung im Rahmen des Gemini-Projektes sind: eine Baud-Rate von ≥ 120 GS/s; eine Spannungsverstärkung von $V_u = 1$; einem Eingangsspannungshub von $1,2 V_{pp}$ (Spitze-Spitze-Wert). Die zu entwickelnde AMUX-Schaltung soll eine Linearität besitzen, welche eine Ansteuerung mit 6-bit DACs rechtfertigt. Dies bedeutet, dass die Linearität des AMUX in etwa ein bis zwei ENoB über der effektiven Auflösung der 6-bit DACs liegen muss (vgl. Abbildung 2.13).

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit und beider Projekte wurden zwei Varianten des AMUX entwickelt, welche im Folgenden als AMUX-Variante 1 und AMUX-Variante 2 bezeichnet werden. AMUX-Variante 1 wurde im Rahmen des TARANTO-Projektes in der BiCMOS55-Technologie entwickelt. Diese AMUX-Schaltung funktioniert erwartungsgemäß und übertrifft die meistens spezifizierten Ziele des TARANTO-Projekts durch Erreichen einer Baud-Rate von 120 GS/s bei einer effektiven Auflösung von 7,7 bit

bis 4,2 bit mit Ansteuerung der 8-bit DAC5-Module von Micram. Die Ergebnisse der AMUX-Variante 1 sind in [17, 18] vorgestellt und stellen zum Zeitpunkt der Veröffentlichung den AMUX mit der höchsten Datenrate in SiGe-Technologie dar. Die effektive Auflösung stellt zum Zeitpunkt der Abgabe dieser Arbeit den Stand der Technik bei den erzielten Datenraten dar. Der maximale Ausgangshub der AMUX-Variante 1 entspricht $0,7 V_{pp}$ bei Ansteuerung mit $1 V_{pp}$ Eingangssignalen, welches einer dc-Spannungsverstärkung von $V_u = 0.7$ entspricht und damit unterhalb der Zielspezifikation einer Verstärkung von eins liegt. AMUX-Variante 2 wurde im Rahmen des Gemini-Projektes in der SG13G2-Technologie entwickelt. Diese AMUX-Schaltung funktioniert bezüglich der bipolaren Schaltungsteile erwartungsgemäß und erreicht die spezifizierten Ziele des Gemini-Projekts durch Erreichen einer Baud-Rate von 128 GS/s bei einer effektiven Auflösung von 7,1 bit bis 3,7 bit mit Ansteuerung der 8-bit DAC5-Module von Micram. Die aufgebauten Module der AMUX-Variante 2 weisen jedoch Probleme bei der Einstellung der Versorgungsspannungen für die Bipolar- und die CMOS-Schaltungsteile auf. Die Inbetriebnahme der Module der AMUX-Variante 2 konnte nur mit Hilfe eines speziellen Aufbaus bezüglich der Versorgungsspannungen erreicht werden. Dies führt im Betrieb zu einer erhöhten Leistungsaufnahme. Diese Problematik ist in Abschnitt 6.4 erläutert und führt voraussichtlich zu einer Einschränkung der erreichbaren Baud-Rate und effektiven Auflösungen der AMUX-Variante 2.

In Abschnitt 6.1 werden die Topologien beider AMUX-Varianten vorgestellt. Beide Varianten wurden in Anbetracht der jeweiligen Ziele des Projektes und mit Hilfe der Erkenntnisse aus Kapitel 4 entworfen und dimensioniert. In Abschnitt 6.2 und Abschnitt 6.3 werden auf die Dimensionierung der jeweiligen Schaltungsvariante eingegangen und die Simulationsergebnisse der Varianten präsentiert. In Abschnitt 6.4 werden die Messergebnisse beider Varianten vorgestellt.

6.1 Topologie der entwickelten AMUX-Schaltungen

In Abbildung 6.1 sind die vereinfachten Blockdiagramme der beiden AMUX-Varianten mit differentieller Signalführung dargestellt. Die wesentliche Komponente stellt in beiden Varianten die 2:1 AMUX-Kernschaltung dar. Die Kernschaltung führt die zeitliche Verschachtelung (engl. *time interleaving*) der Eingangssignale 1 und 2 mit Hilfe des Taktsignals durch und besitzt sowohl Anforderungen an eine hohe Linearität als auch an eine hohe Signalbandbreite. Der wesentliche Unterschied der Konzepte von AMUX-Variante 1 und 2 liegt in der Verwendung eines linearen Ausgangsverstärkers in Variante 2. In AMUX-Variante 1 wurde auf eine zusätzliche Ausgangsstufe verzichtet und dafür ein P-AMUX verwendet (vgl. Abschnitt 4.3.2). Der P-AMUX dient analog zum PMUX sowohl als Multiplexer als auch als Ausgangstreiber. Da das Ziel des TARANTO-Projektes die Entwicklung eines möglichst hochauflösenden AMUX war, wurde wie in Abschnitt 4.3.2 beschrieben, das P-AMUX-Konzept für die AMUX-Variante 1 gewählt. Das P-AMUX-Konzept weist dabei die vielversprechendste Linearität aufgrund der Minimierung der Anzahl von potentiell nichtlinearen Schaltungsteilen im Signalpfad

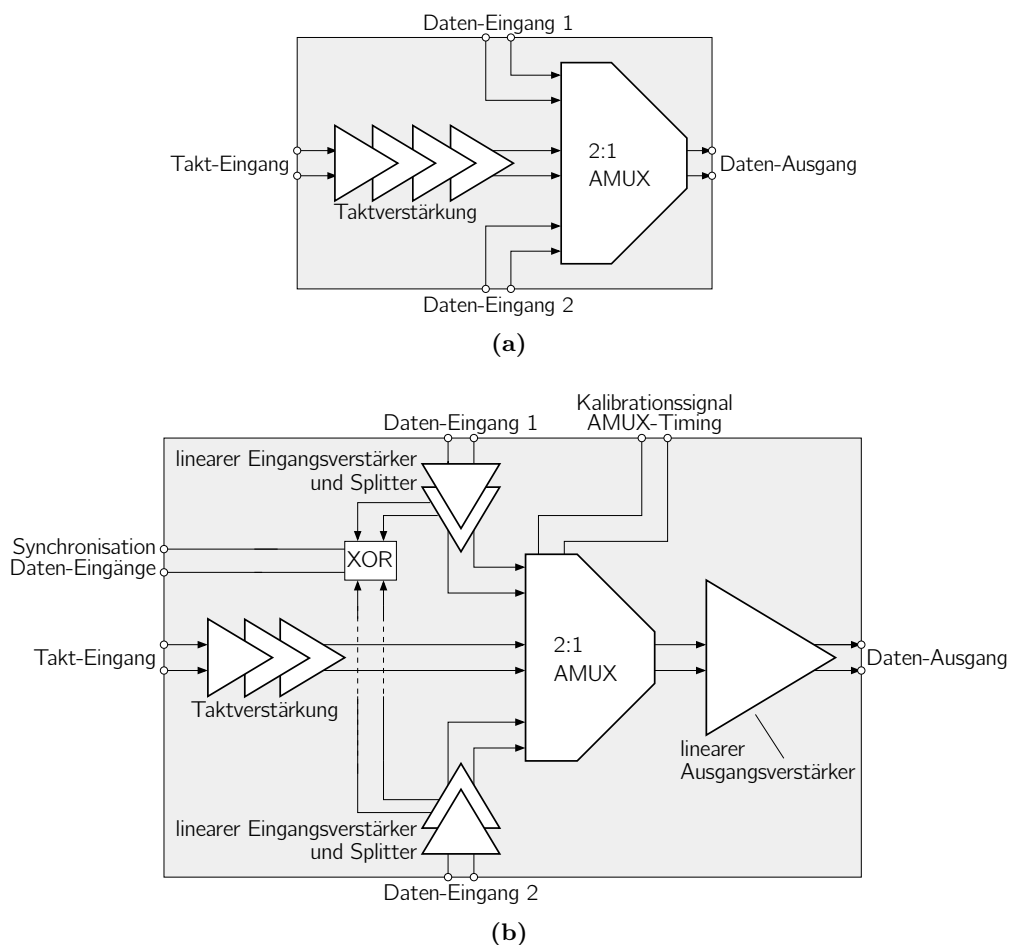


Abbildung 6.1: Vereinfachtes Blockdiagramm vom AMUX-Variante 1 (a) und AMUX-Variante 2 (b).

auf. Jedoch besitzt dieses Konzept den Nachteil einer relativ limitierten Abtastrate durch die relativ niedrige Bandbreite des Takt-Einganges der Kernschaltung aufgrund der relativ großen kapazitiven Last der vier parallel geschalteten Stromschalter der SEL im Zusammenhang mit den relativ groß dimensionierten Emitterfläche der SEL-Transistoren (vgl. Abschnitt 4.3.2). In AMUX-Variante 2 wird anstatt eines P-AMUX-Konzeptes eine AMUX-Kernschaltung und ein linearer Ausgangsverstärker, welcher als Ausgangstreiber dient, verwendet. Da die Anforderung an die effektive Auflösung im Rahmen des Gemini-Projektes im Vergleich zum TARANTO-Projekt von 8 bit auf 6 bit gesenkt wurde, wurde das Konzept mit der potenziell niedrigeren effektiven Auflösung, aber der potentiell höheren Bandbreite und Abtastrate gewählt (vgl. Abschnitt 4.3.2). Die AMUX-Variante 2 besitzt zusätzlich einen linearen Eingangsverstärker und einen linearen Splitter an beiden Daten-Eingängen. Der lineare Splitter wird verwendet um eine XOR-Zelle anzu-steuern, deren Ausgangssignal zur Kalibrierung der Dateneingänge verwendet werden

kann. Die linearen Eingangsverstärker, die linearen Splitter und die XOR-Zelle sind vom Projektpartner Micram entwickelt und optimiert, weshalb diese nicht im Rahmen dieser Arbeit analysiert werden. Der Aufbau und die Dimensionierung der Kernschaltung von AMUX-Variante 1 wurde bereits in den Veröffentlichungen [17, 18] beschrieben. Der Aufbau und die Dimensionierung der Kernschaltung und des Ausgangsverstärkers der AMUX-Variante 2 wird in dieser Arbeit zum ersten Mal behandelt. Alle Zellen der AMUX-Variante 1 und 2 wurden basierend auf dem zellen-basierten Entwurfskonzept aus [42] entwickelt, wie in Abschnitt 4.1 beschrieben.

Beide Varianten besitzen eine Taktverstärkung, welche aus einer Taktverstärkerkaskade mit vier (AMUX-Variante 1) bzw. drei (AMUX-Variante 2) Taktverstärkerzellen besteht. Die Taktverstärker selbst bestehen jeweils aus einem Lastwiderstandspaar, einer zweifachen EF-Kaskade, einem Stromschalter und einer BS. Die Taktverstärkerzellen wurden basierend auf den Erkenntnissen aus [48, 51] entwickelt, weshalb in dieser Arbeit nicht näher auf die Dimensionierung eingegangen wird.

Abbildung 6.2 zeigt die Layouts der AMUX-Variante 1 (a) und der AMUX-Variante 2 (b). Die Blöcke aus Abbildung 6.1 sind in den Layouts jeweils gekennzeichnet. AMUX-Variante 1 besitzt eine Fläche von $1350\ \mu\text{m} \times 1080\ \mu\text{m}$ und AMUX-Variante 2 eine Fläche von $2000\ \mu\text{m} \times 900\ \mu\text{m}$. Die Fläche der Chips wird durch die Anzahl der benötigten Bondpads bestimmt und nicht durch die Schaltung. Abgesehen von dem Anschluss der Ein- und Ausgangssignale, sowie den Versorgungsspannungen werden die Bondpads benötigt, um dc-Offsetspannungen oder Arbeitspunktströme der Zellen justieren zu können. Die Anzahl der Bondpads wurde gewählt, um eine möglichst hohe Einstellmöglichkeit und Flexibilität während der Messung der Prototypen zu erhalten. Im Falle einer Produktentwicklung könnte die Anzahl der Bondpads und damit die Fläche der Chips reduziert werden. Als Aufbautechnik hat sich, wie in [38, 41, 60] beschrieben, der Aufbau der integrierten Schaltung ohne Gehäuse (d.h. als *bare die*) in eine Aussparung einer dafür angefertigten Teflon-Leiterplatte etabliert (vgl. Abbildung 6.19). Die Leiterplatte wird auf einem Messingsockel befestigt, welcher als Träger der 1,85 mm-Stecker dient, deren Innenleiter direkt mit der Leiterplatte verlötet sind. Die integrierte Schaltung wird mittels Bonddrähten mit der Leiterplatte verbunden. Dabei werden die Bonddrähte sowohl auf den Bondpads der integrierten Schaltung als auch auf den Leiterbahnen der Leiterplatte befestigt. Die kritischen Hochgeschwindigkeitssignale werden mit Bondpads der Reihenfolge Ground-Signal-Signal-Ground (GSSG) angeordnet. Wie bereits in [38, 41] ausführlich beschrieben, dient dies zur Abschirmung zu benachbarten Schnittstellen und zur induktiven Kopplung zwischen den Signal-Bonddrähten. Diese Kopplung führt zu einer niedrigeren effektiven Induktivität der Gegentakt-Signale im Vergleich zu den Gleichtakt-Anteilen der Signale [41]. Zur Modellierung dieser Anordnung in den folgenden Simulationen wird ein einfaches Modell aus Shunt-Kapazität, Serien-Induktivität und Shunt-Kapazität gewählt [38]. Die Bestimmung der Serien-Induktivität und der magnetischen Kopplung zwischen den Bonddrähten erfolgt numerisch mit Hilfe der Software *FastHenry* [61, 62]. Die Shunt-Kapazitäten entsprechen der parasitären Kapazität der Bondpads bzw. des Endes der TML-Leiterbahn auf der Leiterplatte.

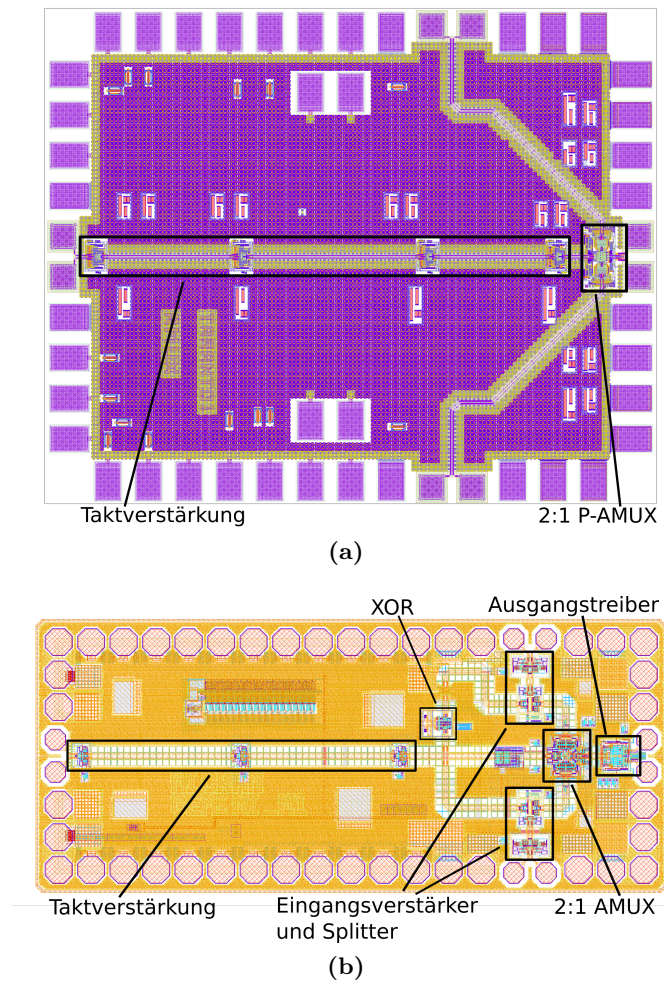


Abbildung 6.2: Layout von AMUX-Variante 1 (1300 μm x 1080 μm) (a) und AMUX-Variante 2 (2000 μm x 900 μm) (b).

6.2 AMUX-Variante 1

Die in Abschnitt 6.1 vorgestellte AMUX-Variante 1 aus Abbildung 6.1a besteht nur aus einer einfachen Taktverteilung mit vier Taktverstärkerstufen und einem P-AMUX als Kernschaltung und Ausgangstreiber. Die Taktverstärkerzellen wurden mit Hilfe der Erkenntnisse aus [38] dimensioniert. In AMUX-Variante 1 werden zwei Schnittstellen zur Gleichanteil-Messung des Taktsignals und zum Ausgleichen des Gleichanteils des Taktsignals im Taktpfad vorgesehen (vgl. Abbildung 6.4 auf S.158). Diese Schnittstellen befinden sich vor und hinter der letzten Taktverstärkerzelle. Wie in Kapitel 5 beschrieben, ist eine Kalibrierung des Tastgrades über die Einbringung von dc-Offsetspannungen im Taktpfad zur Optimierung der effektiven Auflösung des AMUX-Ausgangssignals mög-

lich. Die Taktverstärkerzellen wurden mit einem einstellbaren Spannungshub von bis zu $1 V_{pp}$ versehen.

In der AMUX-Variante 1 wird von der Nutzung von linearen Eingangs- und Ausgangsverstärkern abgesehen, um die Anzahl der potentiell nichtlinearen Stufen zu reduzieren, welche Einfluss auf die effektive Auflösung des Ausgangssignal haben können. Zusätzliche Stufen im Signalpfad besitzen aufgrund der nichtlinearen Kennlinie der Transistoren eine endliche Linearität und können die erreichbare effektive Auflösung beeinflussen.

6.2.1 Realisierung des P-AMUX

In Abbildung 6.3 ist die P-AMUX-Zelle basierend auf dem clocked-SEL-Konzept aus Abschnitt 4.3 dargestellt. Die Emitterflächen der Transistoren der TAS1,2, der SEL und der BS sind wie in Abschnitt 4.2 hergeleitet gleich groß dimensioniert zu $A_E = 1,4 \mu\text{m}^2$. Die Lastwiderstände der Kernschaltung werden zu $R_L = 63 \Omega$ gewählt. Die Erhöhung des Lastwiderstandes von 50Ω auf $R_L = 63 \Omega$ führt, wie in [47] beschrieben, zu einer frequenzabhängigen Kompensation des Reaktanznetzwerks, welches durch die Bonddrahtstruktur entsteht. Des Weiteren führt die Erhöhung des Lastwiderstandes zu einer Erhöhung der Gesamtverstärkung des P-AMUX. Die Emittergegenkopplungswiderstände der TAS1,2 werden zu $R_E = 33 \Omega$ gewählt und der Arbeitspunktstrom zu $I_0 = 24 \text{mA}$. Die Gesamtverstärkung der P-AMUX-Schaltung für niedrige Frequenzen lässt sich mit Hilfe der Verstärkung Y_{TAS} der TAS und mit dem effektiven Lastwiderstand $R_{L,eff}$ der Stufe bestimmen. Der effektive Lastwiderstand der Kernschaltung ergibt sich aus der Parallelschaltung des internen Lastwiderstandes R_L und eines externen Lastwiderstandes $R_{L,ex}$ der angesteuerten Schaltung bzw. des Oszilloskopes. Die Stromübertragungsfunktion der BS (vgl. Gleichung 4.32) und der SEL, welche im durchgeschalteten Zustand ebenfalls als BS betrachtet werden kann, kann in erster Näherung zu eins angenommen werden. Damit lässt sich die Verstärkung des P-AMUX mit Hilfe der Dimensionierungswerte der TAS und dem Wert der externen Last von $R_{L,ex} = 50 \Omega$ zu

$$V_u \approx (R_L || R_{L,ex}) \cdot Y_{TAS} = \frac{R_L || R_{L,ex}}{\frac{2U_T}{I_0} + R_E^*} = 0.7 \quad (6.1)$$

berechnen (vgl. Gleichung 4.11). Die Verstärkung des P-AMUX liegt somit unterhalb der Zielverstärkung des TARANTO-Projektes von $V_u = 1$. Mit diesen Dimensionierungswerten für die TAS und dem differentiellen Spannungshub der ansteuernden DACs von $U_{sw} = 1 V_{pp}$ ergibt sich das Auslenkungsverhältnis nach Gleichung 4.13 und Gleichung 4.12 zu

$$K_k = \frac{2U_T + R_E^* \cdot I_0}{|u_{ed}|} \approx \frac{0,948 \text{ V}}{0,5 \text{ V}} = 1.9. \quad (6.2)$$

Wird dieser Wert mit Abbildung 4.4b verglichen, ergibt sich für niedrige Frequenzen eine effektive Auflösung der TAS von etwas über 8 bit. Bei Zuhilfenahme der Erkenntnisse aus Abschnitt 2.4 und Abschnitt 4.2.1 liegt die mit dieser Dimensionierung erreichbare

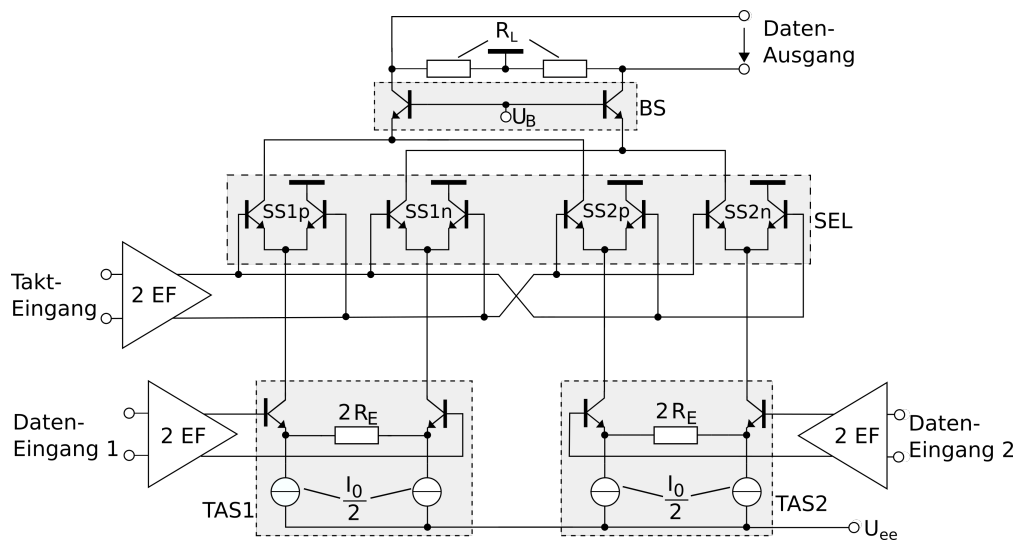


Abbildung 6.3: Schaltungstopologie der realisierten 2:1 AMUX-Kernschaltungen mit Hilfe des getaktete SEL-Konzepts.

effektive Auflösung bei Ansteuerung mit 8-bit DAC-Eingangssignalen etwas unterhalb der effektiven Zielaufösung von 8 bit. Eine Erhöhung des Auslenkungsverhältnisses und damit der Linearität der TAS könnte jedoch nur in Anbetracht einer Senkung der Transadmittanz Y_{TAS} der TAS bzw. der Erhöhung des Arbeitspunktstromes und damit der Erhöhung der benötigten Emittierfläche der Kernschaltungstransistoren erzielt werden. Eine Senkung der Transadmittanz Y_{TAS} hat eine Senkung der Gesamtverstärkung des P-AMUX zur Folge (vgl. Gleichung 6.1). Dadurch würde die Gesamtverstärkung des P-AMUX weiter von der Zielverstärkung des TARANTO-Projektes abweichen. Eine Erhöhung des Arbeitspunktstromes und die damit verbundene Erhöhung der benötigten Emittierflächen der Transistoren der Kernschaltung würde die kapazitive Last des Takt-Einganges der SEL vergrößern. Die größere kapazitive Belastung der EF-Kaskade würde eine niedrigere Bandbreite der Takt-Eingangsschnittstelle zur Folge haben. Infolgedessen sinkt die maximale Abtastrate des P-AMUX. Die hier vorgestellte Dimensionierung stellt somit einen Kompromiss zwischen Linearität, Verstärkung und Geschwindigkeit der AMUX-Variante dar. Die Stromquellen in Abbildung 6.3 werden mit einstellbaren Stromspiegeln [45, 46] realisiert. Die Arbeitspunktströme I_0 lassen sich mit Hilfe dieser einstellbaren Stromspiegeln über Bondpads mit Hilfe einer dc-Spannung (zwischen Masse und Betriebsspannung U_{ee}) einstellen. Die Einstellbarkeit der Arbeitspunktströme dient als Abgleichmöglichkeit des Übertragungsverhaltens der beiden Transadmittanzstufen sowie der Feineinstellung der Ströme für die höchstmögliche Linearität des P-AMUX. Die dc-Arbeitspunktspannung U_B der BS ist auf den Wert 700 mV vorgespannt. Die Spannung wird mit Hilfe eines Spannungsteilers und Transistordioden erzeugt.

In Abbildung 6.4a,b sind die EF-Kaskaden der Daten-Eingänge und des Takt-Einganges abgebildet. Die EF-Kaskade der Daten-Eingänge besteht aus zwei EF-Paaren. Um Mehr-

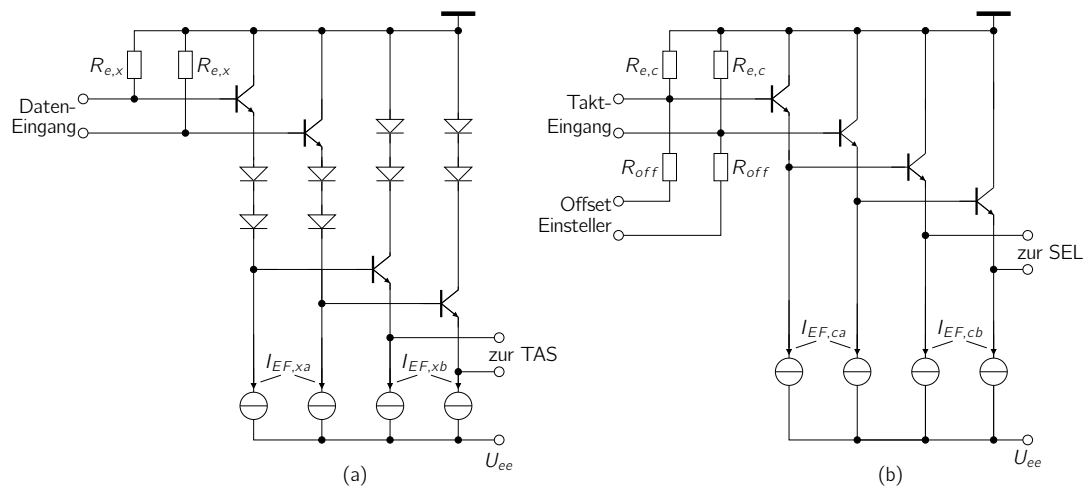


Abbildung 6.4: Die EF-Kaskaden der Daten-Eingänge (a) und des Takt-Einganges (b) der Kernschaltung der AMUX-Variante 1.

fachreflexionen zwischen den Daten-Eingängen und den extern angeschlossenen DACs zu vermeiden, sind die differentiellen Eingänge jeweils mit $R_{e,x} = 63 \Omega$ abgeschlossen. Die Wahl der Eingangswiderstände wird entsprechend der Erkenntnisse aus [47] zur Verbesserung des Eingangsreflexionsfaktors und zur Kompensation der Bonddrahtstruktur getroffen. Die Transistoren des ersten EF-Paares besitzen eine Emittterfläche von $0,6 \mu\text{m}^2$ und einen Arbeitspunktstrom von $I_{EF,xa} = 4 \text{ mA}$. Um die TAS-Transistoren im normal-aktiven Bereich zu betreiben, wird der Arbeitspunkt des Ausganges des ersten Emittterfolgerpaares um $2U_{BE}$ mit Hilfe zweier Transistordioden im Signalpfad abgesenkt. Die Transistoren der Transistordioden sind mit der selben Emittterfläche von $0,6 \mu\text{m}^2$ dimensioniert wie die Transistoren des ersten EF-Paares. Die Transistoren des zweiten EF-Paares besitzen eine Emittterfläche von $1,4 \mu\text{m}^2$ und einen Arbeitspunktstrom von $I_{EF,xb} = 14 \text{ mA}$. Um die Durchbruchsspannung der Transistoren des zweiten Emittterfolgerpaares nicht zu überschreiten, werden zwei Transistordioden verwendet um die Arbeitspunktspannung am Kollektor der EF-Transistoren um $2U_{BE}$ zu senken. Die Emittterflächen der Transistordioden sind analog zu den Emittterflächen der Transistoren des zweiten EF-Paares dimensioniert. Die Emittterflächen und Arbeitspunktströme sind unter Betrachtung des komplex-konjugierten Fehlanpassungskonzeptes (vgl. Abschnitt 4.1) und der Linearität der EF (vgl. Abschnitt 4.2.4) dimensioniert. Die Arbeitspunktströme der EF-Paare lassen sich, wie in Abschnitt 4.1 beschrieben, über Bondpads mit Hilfe einer dc-Spannung (zwischen Masse und Betriebsspannung U_{ee}) einstellen. Der Einstellbereich der Arbeitspunktströme liegt zwischen null und dem dreifachen der voreingestellten Arbeitspunktströme.

Die EF-Kaskade des Takt-Einganges besteht aus zwei EF-Paaren. Der Takt-Eingang ist mit Abschlusswiderständen $R_{e,c} = 52 \Omega$ abgeschlossen. Über die Widerstände $R_{off} = 500 \Omega$ ist der Takt-Eingang der Kernschaltung mit Bondpads für die Gleichanteil-Einstellung bzw. Gleichanteil-Messung des Taktsignals versehen. Die Widerstände R_{off}

sind hochohmig im Vergleich zu den Abschlusswiderständen $R_{e,c}$ gewählt, damit diese das Taktsignal im Bereich der Taktfrequenz nur vernachlässigbar beeinflussen. Im Zusammenspiel mit externen parasitären oder diskreten Kapazitäten bilden die Widerstände R_{off} einen Tiefpassfilter, wodurch der Gleichanteil des Taktsignals mit Hilfe eines Multimeters gemessen werden bzw. durch Einprägung einer dc-Offsetspannung justiert werden kann. Die Transistoren des ersten EF-Paares besitzen eine Emitterfläche von $0,8\mu\text{m}^2$ und einen Arbeitspunktstrom von $I_{EF,ca} = 8\text{ mA}$ und die Transistoren des zweiten EF-Paares besitzen eine Emitterfläche von $2\mu\text{m}^2$ und einen Arbeitspunktstrom von $I_{EF,cb} = 20\text{ mA}$. Die Emitterflächen und Arbeitspunktströme der EF-Kaskade am Takt-Eingang sind unter Betrachtung des komplex-konjugierten Fehlanpassungskonzeptes (vgl. Abschnitt 4.1) zur Optimierung der Bandbreite der Schnittstelle zwischen der EF-Kaskade und des Takt-Eingangs der SEL dimensioniert. Wie in Abschnitt 4.3.2 erläutert, ist der größte Nachteil des P-AMUX-Konzeptes die reduzierte Taktsignalbandbreite durch die hohe parasitäre Kapazität der SEL und damit die limitierte maximale Abtastrate der Schaltung. Dem entsprechend liegt die Überlegung nahe, die EF-Kaskade am Takt-Eingang auf eine dreifache EF-Kaskade zu erweitern, um einen stärkeren Überhöhungseffekt (engl. *peaking effect*) der Übertragungsfunktion und damit eine höhere Bandbreite der kritischen Schnittstelle zu erhalten. Der Nachteil dieser Maßnahme ist jedoch die Absenkung des Arbeitspunkt-Potentials des Takt-Einganges der SEL um ein weiteres U_{BE} . Durch diese Absenkung des Arbeitspunktes der SEL folgt entsprechend die Absenkung des Arbeitspunktes der ansteuernden TAS um U_{BE} , um die Transistoren der TAS weiterhin im normal-aktiven Bereich zu betreiben. Dem entsprechend führt diese Maßnahme zu einer Erhöhung der Versorgungsspannung um $U_{BE} \approx 0,9\text{ V}$. Dadurch steigt die Leistungsaufnahme der Schaltung um etwa 15%. Eine höhere Leistungsaufnahme führt wiederum zu einer stärkeren Erwärmung der Schaltung, welche sich wiederum negativ auf die Hochgeschwindigkeitseigenschaften der Transistoren auswirkt. Aufgrund dieses Zusammenhanges wird eine zweifache EF-Kaskade zur Ansteuerung der SEL verwendet.

6.2.2 Simulation der AMUX-Variante 1

Die im Folgenden gezeigten Simulationen zur Verifikation des Schaltungsverhaltens sind mit Hilfe des HICUM-Modells der Transistortechnologie BiCMOS55 von ST-Microelectronics und der Einbindung der kritischen Layoutparasiten (Kapazitäten, Induktivitäten und Metallwiderstände) erzeugt. Aufgrund von Fehlern bei der Extraktion der parasitären Induktivitäten durch das Software-Tool *PVS-QRC* ist die Extraktion der Parasiten durch Abschätzung des Entwicklers mit Hilfe des Programms *limes* erfolgt. Wie bereits in Abschnitt 6.1 beschrieben, wird die Aufbautechnik mit Hilfe eines einfachen Modells der Bonddrahtverbindungen der GSSG-Schnittstellen modelliert. Alle differentiellen Eingänge bzw. Ausgänge der Schaltung werden für die Simulation mit dem Bonddrahtmodell erweitert. Abbildung 6.5 zeigt die Bandbreite der Daten-Kanäle (a) sowie die Bandbreite des Takt-Kanals (b). Die Bandbreite der Daten-Kanäle kann aufgrund der linearen Übertragungsfunktion der Kanäle mit Hilfe einer Kleinsignalsimulation (AC-Simulation)

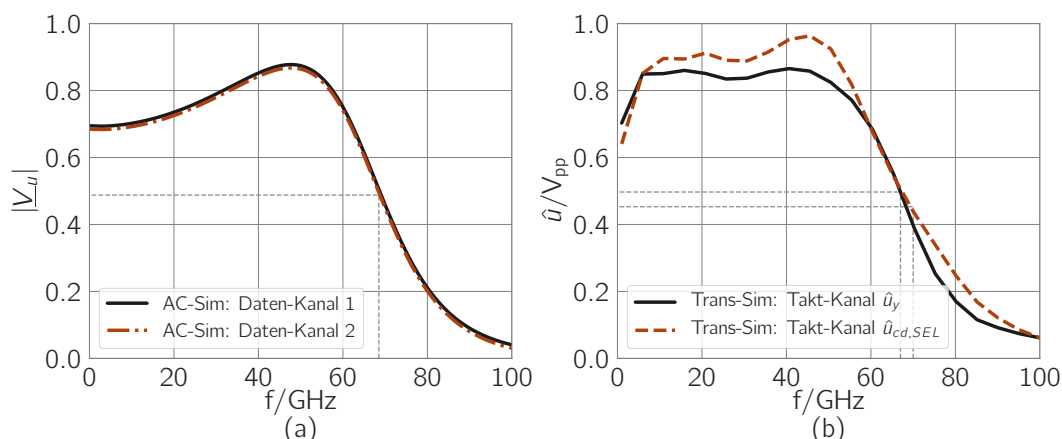


Abbildung 6.5: Simulationsergebnisse der ac-Übertragungsfunktion der Daten-Kanäle (a) und das Ergebnisse der transienten Simulation des Takt-Kanals bei Betrachtung des Spitze-Spitze-Wertes der Ausgangsspannung und der Eingangsspannung der SEL des P-AMUX.

durchgeführt werden. Der Takt-Eingang der Schaltung wird für diese Simulation nur mit einer dc-Offsetspannung versehen, wodurch je nach Polarität der dc-Offsetspannung einer der beiden Daten-Kanäle auf den Ausgang der AMUX-Variante 1 geschaltet wird. Für niedrige Frequenzen ist der Betrag der Verstärkung V_u des P-AMUX in etwa 0,68. Dieser Wert ist niedriger als die, mit der vereinfachten Gleichung 6.1 berechnete Verstärkung von 0,7. Diese Abweichung liegt im Bereich der durch die Vereinfachung der Dimensionierungsformeln eingebrachten Ungenauigkeit. Aufgrund des komplex-konjugierten Fehlanpassungskonzeptes (vgl. Abschnitt 4.1) kommt es in beiden Daten-Kanälen zu einem Überhöhungseffekt des Betrag-Frequenzgangs. Die 3dB-Bandbreite der Daten-Kanäle liegt in etwa bei 69 GHz. Die erzielte Bandbreite der Daten-Kanäle ist somit hinreichend groß, um das erste und zweite Nyquistband der Eingangssignale mit einer Abtastrate der DACs von bis zu $f_{s,D} = 64$ GS/s zu übertragen. Abbildung 6.5b zeigt eine transiente Simulation des differentiellen Spitze-Spitze-Wertes der Ausgangsspannung \hat{u}_y der AMUX-Variante 1 und der Spannung $\hat{u}_{cd,SEL}$ der Takt-Eingangsschnittstelle bei statischer Auslenkung der Daten-Kanäle mit Hilfe von dc-Offsetspannungen (differentiell ± 1 V) mit entgegengesetzter Polarität. Mit Hilfe dieser Konfiguration wird das Taktsignal, welches über die Taktverteilung an der Kernschaltung anliegt, auf den Ausgang der AMUX-Variante 1 geschaltet. Diese Simulation dient somit der Bandbreitenbestimmung des Takt-Kanals. Aufgrund der nichtlinearen Übertragungsfunktion der Taktverstärkerzellen wird eine transiente Simulation durchgeführt. Für niedrige Frequenzen liegt der Spitze-Spitze-Wert der Ausgangsspannung bei $\hat{u}_y = 680$ mV_{pp}. Dies entspricht der Multiplikation der differentiellen Eingangsspannung der Daten-Kanäle von ± 1 V_{pp} mit der Spannungsverstärkung der Daten-Kanäle für niedrigen Frequenzen von $|V_u| = 0,68$. Aufgrund des Stromüberhöhungseffekts der Stromschalter in den Verstärkerzellen und der SEL steigt der Spitze-Spitze-Wert der Ausgangsspannung für steigende Frequenzen

über $800 \text{ mV}_{\text{pp}}$ an. Die 3dB-Grenzfrequenz des Takt-Kanals liegt in etwa bei einer Frequenz von 67 GHz. Der Spitze-Spitze-Wert $\hat{u}_{cd,SEL}$ der Takt-Eingangsschnittstelle der SEL liegt für niedrige Frequenzen bei $630 \text{ mV}_{\text{pp}}$. Die 3dB-Grenzfrequenz dieser Schnittstelle liegt bei 70 GHz. Wie in Abschnitt 4.2.2 beschrieben, ist die Grenzfrequenz der Schnittstelle des Takt-Eingangs der SEL maßgeblich für die maximale Abtastrate und Aperturfunktion der AMUX-Schaltung. Fällt die differentielle Taktsignalspannung u_{cd} am Takt-Eingang der SEL zu stark ab, erzeugt die AMUX-Schaltung nicht mehr die gewünschte Sinc-Aperturfunktion $G_A(f) = \text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,A}}\right)$. Dadurch fällt die Signalamplitude für steigende Frequenzen schneller als die Sinc-Aperturfunktion, wodurch der ENoB der Gesamtschaltung ebenfalls fällt.

Abbildung 6.6 zeigt die effektive Auslösung (a) und den Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltones (b) am P-AMUX-Ausgang für Abtastraten von 100 GS/s und 120 GS/s. Der ENoB startet für niedrige Frequenzen bei einem Wert von 7,6 bit bzw. 7,8 bit für eine Abtastrate von 100 GS/s bzw. 120 GS/s. Dies entspricht einem ENoB-Verlust bezüglich der 8-bit Auflösung der Eingangssignale von $\Delta\text{ENoB}_g = 0,4 \text{ bit}$ bzw. $0,2 \text{ bit}$. Der Verlust in der effektiven Auflösung im Vergleich zu der effektiven Zielauflösung von 8 bit entsteht durch die Summe der Nichtlinearitäten der einzelnen Teilschaltungen der P-AMUX-Kernschaltung, wobei die Dimensionierung des Auslenkungsverhältnis der TAS den größten Einfluss auf die effektive Auflösung besitzt (vgl. Abschnitt 4.2). Die beiden ENoB-Verläufe weisen einen leichten Anstieg bis zu einem Drittel der jeweiligen Bandbreite auf und fallen für steigende Signalfrequenzen wieder ab. Der Anstieg der effektiven Auflösung bis zu einem Drittel der maximale Ausgangsbandbreite liegt an der Auswirkung der Intermodulationsverzerrung auf die effektive Auflösung. Dabei werden sowohl die Signaltöne als auch die Oberwellen der IMD mit der Aperturfunktion des P-AMUX skaliert (vgl. Abschnitt 3.1.1). Dies führt zu einem leichten Anstieg der effektiven Auflösung im ersten Drittel der Bandbreite aufgrund der stärkeren Abnahme der Amplitude der Oberwelle \underline{h}_{sl}^y bei der Frequenz $f_{h,l}$ im Vergleich zu der Amplitude des Gesamt-Signaltones \underline{s}_l^y bei der Signalfrequenz f_l . Für Signaltöne mit einer Signalfrequenz $f_l > \frac{f_{c,A}}{3}$ läuft die Oberwelle \underline{h}_{sl}^y aus dem ersten Nyquistband heraus und die Oberwelle \underline{h}_{aq}^y in das erste Nyquistband des AMUX hinein (vgl. Punkt A*8.). Aufgrund der Laufrichtung der Frequenz $f_{h,q}$ der Oberwelle \underline{h}_{aq}^y steigt die Amplitude der Oberwelle mit steigender Signalfrequenz und die effektive Auflösung sinkt. Der Abfall des ENoB hin zu hohen Frequenzen lässt sich durch den in Abbildung 6.6b gezeigten Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltones erklären. Die Amplitudenverläufe des Gesamt-Signaltones starten für beide Abtastraten bei $0,68 \text{ V}_{\text{pp}}$. Für 100 GS/s bzw. 120 GS/s fällt der Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltones für steigende Frequenzen auf $0,4 \text{ V}_{\text{pp}}$ bzw. $0,32 \text{ V}_{\text{pp}}$ ab. Beide Verläufe weisen für die maximale Signalfrequenz eine niedrigere Gesamt-Signalamplitude als die mittels der idealen Sinc-Aperturfunktion ermittelte Signalamplitude von $0,45 \text{ V}_{\text{pp}}$ auf (entspricht dem 4 dB-Amplitudenverlust der Sinc-Funktion). Für 100 GS/s liegt der Amplitudenverlust des Gesamt-Signaltones bei 11% und für 120 GS/s bei 28%. Der Verlust an Signalamplitude hat direkten Einfluss auf den SINAD und damit den ENoB. Die Verluste an der Gesamt-Signalamplitude stammen von der Bandbreitenlimitierung des

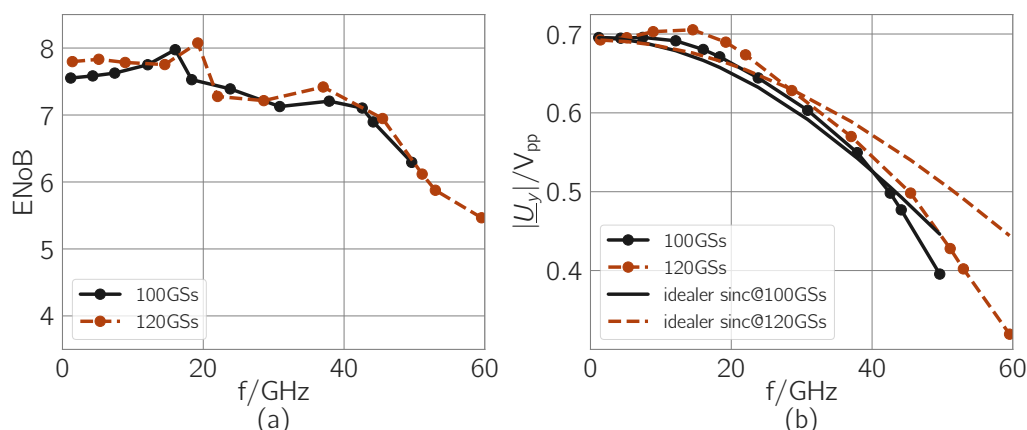


Abbildung 6.6: Simulation der effektiven Auflösung des P-AMUX (a) und der Bandbreite des Signaltons (b) für Abtastraten von 100 GS/s und 120 GS/s.

Takt-Einganges der P-AMUX-Kernschaltung aufgrund der hohen parasitären, kapazitiven Last durch die SEL. Diese Bandbreitenlimitierung führt zu einer Limitierung der Amplitude der differentiellen Taktsignalspannung an der SEL. Wie in Abschnitt 4.2.2 beschrieben, führt eine zu geringe Taktsignalspannung am Takt-Eingang der SEL zu einem Verlust an Gesamt-Signaltonamplitude am AMUX-Ausgang. Dieser Effekt nimmt für steigende Abtastraten durch die entsprechend höhere Taktfrequenz zu. Eine Verbesserung des $ENoB$ für hohe Frequenzen steht somit im Einklang mit einer Verbesserung der Bandbreite des Takt-Einganges der P-AMUX-Kernschaltung.

In Abbildung 6.7 sind die charakteristischen $ENoB$ -Verläufe der Nichtidealitäten aus Kapitel 3 für eine Abtastrate von 100 GS/s für die AMUX-Variante 1 gezeigt. In Abbildung 6.16a ist die t-Typ $ENoB$ -Charakteristik aufgrund einer Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} = 6\%$ und die d-Typ $ENoB$ -Charakteristik aufgrund eines Tastgradfehlers von $\Delta D_A = 1,4\%$ am Takt-Eingang der Kernschaltung aufgetragen. Zusätzlich ist eine Referenz-Kurve für die kalibrierte AMUX-Variante 1 aufgetragen. Die Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} = 6\%$ ist durch Absenkung des Ausgangsspannungshubes des Eingangssignals $x_2(t)$ um 6% (von $1 V_{pp}$ auf $0,94 V_{pp}$) erreicht. Wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben, kann eine Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung zum Beispiel durch Toleranzschwankungen der Emittergegenkopplungswiderstände der Transadmittanzstufen der Kernschaltung oder durch Toleranzen im Ausgangshub der ansteuernden DACs entstehen. Der resultierende $ENoB$ -Verlauf weist eine eindeutige t-Typ $ENoB$ -Charakteristik auf. Um Fehlanpassungen der Signalpfadverstärkung aufgrund von Toleranzschwankungen der Emittergegenkopplungswiderstände der Transadmittanzstufen der Kernschaltung zu vermeiden, wurden Widerstandsflächen von $28,35 \mu m^2$ gewählt. Dadurch liegt die Standardabweichung der Fehlanpassung (*engl. one-sigma mismatch*) bei etwa $\sigma\left(\frac{\Delta R}{R}\right) = 0,7\%$. Um Abweichungen der Widerstandswerte durch Temperaturgradienten auf dem Chip zu vermeiden, wird ein thermisch symmetrisches Layout der AMUX-Variante 1 gewählt. Die Emittergegenkopp-

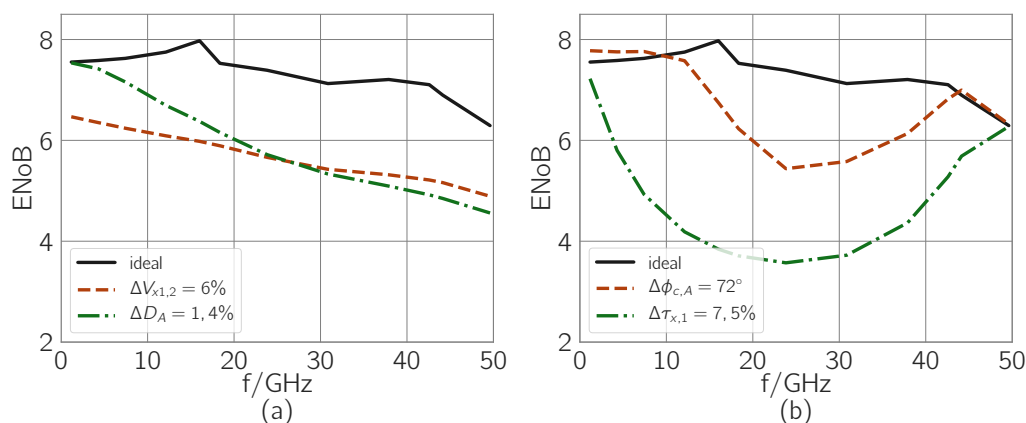


Abbildung 6.7: Simulationsergebnisse der effektiven Auflösung des P-AMUX (a) und der Bandbreite des Signaltons (b) für Abtastraten von 100 GS/s und 120 GS/s.

lungswiderstände der Transadmittanzstufen beider Signalpfade werden entlang Isothermen platziert. Der Tastgradfehler von $\Delta D_A = 1,4\%$ wird durch eine dc-Offsetspannung von 5,7 mV am Takt-Eingang des Taktpfades des AMUX-Variante 1 erzeugt. Durch die dc-Spannungsverstärkung des Taktpfades entsteht eine dc-Offsetspannung von 114 mV am Takt-Eingang der Kernschaltung. Ohne Kalibrierung der dc-Offsetspannung werden im realen AMUX-DAC-Aufbau mit der AMUX-Variante 1 dc-Offsetspannungen von 120 mV für Taktfrequenzen von 50 GHz bis 60 GHz gemessen. Der resultierende ENoB-Verlauf weist aufgrund eines Tastgradfehlers von $\Delta D_A = 1,4\%$ eine eindeutige d-Typ ENoB-Charakteristik auf. In Abbildung 6.16b ist die Sonderform der b-Typ ENoB-Charakteristik aufgrund einer Fehlanpassung von $\Delta\phi_{c,A} = 72^\circ$ des Takt-zu-Signal-Timings und die b-Typ ENoB-Charakteristik aufgrund einer Fehlanpassung des Signal-zu-Signal-Timings von $\Delta\tau_{x1} = 7,5\%$ aufgetragen. Die Fehlanpassung des Takt-zu-Signal-Timings von $\Delta\phi_{c,A} = 72^\circ$ wird durch die Verschiebung der Startphase der sinusförmigen Taktsignalquelle erzeugt. Die zusätzliche Phasenverschiebung von $\Delta\phi_{c,A} = 72^\circ$ entspricht für die Taktfrequenz von 50 GHz einer Zeitverzögerung von 4 ps. Der resultierende ENoB-Verlauf weist die, in Abschnitt 3.2.1, beschriebene Sonderform der b-Typ ENoB-Charakteristik auf. Bei der Sonderform der b-Typ ENoB-Charakteristik liegt das Minimum des ENoB-Verlaufs nicht zwingend in der Mitte des Ausgangsfrequenzbereichs, sondern kann zu höheren Frequenzen hin verschoben sein. Durch die Bandbreitenbegrenzungen der Signalpfade und des Taktpfades der AMUX-Variante 1 liegt das Minimum in Abbildung 6.7b jedoch bei etwa 25 GHz. Die Fehlanpassung des Signal-zu-Signal-Timings von $\Delta\tau_{x1} = 7,5\%$ wird durch die Zeitverzögerung des Eingangssignals $x_1(t)$ um $\Delta t_{x1} = 1,5$ ps erzeugt. Der resultierende ENoB-Verlauf weist eine b-Typ ENoB-Charakteristik auf (vgl. Abschnitt 3.2.2). Wie in Abschnitt 3.2.1 und in Abschnitt 3.2.2 erklärt, ist das Timing zwischen den Eingangssignalen und dem Taktsignal in einem unkalibrierten AMUX-DAC-Aufbau zunächst arbiträr. Die zusätzliche Phasenverschiebung des Taktsignals liegt zwischen $\Delta\phi_{c,A} = \pm 180^\circ$ und die zusätzli-

che Zeitverzögerung liegt zwischen den Eingangssignalen bei $\Delta t_{x1,2} = \pm \frac{T_{s,D}}{2}$. Wie die Messungen der realisierten AMUX-Variante 1 zeigen (vgl. Abbildung 6.28a,b), muss das Timing zwischen den Eingangssignalen und dem Taktsignal, der Tastgradfehler des Taktsignals und die Signalpfadverstärkung mit Hilfe der Kalibrationsroutine aus Kapitel 5 kalibriert werden, um eine optimierte effektive Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus zu erhalten.

Abbildung 6.8 zeigt die Augendiagramme einer PAM4 Pulsamplitudenmodulation bei Symbol-/Abtastraten von 100 GBd/GS/s (a) und 120 GBd/GS/s (b). Beide Augendiagramme weisen klare vertikale und horizontale Öffnungen auf. Der zusätzliche Verlust an Signalamplitude, welcher in der ENoB-Simulation bei einer Abtastrate von 120 GS/s im Vergleich zu 100 GS/s bei hohen Frequenzen auftritt, ist im Augendiagramm zu erkennen. Für Symbolwechsel mit hoher Frequenz erreicht die Ausgangsspannung nicht mehr den statischen Pegel. Dadurch verringern sich die vertikale und horizontale Augenöffnung um Vergleich zu einer Abtastrate von 100 GS/s, bei der die statischen Pegel auch für die maximalen Frequenzen der Symbolwechsel noch erreicht werden. Analog zu der Optimierung des ENoB liegt die Optimierung des Übertragungsverhalten bezüglich PAM-4-modulierter Augendiagramme der AMUX-Variante 1 insbesondere bei der Verbesserung der Bandbreite der Takt-Eingangsschnittstelle der SEL der Kernschaltung.

Die Simulationen der AMUX-Variante 1 zeigen eine Bandbreite von über 60 GHz sowohl in den Daten-Kanälen als auch im Takt-Kanal. Dadurch ist die AMUX-Variante 1 in der Lage Ausgangssignale mit Abtastraten von bis zu 120 GS/s zu erzeugen. Die effektive Auflösung der AMUX-Variante 1 liegt für niedrige Frequenzen bei etwa 7,5 bis 7,8 bit und für maximale Ausgangsfrequenzen bei 6,4 bit für 100 GS/s und 5,5 bit für 120 GS/s.

6.3 AMUX-Variante 2

Die in Abschnitt 6.1 vorgestellte AMUX-Variante 2 (vgl. Abbildung 6.1b) besteht aus einer Taktverteilung mit drei Taktverstärkerstufen, jeweils einem linearen Eingangsverstärker und einem linearen Splitter für die beiden Daten-Eingänge und einer AMUX-Kernschaltung gefolgt von einem linearen Ausgangsverstärker. Zusätzlich besitzt die AMUX-Variante 2 eine XOR-Zelle zur Synchronisierung der ansteuernden DACs und eine Spitzenwert-Detektorschaltung zur Erzeugung einer dc-Kalibrationsspannung zur rudimentären Kalibration des Timings der Eingangssignale und des Taktsignals des AMUX (vgl. Abschnitt 4.4). Die linearen Eingangsverstärker, die linearen Splitter und die XOR-Zelle werden vom Projektpartner Micram entwickelt und optimiert, weshalb deren Dimensionierung im Folgenden nicht näher untersucht wird. Wie bereits in Abschnitt 6.1 geschrieben, wird auf die Dimensionierung der Taktverstärkerzellen ebenfalls nicht näher eingegangen. Die Zellen wurden mit Hilfe der Erkenntnisse aus [38] dimensioniert. In AMUX-Variante 2 wurden drei Schnittstellen zur Gleichanteil-Messung bzw. zum Ausgleichen des Gleichanteils des Taktsignals im Taktpfad vorgesehen. Diese Schnittstellen befinden sich vor dem zweiten und vor und hinter der dritten Taktverstärkerstufe. Wie

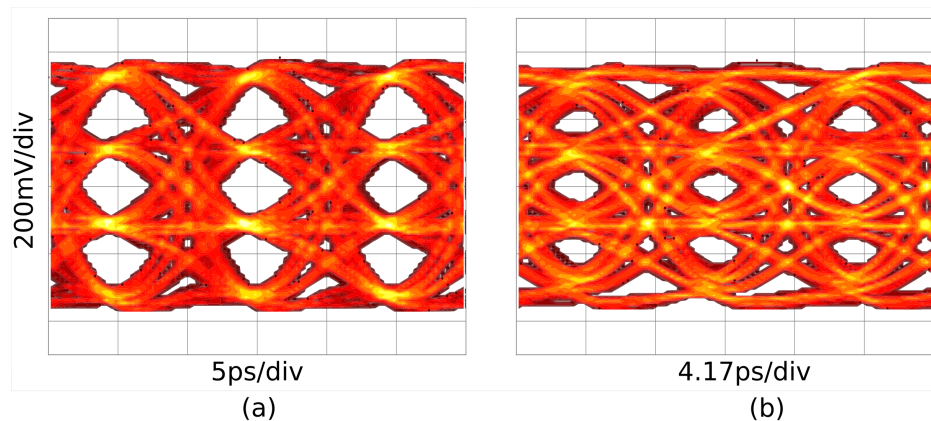


Abbildung 6.8: Differenziell simulierte PAM-4-Augendiagramme 100 GBd mit einer Abtastrate von 100 GS/s (a) und 120 GBd mit einer Abtastrate von 120 GS/s (b).

in Abschnitt 3.3.1 beschrieben, kann eine Kalibrierung des Tastgrades durch Einprägung von dc-Offsetspannungen im Taktpfad zur Optimierung der effektiven Auflösung des AMUX-Ausgangssignals verwendet werden. Die Taktverstärkerzellen wurden mit einem einstellbaren Spannungshub von bis zu $900\text{ mV}_{\text{pp}}$ versehen. Um die Anzahl der benötigten Bondpads für die Justierung von Arbeitspunktströmen sowie die Justierung und Messung von Gleichanteilen zu verringern und damit die Chipfläche zu minimieren, wird ein ATB-BUS (engl. advance trace bus) in CMOS-Technik auf dem Chip vom Projektpartner Micram realisiert. Dieser ATB-BUS ermöglicht die Messung von $2^3 = 8$ differentiellen Gleichanteilen, belegt jedoch nur sechs Bondpads. Ohne den ATB-Bus würde die Messung der Acht differentiellen Gleichanteilen 16 Bondpads belegen (Zwei Bondpads pro Messschnittstelle wegen differentieller Signalführung). Für die Betreibung der CMOS-Transistoren wird eine zusätzliche Spannungsversorgung von $U_{eed} = -2,5\text{ V}$ benötigt. Die restliche Schaltung wird mit einer negativen Spannungsversorgung von $U_{ee} = -5,5\text{ V}$ betrieben. Die beiden Spannungsversorgungsnetze sind auf den Chips hochohmig voneinander getrennt.

In der AMUX-Variante 2 wird das Konzept der AMUX-Kernschaltung in Verbindung mit einem linearen Ausgangsverstärker umgesetzt. Dieses Konzept wird gewählt, um eine möglichst hohe Bandbreite und Abtastrate der Schaltung zu ermöglichen, wie in Abschnitt 4.3.2 beschrieben. Das Entwicklungsziel der AMUX-Variante 2 ist die Ansteuerung mit 6-bit DAC-Signalen, wodurch die Anforderung an die effektive Auflösung der Schaltungen geringer ist als bei der AMUX-Variante 1. Die gewünschte Spannungsverstärkung der Gesamtschaltung beträgt $V_u = 1$. Damit liegt der gewünschte Ausgangshub der AMUX-Variante 2 bei 1 V_{pp} bzw. $1,2\text{ V}_{\text{pp}}$ bei entsprechend großen Eingangshüben. Im Folgenden wird die Dimensionierung der AMUX-Kernschaltung, des linearen Ausgangsverstärkers sowie der Spitzenwert-Detektorschaltung besprochen und Simulationsergebnisse der Schaltung präsentiert.

6.3.1 Realisierung des AMUX mit Ausgangsverstärker

Abbildung 6.9 zeigt die Kernschaltung der AMUX-Variante 2, welche analog zur Kernschaltung der AMUX-Variante 1 mit Hilfe des clocked-SEL-Konzepts entworfen wird. Das clocked-SEL-Konzept wird aufgrund der überlegenen Linearität gegenüber dem clocked-TAS-Konzept gewählt (vgl. Abschnitt 4.3.1). Im Unterschied zur Kernschaltung von AMUX-Variante 1 wird das ungenutzte Dummy-Signal jedoch nicht über eine BS auf Masse geschaltet sondern auf die Spitzenwert-Detektorschaltung gegeben. Wie in Abschnitt 4.4 erklärt, kann das Dummy-Signal mit Hilfe der Spitzenwert-Detektorschaltung zur rudimentären Kalibrierung des Timings zwischen den Eingangssignalen und dem Taktsignal verwendet werden. Die Emitterflächen der Transistoren der TAS1,2, der SEL und der BS1,2 sind zu $A_E = 0,189 \mu\text{m}^2$ dimensioniert. Die Emitterflächen der Transistoren der Kernschaltung sind analog zu den Erkenntnissen aus Abschnitt 4.2 dimensioniert. Da die AMUX-Kernschaltung nicht als Ausgangstreiber verwendet wird, befindet sich weder für den Daten-Ausgang noch den Dummy-Ausgang ein Lastwiderstand in der Kernschaltungszelle. Beide Ausgänge sind mit Lastwiderständen parallel zu den Emitterfolger-Eingängen der Folgeschaltungen abgeschlossen, wie im zellenbasierten Entwurfskonzept von [42] vorgeschlagen. Der Daten-Ausgang der Kernschaltung wird mit den Eingangswiderständen $R_{e,v} = 56 \Omega$ des linearen Ausgangsverstärkers und der Dummy-Ausgang mit den Eingangswiderständen $R_{e,d} = 57 \Omega$ der SPWD abgeschlossen. Die Emittergegenkopplungswiderstände der TAS1,2 werden zu $R_E = 72,5 \Omega$ gewählt und der Arbeitspunktstrom zu $I_0 = 15 \text{ mA}$. Damit lässt sich die Verstärkung der AMUX-Kernschaltung mit Hilfe der Dimensionierungswerte der TAS und dem Wert der Last von $R_{e,v} = 56 \Omega$ zu

$$V_{u,A} \approx R_{e,v} \cdot Y_{TAS} \approx \frac{R_{e,v}}{\frac{2U_T}{I_0} + R_E^*} = 0,65 \quad (6.3)$$

berechnen (vgl. Gleichung 4.14), wobei $R_E^* \approx 82,5 \Omega$ entspricht. Die Verstärkung der AMUX-Kernschaltung ist somit kleiner eins dimensioniert, um die Arbeitspunktströme und die damit verbundene Emitterflächen der Transistoren niedrig bei vergleichbar großer Linearität der Kernschaltung zu halten. Dadurch wird die kapazitive Last des Takt-Einganges der SEL im Vergleich zur AMUX-Variante 1 niedrig gehalten und eine vergleichsweise hohe Bandbreite des Takt-Einganges der SEL ermöglicht. Die Schnittstelle des Takt-Einganges der SEL bestimmt maßgeblich die erreichbare Abtastrate der Gesamtschaltung und besitzt wesentlichen Einfluss auf Sinc-Aperturfunktion des Ausgangssignals und damit auch auf die effektive Auflösung der Gesamtschaltung, wie in Abschnitt 4.2.2 erläutert. In der Reduzierung der kapazitiven Last des Takt-Einganges liegt der größte Vorteil des Konzeptes der AMUX-Kernschaltung mit linearem Ausgangsverstärker im Vergleich mit dem P-AMUX-Konzept (vgl. Abschnitt 4.3.2). Mit diesen Dimensionierungswerten für die TAS und dem differentiellen Spannungshub der ansteuernden DACs von $U_{sw} = 1 \text{ V}_{pp}$ bis maximal $1,2 \text{ V}_{pp}$ (entspricht $\hat{u}_{ed,TAS} = 0,5 \text{ V}$ bis $0,6 \text{ V}$) ergibt sich das Auslenkungsverhältnis nach Gleichung 4.13 und Gleichung 4.12

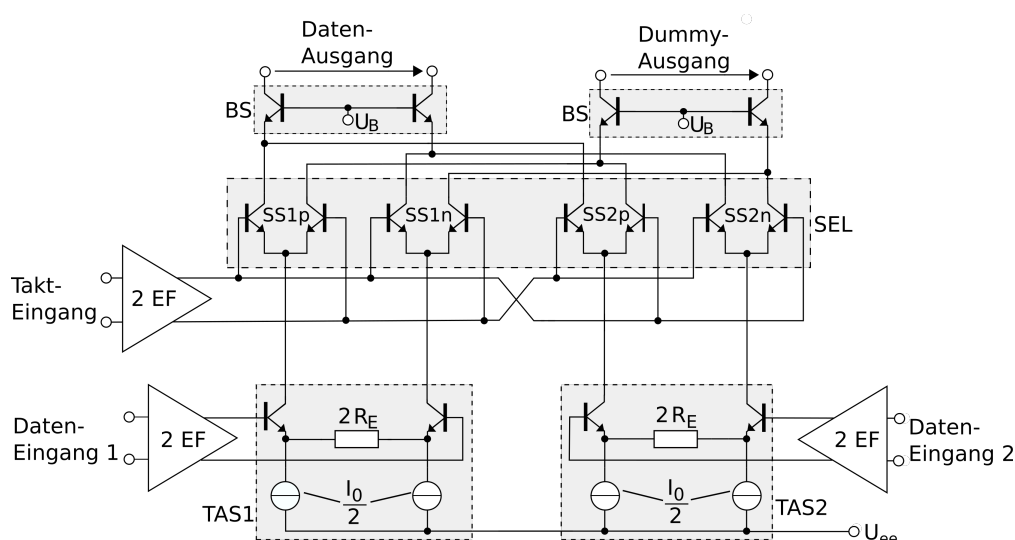


Abbildung 6.9: Kernschaltung der AMUX-Variante 2.

zu

$$K_k = \frac{2U_T + R_E^* \cdot I_0}{\hat{u}_{ed,TAS}} \approx \frac{1,3 \text{ V}}{\hat{u}_{ed,TAS}} \begin{cases} 2,6, & \text{für } \hat{u}_{ed,TAS} = 0,5 \text{ V}, \\ 2,17, & \text{für } \hat{u}_{ed,TAS} = 0,6 \text{ V}. \end{cases} \quad (6.4)$$

Werden diese Wert mit Abbildung 4.4b verglichen, ergibt sich für niedrige Frequenzen eine effektive Auflösung der TAS der Kernschaltung von 10 bit bis 9 bit je nach Spannungshub der ansteuernden DACs. Bei Zuhilfenahme der Erkenntnisse aus Abschnitt 2.4 und Abschnitt 4.2.1 wird mit dieser Dimensionierung die effektive Auflösung von 6-bit Eingangssignalen kaum negativ beeinflusst. Selbst bei Ansteuerung mit 8-bit Eingangssignalen liegt die erreichbare effektive Auflösung nach Abschnitt 2.4 nur leicht unterhalb von 8 bit für niedrige Frequenzen. Die Arbeitspunktströme I_0 der beiden Transadmittanzstufen lassen sich mit Hilfe von einstellbaren Stromspiegeln [45, 46] einstellen. Die Einstellbarkeit der Arbeitspunktströme dient analog zu AMUX-Variante 1 als Abgleichmöglichkeit des Übertragungsverhaltens der beiden Transadmittanzstufen sowie der Feineinstellung der Ströme für die höchstmögliche effektive Auflösung der AMUX-Variante 2. Die dc-Arbeitspunktspannung U_B der BS ist auf den Wert 690 mV vorgespannt. Die Spannung wird mit Hilfe eines Spannungsteilers zwischen Masse und U_{ee} erzeugt.

In Abbildung 6.10a,b sind die EF-Kaskaden der Daten-Eingänge und des Takt-Einganges abgebildet. Die EF-Kaskade der Daten-Eingänge besteht aus zwei EF-Paaren. Um Mehrfachreflexionen zwischen den Daten-Eingängen und den ansteuernden linearen Splittern zu vermeiden, sind die differentiellen Eingänge jeweils mit $R_{e,x} = 50 \Omega$ abgeschlossen. Die Wahl der Eingangswiderstände folgt aufgrund der 50Ω -Übertragungsleitung zwischen linearen Splitter-Ausgängen und den Daten-Eingängen der AMUX-Kernschaltung. Die Transistoren des ersten EF-Paares besitzen eine Emitterfläche von $0,189 \mu\text{m}^2$ und einen

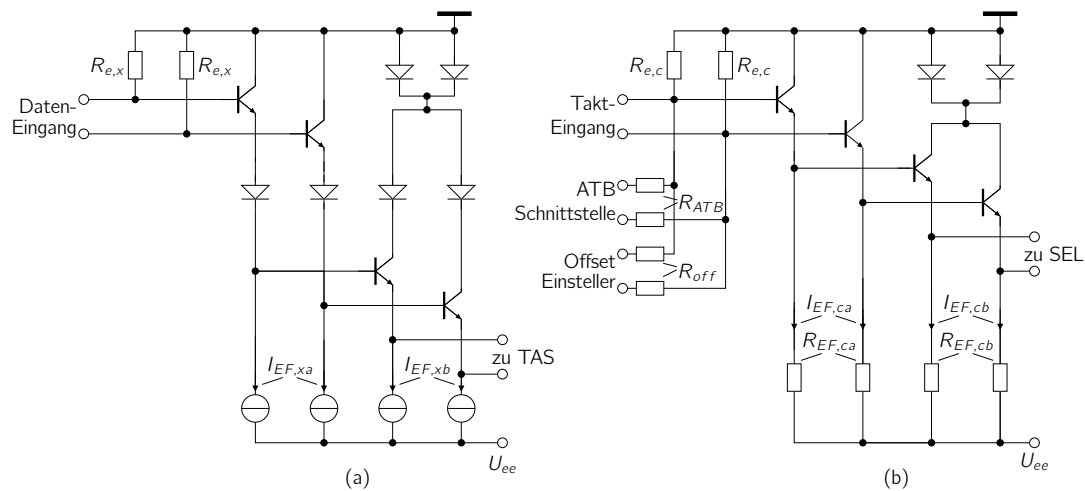


Abbildung 6.10: Die EF-Kaskaden der Daten-Eingänge (a) und des Takt-Einganges (b) der Kernschaltung der AMUX-Variante 2.

Arbeitspunktstrom von $I_{EF,xa} = 6 \text{ mA}$. Um die TAS-Transistoren im normal-aktiven Bereich zu betreiben, wird der Arbeitspunkt des Ausgangs des ersten Emitterfolgerpaares um U_{BE} mit Hilfe eines Transistordioden-Paares im Signalpfad abgesenkt. Die Transistoren des Transistordioden-Paares sind mit der selben Emitterfläche dimensioniert wie die Transistoren des ersten EF-Paares. Die Transistoren des zweiten EF-Paares besitzen eine Emitterfläche von $0,252 \mu\text{m}^2$ und einen Arbeitspunktstrom von $I_{EF,xb} = 8 \text{ mA}$. Um die Durchbruchsspannung der Transistoren des zweiten Emitterfolgerpaares nicht zu überschreiten werden zwei Transistordioden-Paare verwendet, um die Arbeitspunktspannung am Kollektor der EF-Transistoren um $2U_{BE}$ zu senken. Zwischen dem ersten und zweiten Transistordioden-Paar ist eine Verbindung zwischen den symmetrischen Schaltungsteilen des zweiten EF-Paares eingefügt. Dadurch entsteht bei Gegentaktansteuerung der EF-Kaskade eine virtuelle Masse (vgl. Abschnitt 4.1) auf dieser Verbindung, wodurch die parasitären Elemente des Transistordioden-Paares und der Metallisierungsverbindung oberhalb der virtuellen Masse keinen Einfluss auf die Übertragungsfunktion im Gegentakt besitzt. Die Emitterflächen der Transistordioden sind analog zu den Emitterflächen Transistoren des zweiten EF-Paares dimensioniert. Die Emitterflächen und Arbeitspunktströme sind unter Betrachtung des komplex-konjugierten Fehlanpassungskonzeptes (vgl. Abschnitt 4.1) und der Linearität der EF (vgl. Abschnitt 4.2.4) dimensioniert. Die Arbeitspunktströme der EF-Paare lassen sich, wie in Abschnitt 4.1 beschrieben, über Bondpads mit Hilfe einer dc-Einstellspannung (zwischen Masse und Betriebsspannung U_{ee}) einstellen. Der Einstellbereich der Arbeitspunktströme liegt zwischen null und dem Anderthalbfachen der voreingestellten Arbeitspunktströme. Die EF-Kaskade des Takt-Einganges besteht ebenfalls aus zwei EF-Paaren. Der Takt-Eingang ist mit Abschlusswiderständen $R_{e,c} = 50 \Omega$ abgeschlossen. Über die Widerstände $R_{off} = 2 \text{ k}\Omega$ ist der Takt-Eingang der AMUX-Kernschaltung mit Bondpads für die Einstellung des Gleichanteils des Taktsignals versehen und über die Widerstände

$R_{ATB} = 20\text{ k}\Omega$ ist der Takt-Eingang mit dem ATB-Bus verbunden. Durch die Verbindung des Takt-Einganges mit dem ATB-Bus sowie über die Widerstände R_{off} mit den Bondpads lässt sich der Gleichanteil des Taktsignals gleichzeitig messen und einstellen. Die Widerstände R_{off} und R_{ATB} sind hochohmig gegenüber den Abschlusswiderständen $R_{e,c}$ gewählt, damit diese das Taktsignal in erster Näherung nicht beeinflussen. Wie bereits in Abschnitt 6.2.1 geschrieben, bilden die Widerstände R_{off} einen Tiefpassfilter im Zusammenspiel mit externen parasitären und diskreten Kapazitäten, wodurch der Gleichanteil des Taktsignals durch Einprägung einer dc-Offsetspannung justiert werden kann. Die Transistoren des ersten EF-Paares besitzen eine Emitterfläche von $0,252\text{ }\mu\text{m}^2$ und einen Arbeitspunktstrom von $I_{EF,ca} = 8,7\text{ mA}$ und die Transistoren des zweiten EF-Paares besitzen eine Emitterfläche von $0,504\text{ }\mu\text{m}^2$ und einen Arbeitspunktstrom von $I_{EF,cb} = 19\text{ mA}$. Die Arbeitspunktströme werden im Gegensatz zu AMUX-Variante 1 nicht mit Stromquellen sondern mit Widerständen $R_{EF,ca} = 500\text{ }\Omega$ und $R_{EF,cb} = 180\text{ }\Omega$ festgelegt und sind dadurch nicht mehr einstellbar. Im Zuge der Charakterisierung der AMUX-Variante 1 hat sich herausgestellt, dass die Variation der Arbeitspunktströme der EF-Kaskade des Takt-Eingangs kaum Auswirkung auf die Performanz der Schaltung besitzt, so lange die Arbeitspunktströme groß genug gewählt werden, um die kapazitive Eingangskapazität der SEL zu treiben. Um die Durchbruchsspannung der Transistoren des zweiten Emitterfolgerpaares nicht zu überschreiten, wird eine Transistordioden-Paar verwendet, um die Arbeitspunktspannung am Kollektor der Transistoren um U_{BE} zu senken. Die Emitter der Transistordioden der symmetrischen Schaltungsteile sind mit einer Verbindung versehen, wodurch sich im Gegentakt eine virtuelle Masse auf dieser Verbindung bildet (vgl. Abschnitt 4.1). Dadurch besitzen die parasitären Elemente des Transistordioden-Paares und der Metallisierung oberhalb dieser Verbindung keinen Einfluss auf die Übertragungsfunktion des EF-Paares. Die Emitterflächen und Arbeitspunktströme der EF-Kaskade am Takt-Eingang sind unter Betrachtung des komplex-konjugierten Fehlanpassungskonzeptes (vgl. Abschnitt 4.1) zur Optimierung der Bandbreite der Schnittstelle zwischen der EF-Kaskade und des Takt-Eingangs der SEL dimensioniert.

Abbildung 6.11 zeigt den linearen Ausgangsverstärker der AMUX-Variante 2. Der lineare Ausgangsverstärker besteht aus einer EF-Kaskade aus drei EF-Paaren, einer TAS und einer BS. Am Daten-Eingang befinden sich parallel zum ersten EF zwei Widerstände $R_{e,v} = 56\text{ }\Omega$ zum einseitigen abschließen der TML (vgl. Abschnitt 4.1) zwischen AMUX-Kernschaltung und Ausgangsverstärker. Die Transistoren des ersten EF-Paares besitzen eine Emitterfläche von $0,189\text{ }\mu\text{m}^2$ und einen Arbeitspunktstrom von $I_{EF,va} = 7\text{ mA}$. Die Transistoren des zweiten und dritten EF-Paares besitzen eine Emitterfläche von $0,378\text{ }\mu\text{m}^2$ und einen Arbeitspunktstrom von $I_{EF,vb} = I_{EF,vc} = 9,8\text{ mA}$. Um die Durchbruchsspannung der Transistoren des zweiten EF-Paares nicht zu überschreiten, wird ein Transistordioden-Paar verwendet, um die Arbeitspunktspannung am Kollektor der Transistoren um U_{BE} zu senken. Die Transistordioden besitzen die selbe Emitterfläche wie die Transistoren des zweiten EF-Paares. Die Dioden sind so verschaltet, dass eine virtuelle Masse an den Kollektoren der Transistoren des zweiten EF-Paares im Gegentakt entsteht. Analog werden zwei Transistordioden-Paare im dritten EF eingebaut, um die Arbeitspunktspannung am Kollektor der EF-Transistoren um $2U_{BE}$ zu

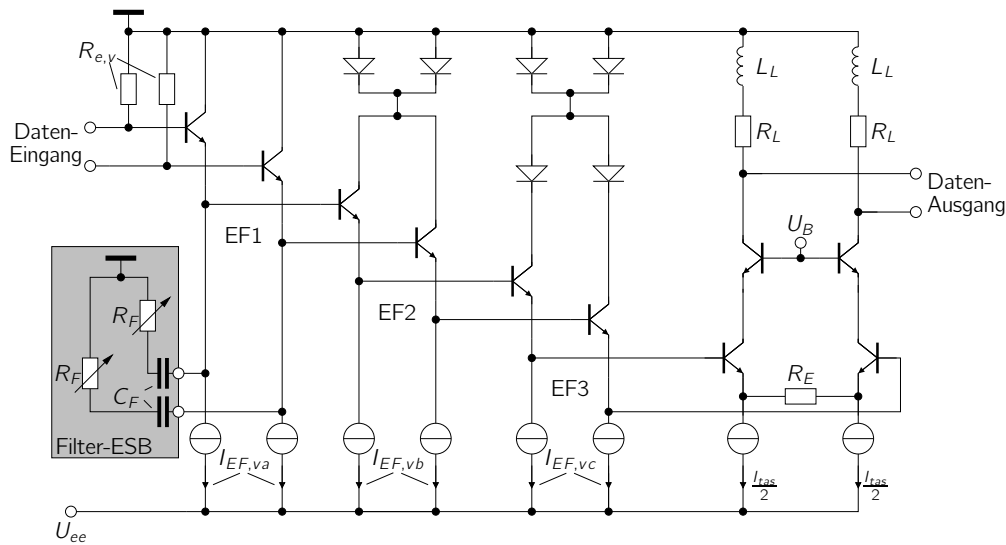


Abbildung 6.11: Beschaltung des linearen Ausgangsverstärkers.

senken. Die Dioden sind so verschaltet, dass eine virtuelle Masse zwischen dem ersten und zweiten Transistordiodenpaar im Gegentakt entsteht. Die Emitterflächen und Arbeitspunktströme der EF-Kaskade am Daten-Eingang des linearen Ausgangstreibers sind unter Betrachtung des komplex-konjugierten Fehlanpassungskonzeptes (vgl. Abschnitt 4.1) zur Optimierung der Bandbreite und der Linearität der EF dimensioniert (vgl. Abschnitt 4.2.4). Die Arbeitspunktströme aller EF-Paare lassen sich über Bondpads mit Hilfe einer dc-Einstellspannung (zwischen Masse und Betriebsspannung U_{ee}) einstellen. Zusätzlich zu der EF-Kaskade wird ein einstellbarer RC-Glied-Filter zwischen das erste und zweite EF-Paar geschaltet. Das vereinfachte Ersatzschaltbild dieses Filters besteht lediglich aus einer Kapazität C_F und einem einstellbaren Widerstand R_F . Die Beschaltung des Filters ist in Abbildung 6.12 gezeigt. Die Kapazität $C_F = 75 \text{ fF}$ dient sowohl als Filterelement als auch zur Arbeitspunktentkopplung zwischen der Filterschaltung und der EF-Kaskade. Der einstellbare Widerstand R_F wird mit Hilfe von vier in Reihe geschalteter Transistordioden mit der Emitterfläche $0,126 \mu\text{m}^2$ verwirklicht. Zwei zusätzliche Transistordioden werden zur Absenkung des Massepotentials verwendet. Diese besitzen aufgrund der Beschaltung im Gegentakt jedoch keine Auswirkung auf die Widerstandsnachbildung von R_F . Die Arbeitspunktströme der Dioden werden durch einen Stromspiegel mit dem Strom $I_F = 3 \text{ mA}$ geliefert. Für niedrige Frequenzen kann das Kleinsignalersatzschaltbild der Dioden zu einem einfachen Widerstand

$$r_d \approx \frac{1}{g_m} + r_E = \frac{U_T}{I_F} + r_E \quad (6.5)$$

vereinfacht werden. Damit lässt sich der Gesamtwiderstand zu

$$R_F = 4 \cdot r_d = \frac{4 \cdot U_T}{I_F} + 4 \cdot r_E \quad (6.6)$$

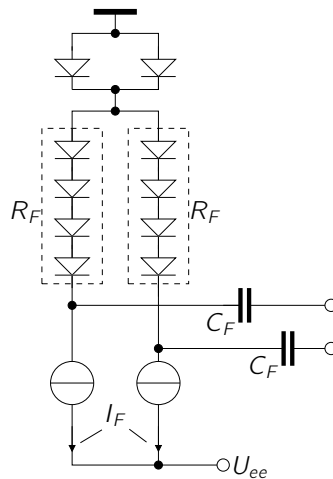


Abbildung 6.12: Beschaltung des Filters in Abbildung 6.11.

berechnen. Bei dem Widerstand r_E handelt es sich um den Emittterkontaktwiderstand der Transistoren und U_T ist die thermische Spannung. Der Widerstand R_F lässt sich somit in erster Näherung über den Arbeitspunktstrom I_F einstellen. Der Strom I_F lässt sich analog zu den anderen Arbeitspunktströmen über ein Bondpad einstellen. Wird der Strom auf Null gestellt, wird der Widerstand R_F so hochohmig dass sein Einfluss auf die Emittterfolgerkaskade vernachlässigt werden kann. Die Filterschaltung besitzt dadurch einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Übertragungsfunktion der EF-Kaskade. Für den maximal einstellbaren Arbeitspunktstrom $I_{F,max} = 4,5 \text{ mA}$ ergibt sich ein minimaler Widerstandswert von $R_F = 79 \Omega$. Mit Hilfe dieses Filters lässt sich wie in Abbildung 6.11 angedeutet, ein einstellbares RC-Glied am Ausgang des ersten EF modellieren. Dieses RC-Glied besitzt Einfluss auf die komplex-konjugierte Fehlanpassung (vgl. Abschnitt 4.1) zwischen der Ausgangsimpedanz des ersten EF und der Eingangsimpedanz des zweiten EF und damit Einfluss auf den Überhöhungseffekt und die Gruppenlaufzeit der Übertragungsfunktion der EF-Kaskade. Die Beeinflussung des Überhöhungseffektes der EF-Kaskade kann hilfreich sein, falls durch eine zu starke Überhöhung der Signalspannung am Eingang der TAS das Auslenkungsverhältnis K_k der TAS (vgl. Gleichung 4.13) verkleinert wird. Dies kann zu einer Verschlechterung der Linearität der TAS im Frequenzbereich der Überhöhung führen. Die Stärke und der Frequenzbereich des Überhöhungseffektes der EF-Kaskade wird üblicherweise über die Arbeitspunktströme der EF beeinflusst. Jedoch hängt die Linearität der EF, wie in Abschnitt 4.2.4 gezeigt, ebenfalls von der Höhe der Arbeitspunktströme ab. Dadurch kann die Anpassung des Überhöhungseffektes der EF-Kaskade durch eine Senkung der Arbeitspunktströme auch die Linearität der EF senken. Der Filter ermöglicht die Anpassung des Überhöhungseffektes der Übertragungsfunktion ohne die Arbeitspunkte der EF zu verändern. Wie bereits in Abschnitt 4.3.2 erläutert, kann aufgrund der Linearitätseigenschaften des EF (vgl. Abschnitt 4.2.4) und der verdoppelten Signalbandbreite durch die AMUX-Kernschaltung die Emittterfolgerkaskade die Linearität der Gesamtschaltung begrenzen. Die Linearität

der Emitterfolgerkaskade ist abhängig von der Dimensionierung der einzelnen EF sowie von der Amplitude der Eingangsspannung der EF-Kaskade. Aus diesem Grund wird die Verstärkung der Kernschaltung $V_{u,A} = 0.62$ zu einem Wert kleiner eins gewählt. Dadurch wird die Eingangsspannung der EF-Kaskade um 38% gegenüber der Eingangsspannung bei einer Verstärkung der Kernschaltung von $V_{u,A} = 1$ gesenkt. Wie in Abbildung 4.26 und [49] gezeigt, sinkt die Linearität der EF bei steigender Signalfrequenz und steigender Eingangsspannung bei gleichbleibendem Arbeitspunktstrom. Durch die Senkung der Spannungsverstärkung der Kernschaltung sinkt die Eingangsspannung und ermöglicht dadurch die Dimensionierung der EF-Kaskade mit größeren Freiheitsgraden bezüglich der Arbeitspunktströme und der Emitterflächen der Transistoren bei gleichbleibender Linearität.

Die Emitterflächen der Transistoren der TAS und der BS des Ausgangsverstärkers sind, wie in Abschnitt 4.2 hergeleitet, gleich groß dimensioniert zu $0,567 \mu\text{m}^2$. Die Emittergegenkopplungswiderstände der TAS werden zu $R_E = 21 \Omega$ gewählt und der Arbeitspunktstrom zu $I_0 = 36 \text{ mA}$. Die Lastwiderstände der Kernschaltung werden zu $R_L = 57 \Omega$ gewählt. Die Erhöhung des Lastwiderstandes von den üblicherweise gewählten 50Ω zu 57Ω wird zur Erhöhung der Ausgangsverstärkung und, basierend auf den Erkenntnissen von [47], zur Verbesserung des Ausgangsreflexionsfaktors durchgeführt. Zusätzlich zu dem Lastwiderstand R_L wird eine Lastinduktivität $L_L \approx 30 \text{ pH}$ mit Hilfe des Layouts realisiert. Diese Lastinduktivität erhöht den Betrag der internen Lastimpedanz $Z_L = R_L + j\omega L_L$ des Ausgangsverstärkers bei steigenden Frequenzen. Durch Einfügen der Lastinduktivität wird dem Tiefpassverhalten am Daten-Ausgang des Ausgangsverstärkers entgegengewirkt. Das Tiefpassverhalten am Daten-Ausgang des Ausgangsverstärkers durch die Parallelschaltung der kapazitiven Ausgangsimpedanz der BS [43] und des Lastwiderstandes R_L . Die Lastinduktivität führt dadurch zu einem zusätzlichen Überhöhungseffekt am Ausgang des Ausgangsverstärkers [63–65]. Die Spannungsverstärkung des Ausgangsverstärkers kann analog zu Gleichung 6.1 mit Hilfe eines externen Lastwiderstandes von $R_{L,ex} = 50 \Omega$ berechnet werden

$$V_{u,V} \approx (R_L || R_{L,ex}) \cdot Y_{TAS} = \frac{R_L || R_{L,ex}}{\frac{2U_T}{I_0} + R_E^*} = 1,7. \quad (6.7)$$

Die mit Hilfe der Überschlagsrechnungen bestimmte Gesamtverstärkung der AMUX-Variante 2 beträgt somit $V_u = V_{u,A} \cdot V_{u,V} \approx 1,1$. Die Spannungsverstärkung des Ausgangsverstärkers kompensiert somit die niedrige Spannungsverstärkung der AMUX-Kernschaltung von $V_{u,A} = 0,65$. Mit diesen Dimensionierungswerten für die TAS und den, mit Hilfe von $V_{u,A}$ bestimmten, differentiellen Eingangsspannungen des Ausgangsverstärkers $\hat{u}_{ed,V} = 0,325 \text{ V}$ bzw. $0,39 \text{ V}$ (entsprechend den Spannungshüben der DACs von $U_{sw} = 1 \text{ V}_{pp}$ bzw. $= 1,2 \text{ V}_{pp}$) ergibt sich das Auslenkungsverhältnis nach Gleichung 4.13 und 4.12 zu

$$K_k = \frac{2U_T + R_E^* \cdot I_0}{\hat{u}_{ed,V}} \approx \frac{0,582 \text{ V}}{\hat{u}_{ed,V}} \begin{cases} 1,8, & \text{für } \hat{u}_{ed,V} = 0,325 \text{ V}, \\ 1,5, & \text{für } \hat{u}_{ed,V} = 0,39 \text{ V}. \end{cases} \quad (6.8)$$

Werden diese Werte mit Abbildung 4.4b verglichen, ergibt sich für niedrige Frequenzen

Parameter	Werte
$R_{e,d}$	57 Ω
$C_{e,d}$	50 fF
A_E	0,063 μm^2
R_{ref}	8 k Ω
I_0	0,47 mA
C_{spw}	5 pF

Tabelle 6.1: Dimensionierung der SPWD der AMUX-Variante 2.

eine effektive Auflösung der TAS der Kernschaltung von 8,5 bit bis 7,5 bit je nach Spannungshub der ansteuernden DACs. Unter Beachtung der Erkenntnisse aus Abschnitt 2.4 und 4.2.1 wird mit dieser Dimensionierung die Auflösung von 6-bit DAC-Eingangssignalen kaum negativ beeinflusst. Selbst bei Ansteuerung mit 8-bit DACs liegt die erreichbare effektive Auflösung nach Abschnitt 2.4 noch bei etwa 7 bit für niedrige Frequenzen. Da bei richtiger Dimensionierung und Ansteuerung der Teilschaltungen die Linearität der TAS, wie Abschnitt 4.2 geschrieben, maßgeblich für die Gesamtauflösung der Schaltung ist, kann zunächst angenommen werden, dass die Gesamtschaltung basierend auf den Dimensionierungsgrößen eine ausreichend hohe Linearität für die Ansteuerung mit 6-bit DAC-Signalen besitzt. Der Arbeitspunktstrom I_0 der TAS lässt sich mit Hilfe eines einstellbaren Stromspiegels [45, 46] über Bondpads einstellen. Die Einstellbarkeit der Arbeitspunktströme dient als Möglichkeit, die Übertragungsfunktion und im besonderen die Knickspannung der TAS im Betrieb variieren zu können. Die dc-Arbeitspunktspannung U_B der BS ist auf den Wert 1,1 V vorgespannt. Die Spannung wird mit Hilfe eines Spannungsteilers zwischen Masse und U_{ee} erzeugt.

Die Spitzenwert-Detektorschaltung, welche mit dem Dummy-Ausgang der Kernschaltung verbunden ist, entspricht dem Schaltplan in Abbildung 4.32. Die Dimensionierung der Spitzenwert-Detektorschaltung ist in Tabelle 6.1 aufgeführt. Der, auf die SPWD folgende, Differenzverstärker besteht aus einer einfachen Transadmittanzstufe mit einem Emittergegenkopplungswiderstand von $R_E = 10 \Omega$, einem Arbeitspunktstrom $I_0 = 5,3 \text{ mA}$ und einem Kollektorwiderstand $R_C = 150 \Omega$. Die Transistoren des Differenzverstärkers besitzen eine Emitterfläche von $126 \mu\text{m}^2$. Der Ausgang des Differenzverstärkers ist mit dem ATB-Bus verbunden.

6.3.2 Simulation der AMUX-Variante 2

Die im Folgenden gezeigten Simulationen zur Verifikation des Schaltungsverhaltens sind mit Hilfe des VBIC-Modells der Transistortechnologie SG13G2Cu von IHP und der Einbindung der kritischen Layoutparasiten (Kapazitäten, Induktivitäten und Metallwiderstände) erzeugt. Aufgrund von fehlenden Modellen für die Extraktion der Parasiten mit Hilfe des Software-Tools *PVS-QRC* zum Zeitpunkt des Tape-Outs ist die Extraktion

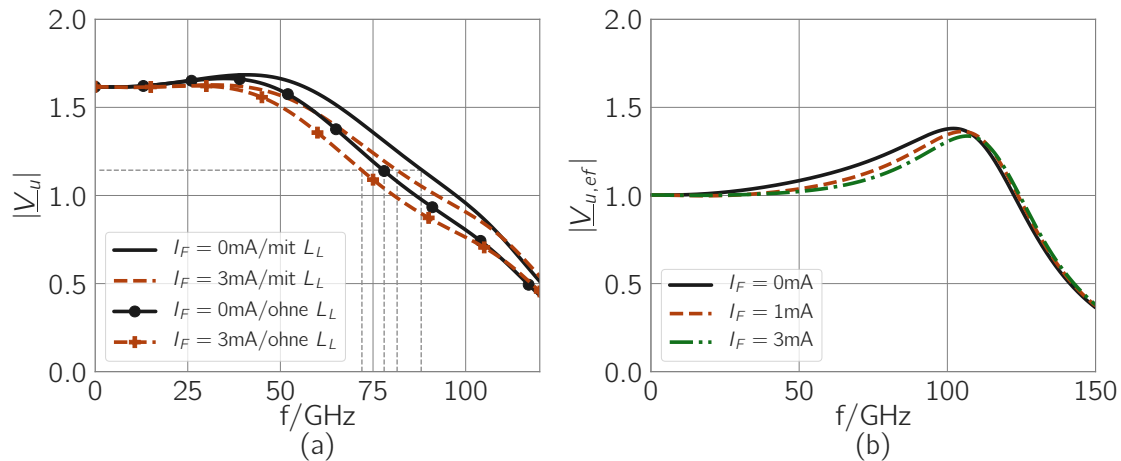


Abbildung 6.13: Simulation der ac-Übertragungsfunktion des Ausgangsverstärkers und der EF-Kaskade des Ausgangsverstärkers.

der Parasiten durch Abschätzung des Entwicklers mit Hilfe des Programms *lines* erfolgt. Abbildung 6.13 zeigt die Kleinsignalübertragungsfunktion des Ausgangsverstärkers mit Bonddrahtstruktur und externen $R_{L,ex} = 50 \Omega$ Abschlusswiderstand in (a) und die Kleinsignalübertragungsfunktion der dreifachen EF-Kaskade in (b). In Abbildung 6.13a sind zusätzlich der Einfluss des Arbeitspunktstromes der Filterschaltung mit $I_F = 0\text{ mA}$ und 3 mA und der Einfluss der Lastinduktivität L_L gezeigt. Die Verstärkung des Ausgangsverstärkers liegt bei $V_u = 1,6$ für niedrige Frequenzen und liegt damit nur um 5,8% niedriger als die Überschlagsrechnung (vgl. Gleichung 6.7) mit Hilfe der Dimensionierungswerte. Ohne Lastinduktivität L_L erreicht der Ausgangsverstärker eine 3dB-Grenzfrequenz von 72 GHz für $I_F = 3\text{ mA}$ und 78 GHz für $I_F = 0\text{ mA}$. Durch Erhöhen des Arbeitspunktstromes I_F der Filterschaltung verliert der Ausgangsverstärker somit 8% an Bandbreite. Durch Einfügen der Lastinduktivität $L_L = 30\text{ pH}$ erhöht sich die Bandbreite auf 82 GHz für $I_F = 3\text{ mA}$ und 88 GHz für $I_F = 0\text{ mA}$. Der zusätzliche Überhöhungseffekt des Zusammenspiels der Lastinduktivität und der Ausgangsimpedanz der BS, sowie der Impedanz der Bonddrahtstruktur bewirkt einen Bandbreitengewinn von etwa 13% für $I_F = 0\text{ mA}$ und 14% für $I_F = 3\text{ mA}$. Die Filterschaltung der EF-Kaskade beeinflusst den Überhöhungseffekt der EF-Kaskade und wirkt sich damit auf die Bandbreite des Ausgangsverstärkers aus. Wie in Abbildung 6.13b zu sehen ist, wird der Überhöhungseffekt der EF-Kaskade für steigenden Arbeitspunktstrom I_F zu höheren Frequenzen hin verschoben und leicht abgeschwächt. Vor allem im Frequenzbereich bis 80 GHz kann durch die Filterschaltung der Überhöhungseffekt gesenkt werden. Während die EF-Kaskade für $I_F = 0\text{ mA}$ bei 70 GHz eine Verstärkung von $|V_{u,EF}| = 1,2$ aufweist, ist die Verstärkung für $I_F = 1\text{ mA}$ bzw. 3 mA bei lediglich $|V_{u,EF}| = 1,1$ bzw. $1,05$. Die 3dB-Grenzfrequenz der EF-Kaskade liegt bei 132 GHz, 133 GHz bzw. 134 GHz für $I_F = 0\text{ mA}$, 1 mA bzw. 3 mA . Damit erhöht die Filterschaltung bei Erhöhung des Arbeitspunktstromes zunächst die Bandbreite der EF-Kaskade durch die Verschiebung des Überhöhungseffektes hin zu höheren Frequenzen. Für die Gesamtübertragungsfunktion des Ausgangsverstär-

kers führt die Verschiebung des Überhöhungseffektes der EF-Kaskade jedoch zu einem Verlust an 3dB-Bandbreite. Der dominierende Frequenzabfall aufgrund der Bonddrahtstruktur und der Ausgangsimpedanz der BS beginnt bereits bei einer Frequenz von etwa 50 GHz. Um diesen Abfall kompensieren zu können, ist ein Überhöhungseffekt in dem Frequenzbereich des Abfalls von Nöten. Da der Überhöhungseffekt der EF-Kaskade gerade im Frequenzbereich von 50 GHz bis 100 GHz für steigenden Arbeitspunktstrom I_F abgesenkt wird, führt die Erhöhung von I_F zu einem Abfall der 3dB-Grenzfrequenz des Ausgangsverstärkers. Der Ausgangsverstärker besitzt somit eine 3dB-Bandbreite zwischen 82 GHz und 88 GHz in Abhängigkeit des Arbeitspunktstromes I_F .

In Abbildung 6.14 ist das Kleinsignalübertragungsverhalten der Daten-Kanäle in (a) und der Spitze-Tal-Wert der differentiellen Ausgangsspannung \hat{u}_y des AMUX sowie der Spitze-Spitze-Wert der differentiellen Eingangsspannung $\hat{u}_{ed,SEL}$ der SEL der Kernschaltung bei transientscher Simulation des Taktkanals in (b) aufgetragen. Zur Simulation der Daten-Kanäle wird der Takt-Eingang der Schaltung mit einer dc-Offsetspannung versehen, wodurch je nach Polarität der dc-Offsetspannung einer der beiden Daten-Kanäle auf den Ausgang der AMUX-Variante 2 gelegt wird. Die Daten-Kanäle der AMUX-Variante 2 beinhaltet die linearen Eingangsverstärker, die linearen Splitter, den jeweiligen Daten-Kanal der Kernschaltung sowie den linearen Ausgangsverstärker (vgl. Abbildung 6.1). Die Spannungsverstärkung der Daten-Kanäle beträgt für niedrige Frequenzen in etwa $|\underline{V}_u| = 0.98$. Dieser Wert liegt in etwa 11% unterhalb des Wertes der mit Hilfe der Überschlagsrechnungen und Dimensionierungswerte (vgl. Gleichung 6.3 und 6.7) ermittelten Gesamtverstärkung. Die simulierte Verstärkung liegt im Rahmen der gewünschten Zielverstärkung des Gemini-Projektes von etwa Eins. Die 3dB-Grenzfrequenz der Daten-Kanäle liegt bei 108 GHz für $I_F = 3 \text{ mA}$ und $I_F = 0 \text{ mA}$. Mit dem Arbeitspunktstrom I_F kann der Überhöhungseffekt der Übertragungsfunktion des Ausgangsverstärkers beeinflusst werden. Die erzielte Bandbreite der Daten-Kanäle ist somit hinreichend groß, um das erste und zweite Nyquistband der Eingangssignale mit einer Zielabtastrate des AMUX von $>128 \text{ GS/s}$ zu übertragen. Die Daten-Kanäle der AMUX-Variante 2 besitzen damit eine deutlich höhere simulierte Bandbreite wie die Daten-Kanäle der AMUX-Variante 1 (vgl. Abbildung 6.5a) und besitzen eine deutlich größeren Spannungsverstärkung. Abbildung 6.14b zeigt eine transiente Simulation des differentiellen Spitze-Spitze-Wertes der Ausgangsspannung \hat{u}_y der AMUX-Variante 2 und der Eingangsspannung $\hat{u}_{ed,SEL}$ der SEL der AMUX-Kernschaltung bei statischer Auslenkung der Daten-Kanäle mit Hilfe von dc-Offsetspannungen (differentiell $\pm 1 \text{ V}$) mit jeweils entgegengesetzter Polarität. Mit Hilfe dieser Konfiguration wird das Taktsignal, welches über die Taktverteilung an der Kernschaltung des AMUX anliegt, auf den Ausgang des Ausgangsverstärkers geschaltet. Diese Simulation dient somit der Bandbreitenbestimmung des Takt-Kanals sowie der Bandbreite Takt-Eingangsschnittstelle der SEL. Aufgrund der nichtlinearen Übertragungsfunktion der Taktverstärkerzellen wird eine transiente Simulation durchgeführt. Der differentielle Spitze-Spitze-Wert \hat{u}_y der Ausgangsspannung für niedrige Frequenzen beträgt $0,98 \text{ V}_{pp}$. Die 3dB-Grenzfrequenz des gesamten Takt-Kanals liegt bei 85 GHz. Dieser Wert liegt deutlich über der 3dB-Grenzfrequenz des Takt-Kanals der AMUX-Variante 1 mit 67 GHz (vgl. Abbildung 6.5b). Der Spitze-Spitze-Wert $\hat{u}_{ed,SEL}$

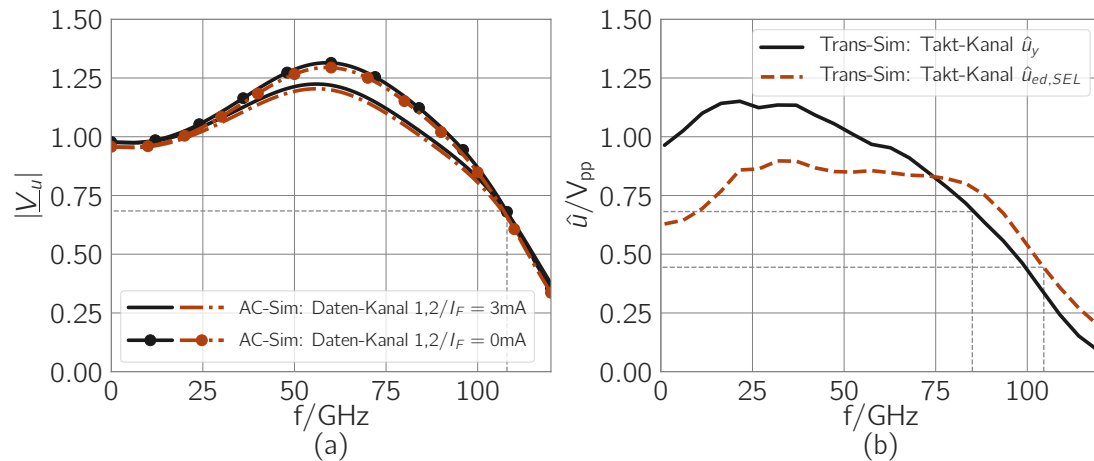


Abbildung 6.14: Simulation der ac-Übertragungsfunktion der Daten-Kanäle (a) und die transiente Simulation des Takt-Kanals bei Betrachtung des Spitze-Spitze-Wertes der Ausgangsspannung des AMUX und der Eingangsspannung der SEL der Kernschaltung.

der Takt-Eingangsschnittstelle der SEL liegt für niedrige Frequenzen bei 620 mV_{pp} . Die 3dB-Grenzfrequenz dieser Schnittstelle liegt bei 104 GHz . Wie in Abschnitt 4.2.2 gezeigt, ist die Grenzfrequenz der Schnittstelle des Takt-Eingangs der SEL maßgeblich für die maximale Abtastrate des AMUX. Fällt die Spannung am Takt-Eingang der SEL zu stark ab, erzeugt die AMUX-Schaltung nicht mehr die gewünschte Sinc-Aperturfunktion. Dadurch fällt die Signalamplitude für steigende Signalfrequenzen schneller als die Sinc-Aperturfunktion, wodurch der ENoB der Gesamtschaltung ebenfalls fällt. Die simulierte Grenzfrequenz der Schnittstelle des Takt-Einganges der SEL der AMUX-Variante 2 übersteigt deutlich die Grenzfrequenz der äquivalenten Schnittstelle der AMUX-Variante 1 mit 70 GHz . Basierend auf den Simulationsergebnissen der AMUX-Variante 2 werden Abtastraten von $> 128\text{ GHz}$ erwartet. Wie in Abschnitt 4.3.2 beschrieben, ist aufgrund der Gesamt-Schaltungstopologie mit Kernschaltung und Ausgangsverstärker und der niedrigen Dimensionierung der Spannungsverstärkung der Kernschaltung die Schnittstelle des Takt-Einganges der SEL nicht so stark kapazitiv belastet wie bei der Gesamt-Schaltungstopologie des P-AMUX. Dadurch erreicht diese Schnittstelle deutlich höhere Grenzfrequenzen, wodurch potentiell höhere Abtastraten der Gesamtschaltung erreicht werden können.

Abbildung 6.15 zeigt die simulierte effektive Auslösung (a) und den Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltons (b) am Ausgang der AMUX-Variante 2 für eine Abtastrate von 128 GS/s . Die Simulation ist für Auflösungen von 6-bit und 8-bit und Spannungshüben von 1 V_{pp} und $1,2\text{ V}_{pp}$ der Eingangssignale durchgeführt. Für 6-bit Eingangssignale stimmen die ENoB-Verläufe für beide Spannungshübe der Eingangssignale beinahe überein. Die maximale Differenz im ENoB für den erhöhten Spannungshub von $1,2\text{ V}_{pp}$ im Vergleich zu 1 V_{pp} liegt bei $0,2\text{ bit}$ bei einer Signalfrequenz von 5 GHz . Für 8-bit Ein-

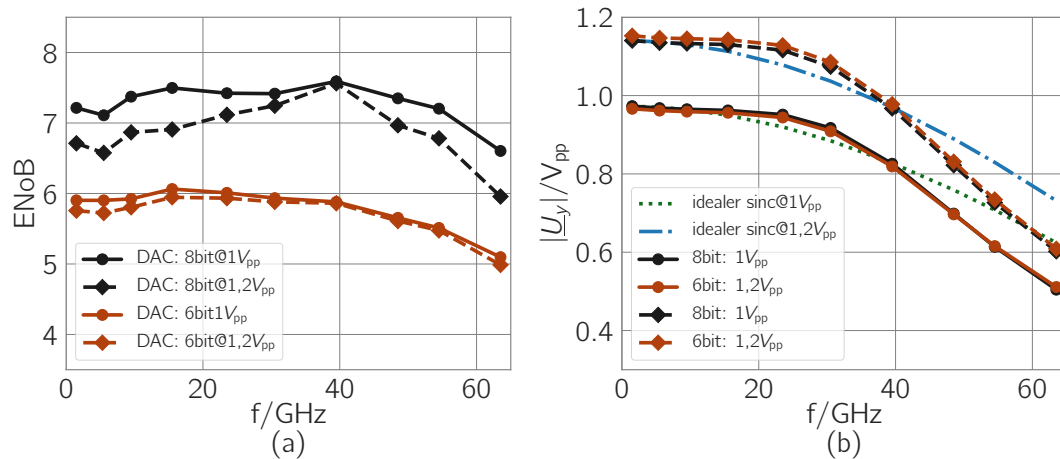


Abbildung 6.15: Simulation der effektiven Auflösung des AMUX (a) und der Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltons (b) für Abtastraten von 128 GS/s und bei Ansteuerung mit 8-bit bzw. 6-bit DAC-Signalen mit einem Spannungshub von jeweils 1 V_{pp} bzw. 1,2 V_{pp}.

gangssignale ist der Unterschied in den ENoB-Verläufen zwischen den Spannungshüben der Eingangssignale deutlicher. Die maximale Differenz im ENoB für den erhöhten Spannungshub von 1,2 V_{pp} im Vergleich zu 1 V_{pp} liegt bei 0,7 bit bei einer Signalfrequenz von 63,5 GHz. Der Verlust an effektiver Auflösung bei Erhöhung des Spannungshubes der Eingangssignale entsteht aufgrund des sinkenden Auslenkungsverhältnisses K_k in der Kernschaltung und des Ausgangsverstärkers. Alle Teilschaltungen der Kernschaltung und des Ausgangsverstärkers verlieren an Linearität für ein sinkendes Auslenkungsverhältnisses K_k (vgl. Abschnitt 4.2). Das Ziel des Gemini-Projektes, in dessen Zusammenhang die AMUX-Variante 2 entwickelte wurde, ist die Ansteuerung mit 6-bit Eingangssignalen und maximalen Spannungshüben der Eingangssignale von 1,2 V_{pp}. Diese Ergebnisse zeigen, dass die AMUX-Variante 2 eine ausreichend hohe effektive Auflösung besitzt um 6-bit Eingangssignale zu übertragen. Der Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltones in Abbildung 6.15b zeigt keine Abhängigkeit von der Auflösung der Eingangssignale. Bei Variation des Spannungshubes der Eingangssignale skaliert sich der Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltones des AMUX entsprechend. Ansonsten weisen die Verläufe das gleiche Verhalten über der Frequenz auf. Im Vergleich zu den idealen Sinc-Aperturfunktionen verliert die AMUX-Variante 2 für hohe Signalfrequenzen in etwa 18% an Signalamplitude.

Abbildung 6.16 zeigt analog zu Abbildung 6.7 die charakteristischen ENoB-Verläufe der Nichtidealitäten aus Kapitel 3 für die AMUX-Variante 2 und einer Abtastrate von 100 GS/s. Die jeweiligen Fehlanpassungen sind entsprechend den Fehlanpassungen der Simulation der AMUX-Variante 1 und den Fehlanpassungen der Messungen beider AMUX-Varianten in Abbildung 6.28 gewählt. In Abbildung 6.16a ist die t-Typ ENoB-Charakteristik aufgrund einer Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} = 6\%$ und

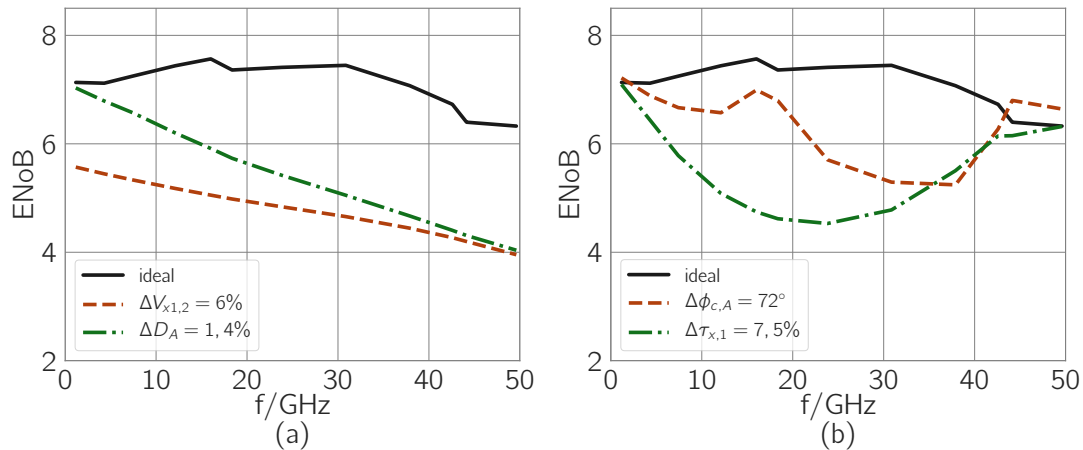


Abbildung 6.16: Simulation der Auswirkung der Nichtidealitäten auf den effektiven Auflösung des AMUX für eine Abtastrate von 100 GS/s.

die d-Typ ENoB-Charakteristik aufgrund eines Tastgradfehlers von $\Delta D_A = 1,4\%$ am Takt-Eingang der Kernschaltung aufgetragen. Zusätzlich ist eine Referenzkurve für die kalibrierte AMUX-Variante 2 aufgetragen. Die Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} = 6\%$ ist durch Absenkung des Spannungshubes des Eingangssignals $x_2(t)$ um 6% (von $1 V_{pp}$ auf $0,94 V_{pp}$) realisiert. Wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben, kann eine Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung zum Beispiel durch Toleranzschwankungen der Emittergegenkopplungswiderstände der Transadmittanzstufen der Kernschaltung oder durch Toleranzen im Ausgangshub der ansteuernden DACs entstehen. Der resultierende ENoB-Verlauf weist eine eindeutige t-Typ ENoB-Charakteristik auf. Um Fehlanpassungen der Signalpfadverstärkung aufgrund von Toleranzschwankungen der Emittergegenkopplungswiderstände der Transadmittanzstufen der Kernschaltung zu vermeiden, wurden Widerstandsflächen von $25,48 \mu\text{m}^2$ gewählt. Dadurch liegt die Standardabweichung der Fehlanpassung (*engl. one-sigma mismatch*) bei etwa $\sigma\left(\frac{\Delta R}{R}\right) > 0,5\%$. Um Abweichungen der Widerstandswerte durch Temperaturgradienten auf dem Chip zu vermeiden, wird wie für die AMUX-Variante 1 ein thermisch symmetrisches Layout der AMUX-Variante 2 gewählt. Die Emittergegenkopplungswiderstände der Transadmittanzstufen beider Signalpfade werden entlang Isothermen platziert. Der Tastgradfehler von $\Delta D_A = 1,4\%$ wird durch eine dc-Offsetspannung von 6,2 mV am Takt-Eingang des Taktpfades der AMUX-Variante 2 erzeugt. Durch die dc-Spannungsverstärkung des Taktpfades entsteht eine dc-Offsetspannung von 24,8 mV am Takt-Eingang der Kernschaltung. Wie in [38] geschrieben, können Tastgradfehler durch unterschiedliche Arten von Asymmetrien (single-ended Ansteuerung, Bonddrähte, Layout, ...) oder Nichtidealitäten (Einkopplungen in die Spannungsversorgung, Gleichanteile der Signalquelle, ...) entstehen. Der resultierende ENoB-Verlauf aufgrund eines Tastgradfehlers von $\Delta D_A = 1,4\%$ weist eine eindeutige d-Typ ENoB-Charakteristik auf. In Abbildung 6.16b ist die Sonderform der b-Typ ENoB-Charakteristik aufgrund einer Fehlanpassung des Takt-zu-Signal-Timings

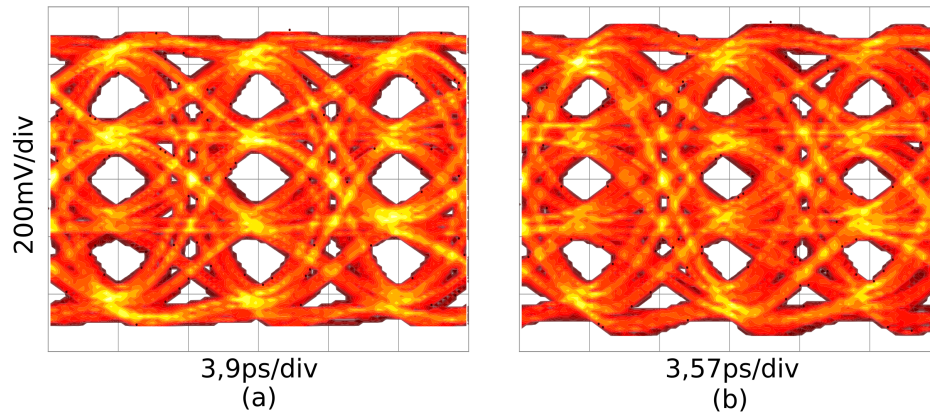


Abbildung 6.17: Differenziell simulierte PAM-4-Augendiagramme 128 GBd mit einer Abtastrate von 128 GS/s (a) und 140 GBd mit einer Abtastrate von 140 GS/s (b).

von $\Delta\phi_{c,A} = 72^\circ$ und die b-Typ ENoB-Charakteristik aufgrund einer Fehlanpassung des Signal-zu-Signal-Timings von $\Delta\tau_{x1} = 7,5\%$ aufgetragen. Die Fehlanpassung des Takt-zu-Signal-Timings von $\Delta\phi_{c,A} = 72^\circ$ wird durch die Verschiebung der Startphase der sinusförmigen Taktsignalquelle erzeugt. Die zusätzliche Phasenverschiebung von $\Delta\phi_{c,A} = 72^\circ$ entspricht für die Taktfrequenz von 50 GHz einer Zeitverzögerung von 4 ps. Der resultierende ENoB-Verlauf weist die Sonderform der b-Typ ENoB-Charakteristik auf. Bei der Sonderform der b-Typ ENoB-Charakteristik liegt das Minimum des ENoB-Verlaufs nicht in der Mitte des Ausgangsfrequenzbereichs, sondern ist zu höheren Frequenzen hin verschoben. Die Ursache der Verschiebung des Minimums ist in Abschnitt 3.2.1 erklärt. Die Fehlanpassung des Signal-zu-Signal-Timings von $\Delta\tau_{x1} = 7,5\%$ wird durch die Zeitverzögerung des Eingangssignals $x_1(t)$ um $\Delta t_{x1} = 1,5$ ps. Der resultierende ENoB-Verlauf weist die b-Typ ENoB-Charakteristik auf. Wie in Abschnitt 3.2.1 und in Abschnitt 3.2.2 erklärt ist das Timing zwischen den Eingangssignalen und dem Taktsignal in einem unkalibrierten AMUX-DAC-Aufbau zunächst arbiträr. Die zusätzliche Phasenverschiebung des Taktsignals liegt zwischen $\Delta\phi_{c,A} = \pm 180^\circ$ und die zusätzliche Zeitverzögerung liegt zwischen den Eingangssignalen bei $\Delta t_{x1,2} = \pm \frac{T_{s,D}}{2}$. Wie die Messungen der realisierten AMUX-Variante 2 zeigen (vgl. Abbildung 6.28c,d), muss das Timing zwischen den Signalen, der Tastgradfehler des Taktsignals und die Signalpfadverstärkung mit Hilfe der Kalibrationsroutinen aus Kapitel 5 kalibriert werden, um eine optimierte effektive Auflösung des AMUX-DAC-Aufbaus zu erhalten.

Abbildung 6.17 zeigt die Augendiagramme einer PAM4 Pulsamplitudenmodulation bei Baud- und Abtastraten von 128 GBd/GS/s (a) und 140 GBd/GS/s. Beide Augendiagramme weisen deutliche vertikale und horizontale Augenöffnungen auf. Die Augenöffnungen sind für 140 GBd/GS/s kleiner als für 128 GBd/GS/s. Für Symbolwechsel mit hoher Frequenz erreicht die Ausgangsspannung der AMUX-Variante 2 für die Abtastrate von 140 GS/s nicht mehr vollständig den statischen Pegel. Dadurch verringern sich die vertikale und horizontale Augenöffnung im Vergleich zu der Abtastrate von 128 GS/s.

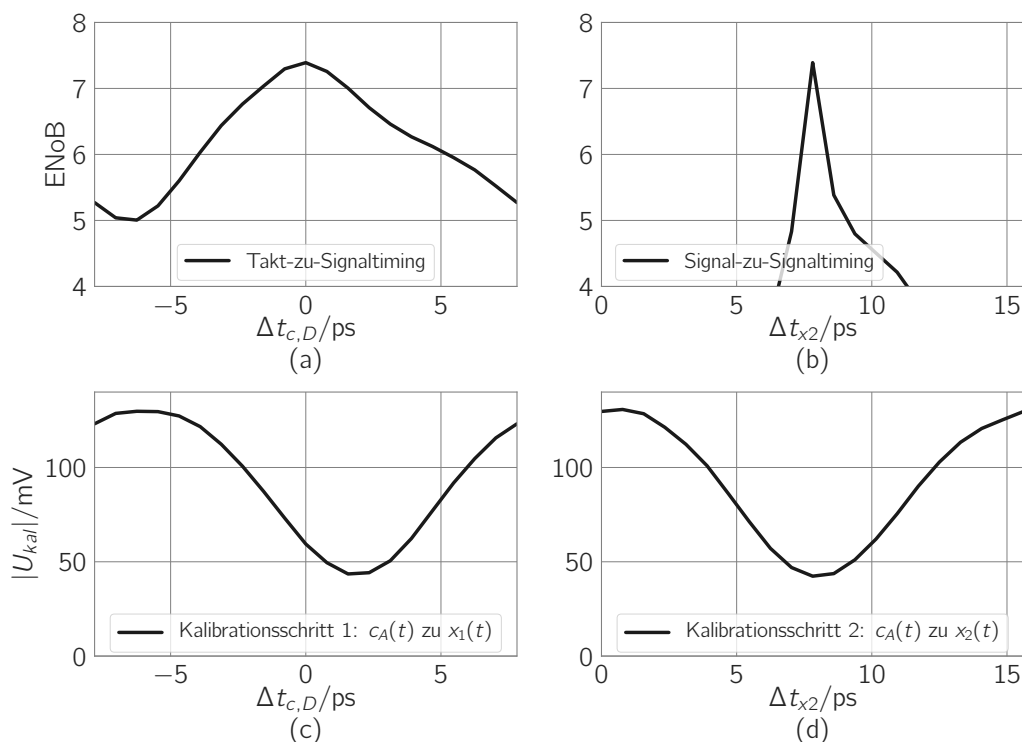


Abbildung 6.18: ENoB der AMUX-Variante 2 in Abhängigkeit des Takt-zu-Signal-Timing (a) und des Signal-zu-Signal-Timing (b) bei Ansteuerung mit $x_{1,2}(t)$. Betrag der Kalibrationsspannung $|U_{kal}|$ für die Einstellung des Timings zwischen dem Taktsignal und dem Eingangssignal $x_1(t)$ (c) und für die Einstellung des Timings zwischen dem Taktsignal und dem Eingangssignal $x_2(t)$ (d).

In Abbildung 6.18 sind Simulationsergebnisse der Spitzenwert-Detektorschaltung für, das in Abschnitt 4.4 vorgestellte, rudimentäre Kalibrationsverfahren für eine Abtastrate von 128 GS/s gezeigt. Die Ergebnisse entsprechen qualitativ den Ergebnissen aus Abbildung 4.34 für eine Spitzenwert-Detektorschaltung in ST-Microelectronics und einer Abtastrate von 100 GS/s. In Abbildung 6.18a,b ist der ENoB der AMUX-Variante 2 für das Takt-zu-Signal-Timing und das Signal-zu-Signal-Timing bei Ansteuerung des AMUX mit $x_{1,2}(t)$ gezeigt. Das ideale Takt-zu-Signal-Timing bezüglich des ENoB liegt bei einer Verzögerung der Taktsignale der DACs von $\Delta t_{c,D} = 0$ ps. Das ideale Signal-zu-Signal-Timing bezüglich des ENoB liegt bei einer Verzögerung zwischen den Eingangssignalen $x_{1,2}(t)$ von $\Delta t_{x2} = T_{s,D}/2 = 7,8125$ ps. Diese Zeitverzögerung entspricht der in Abschnitt 2.2 hergeleiteten Zeitverzögerung zwischen den Eingangssignalen für eine ideale AMUX-Funktion. Für den ersten Kalibrationsschritt wird das Timing zwischen dem Taktsignal $c_{M1}(t)$ und dem Eingangssignal $x_1(t)$ eingestellt (vgl. Abbildung 6.18c). Das Eingangssignal $x_2(t)$ wird im ersten Kalibrationsschritt zu null gesetzt. Das gesuchte Minimum des Betrages der Kalibrationsspannung U_{kal} liegt bei $\Delta t_{c,D} \approx 1,56$ ps und liegt damit nicht beim idealen Takt-zu-Signal-Timing von $\Delta t_{c,D} = 0$ ps. Das Kalibra-

tionsverfahren beruht auf der Detektierung der Amplitude der Signaltöne $\underline{s}_{1l}^{b,i}$ und der Residualtöne $r_{1u}^{b,i}$ in den ersten beiden Nyquistbändern des Dummy-Ausgangssignals der Kernschaltung. Durch dynamische Effekte, wie zum Beispiel Stromüberhöhungseffekte, und nichtlineare Effekte in der Schaltung können zusätzlich Frequenzanteile Einfluss auf den Spitzenwert des Ausgangssignals und des Dummy-Ausgangssignals besitzen. Dies kann zu der Differenz in der detektierten Zeitverzögerung $\Delta t_{c,D}$ zwischen dem idealen Takt-zu-Signal-Timing und dem Minimum des Betrages der Kalibrationsspannung U_{kal} führen. Für den zweiten Kalibrationsschritt wird, wie in Abschnitt 4.4 erläutert, das Timing zwischen dem Taktsignal $c_{M2}(t)$ und dem Eingangssignal $x_2(t)$ eingestellt (vgl. Abbildung 6.18d). Dazu wird das Eingangssignal $x_2(t)$ um die zusätzliche Verzögerung Δt_{x2} verzögert; die Verzögerung der Taktsignale der DACs wird auf das gefundene Minimum des ersten Kalibrationsschrittes $\Delta t_{c,D} = 1,56$ ps eingestellt. Das Eingangssignal $x_1(t)$ wird im zweiten Kalibrationsschritt zu null gesetzt. Das gesuchte Minimum des Betrages der Kalibrationsspannung U_{kal} liegt bei $\Delta t_{x2} \approx 7,821\,25$ ps und liegt damit beim idealen Signal-zu-Signal-Timing von $\Delta t_{x2} = T_{s,D}/2 = 7,8125$ ps. Das, durch das rudimentäre Kalibrationsverfahren gefundene Timing, weicht zwar von dem idealen Timing von dem idealen Takt-zu-Signal-Timing ab, bildet jedoch eine gute Ausgangslage für die Kalibrationsroutine aus Kapitel 5 zur Feinjustage und Optimierung des ENoB.

Die Simulation der AMUX-Variante 2 zeigen eine Bandbreite der Daten-Kanäle von 108 GHz und eine Bandbreite des Takt-Kanals von 85 GHz. Dadurch ist die AMUX-Variante 2 in der Simulation in der Lage Ausgangssignale mit Abtastraten von bis zu 140 GS/s zu erzeugen. Die effektive Auflösung der AMUX-Variante 2 liegt für eine 8-bit DAC-Ansteuerung zwischen 7,2 bit und 6 bit und für eine 6-bit DAC-Ansteuerung zwischen 5,9 bit und 5 bit. Der maximale Spannungshub der AMUX-Variante 2 liegt bei $1,2 V_{pp}$ und die Gesamt-Spannungsverstärkung bei etwa $V_u = 0,98$.

6.4 Messergebnisse

Im vorliegenden Abschnitt werden Messergebnisse der AMUX-Variante 1 und 2 vorgestellt. Für die Verifizierung der Entwicklungsschritte und des im Rahmen der Arbeit hergeleiteten funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells ist die Optimierung der effektiven Auflösung und des Amplitudenverlaufs des Gesamt-Signaltones von Bedeutung. Weitere Kenngrößen wie Bandbreite der analogen Signalfade, die Bandbreite des Taktpfades und die Qualität der Augendiagramme am Daten-Ausgang sind ebenfalls von Interesse.

Abbildung 6.19 zeigt jeweils den Aufbau einer AMUX-Schaltung der AMUX-Variante 1 (a) und der AMUX-Variante 2 (c) in einem Modul. Die integrierte Schaltung der AMUX-Variante 1 und 2 sind jeweils in Aussparungen einer Teflon-Leiterplatte geklebt, welche wiederum auf einen Messingsockel mit 1,85 mm Steckern platziert ist. In Abbildung 6.19 sind die gebondeten Chips der AMUX-Variante 1 (b) und der AMUX-Variante

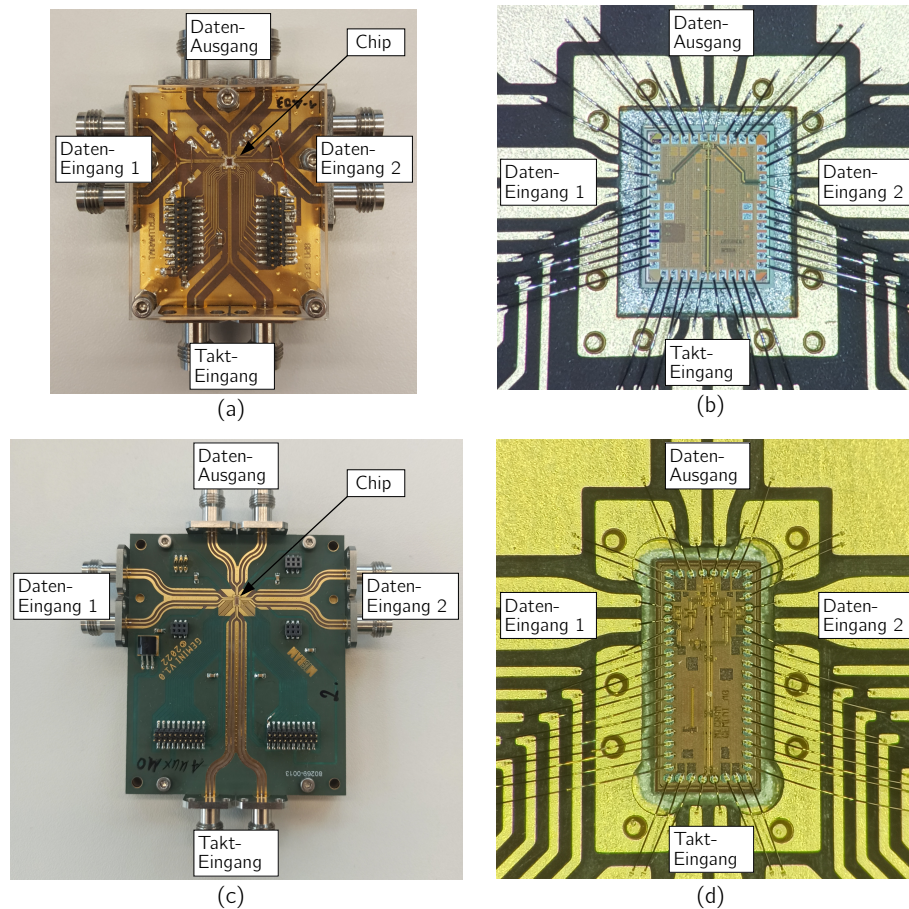


Abbildung 6.19: Aufbau der AMUX-Varianten 1 (a) und AMUX-Variante 2 (c) in einem Modul und gebondeter Chip der AMUX-Variante 1 (b) und der AMUX-Variante 2 (d).

2 (d) gezeigt. Die Signalschnittstellen aller Ein- und Ausgänge des Chips sind mit Bonddrähten mit den Übertragungsleitungen auf der Teflon-Leiterplatte verbunden. Zusätzlich sind die Bondpads der Einstellgrößen, sowie der Versorgungsspannung und der Masse über Bonddrähte mit der Teflon-Leiterplatte verbunden. Die Bonddrähte der GS-SG-Schnittstellen der differentiellen Ein- und Ausgänge sind im Verhältnis zu den anderen Bonddrähten besonders kurz gewählt, um die parasitären Bonddrahtinduktivität zu reduzieren und damit den Einfluss der Bonddrähte auf die Übertragung der Ein- und Ausgangssignale zu minimieren.

Die Module der AMUX-Variante 1 besitzen passend zu der Simulation eine Stromaufnahme von 380 mA bei einer Versorgungsspannung von $-5,7\text{ V}$. Dies entspricht einer Leistungsaufnahme von etwa 2,17 W. Die AMUX-Variante 2 besitzt aufgrund der Verwendung von Bipolar- und CMOS-Transistoren zwei Versorgungsspannungen. Die Versorgungsspannung $U_{ee} = -5,5\text{ V}$ für den bipolaren Schaltungsteil und $U_{eed} = -2,5\text{ V}$

für den CMOS-Schaltungsteil. Die einzige Ausnahme betrifft die XOR-Zelle, welche mit Bipolar-Transistoren realisiert ist, jedoch an der Spannungsversorgung U_{eed} liegt. Die Simulation der AMUX-Variante 2 ergibt eine Stromaufnahme der Spannungsversorgung U_{ee} von 648 mA und der Spannungsversorgung U_{eed} von 35 mA. Dies entspricht einer Gesamtleistungsaufnahme von 3,65 W. Die aufgebauten Module der AMUX-Variante 2 weisen jedoch das Problem auf, dass die Spannungsversorgungen U_{ee} und U_{eed} nicht voneinander getrennt über Labornetzteile eingestellt werden können. Widerstandsmessungen zwischen den Versorgungsnetzen weisen bei allen aufgebauten Modulen einen ohmschen Widerstand von etwa $8,7\ \Omega$ auf. Die Ursache dieses Problems konnte im Rahmen der Arbeit nicht eindeutig identifiziert werden, jedoch wird ein Fehler beim Layout der n-Wannen der CMOS-Transistoren in einer Zelle des ATB-Busses vermutet. Um die Module trotzdem in Betrieb nehmen zu können, wird parallel zu dem Labornetzteil, welches die Spannung U_{eed} liefert, ein Leistungswiderstand von $8\ \Omega$ geschaltet. Durch diesen parallelgeschalteten Widerstand lassen sich die Versorgungsspannung auf die gewünschten Werte $U_{ee} = -5,5\ \text{V}$ und $-2,5\ \text{V}$ einstellen. Durch diesen Aufbau steigt die Gesamtstromaufnahme von 683 mA auf 1,03 mA. Die zusätzliche Stromaufnahme von 347 mA entspricht in erster Näherung der Potentialdifferenz $-2,5\ \text{V} - (-5,5\ \text{V}) = 3\ \text{V}$ zwischen den beiden Betriebsspannungen geteilt durch den Widerstand zwischen den beiden Betriebsspannungen von etwa $8,7\ \Omega$. Die Leistungsaufnahme liegt dadurch bei insgesamt 4,7 W, was einer Steigerung von 28,8% entspricht. Die Funktionsweise des bipolaren Schaltungsteils ist trotz der zusätzlichen Stromaufnahme gegeben. Der ATB-Bus, welcher zur Einsparung von Bondpads integriert wurde, weist keine Reaktion bei Ansteuerung der verschiedenen Messsignale auf. Über den ATB-Bus sollten die dc-Offsetspannungen im Taktpfad, am Eingang und Ausgang des Ausgangsverstärkers und am Ausgang der Spitzenwert-Detektor-Schaltung messbar sein. Zusätzlich sollte über den ATB-Bus die Temperatur auf dem Chip über eine PTAT-Schaltung (engl. *proportional to absolute temperature*) bestimmt werden. Diese Messooptionen sind durch die Fehlfunktion des ATB-Busses nicht möglich, wodurch die Optimierung der effektiven Auflösung bezüglich des Tastgradfehlers erschwert wird (vgl. Kapitel 5). Zusätzlich kann die in Abschnitt 4.4 vorgestellte Spitzenwert-Detektor-Schaltung nicht verifiziert und charakterisiert werden.

6.4.1 Charakterisierung der Daten-Kanäle und des Takt-Kanals

Im Folgenden Abschnitt werden die Messungen der Gegentakt-Kleinsignalparameter (auch Modenkonzentrations-Parameter genannt) der Daten-Kanäle und des Takt-Kanals der beiden AMUX-Varianten besprochen. Die Definition der Gegentakt-Kleinsignalparameter erfolgt analog zu [47, 66] in Anhang D.1. Eine vergleichbare Definition modaler Streuparameter findet sich in [67, 68]. Zur Messung der Gegentakt-Kleinsignalparameter wird jede differentielle Signalschnittstelle der AMUX-Schaltung als Tor-Paar zusammengefasst. Der differentielle Takt-Eingang der AMUX-Schaltung wird als Tor-Paar 1, der differentielle Daten-Eingang 1 als Tor-Paar 2, der differentielle Daten-Eingang 2 als Tor-Paar 3 und der differentielle Daten-Ausgang als Tor-Paar 4 definiert. Die Messungen der

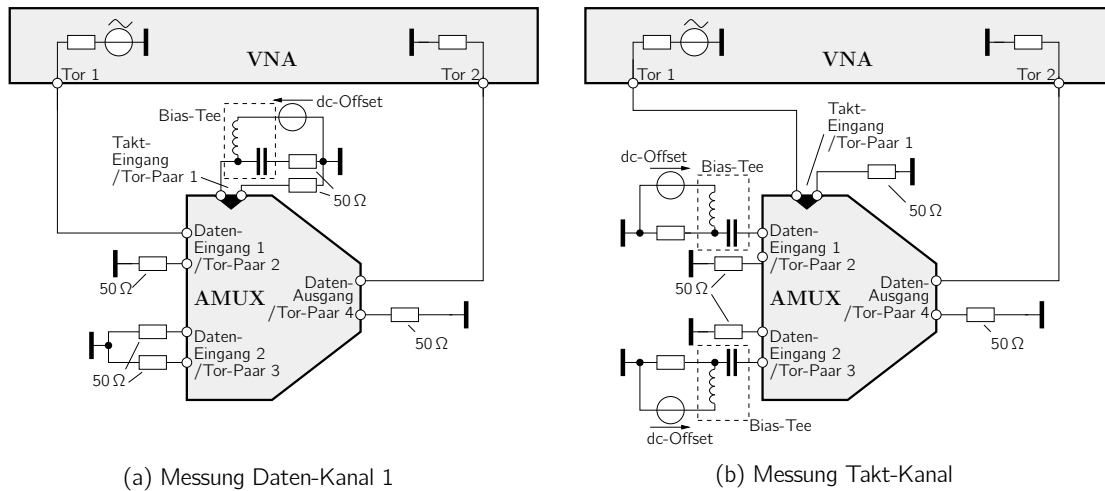


Abbildung 6.20: Aufbau zur Messung des Übertragungsverhaltens der Daten-Kanäle und des Takt-Kanals.

Gegentakt-Kleinsignalparameter dienen der Interpretation der erreichbaren effektiven Auflösung und der erreichbaren Abtast- und Baud-Raten der beiden AMUX-Varianten. Abbildung 6.20a zeigt beispielhaft den Messaufbau zur Charakterisierung des Daten-Kanals 1 mit Hilfe der Bestimmung des Gegenteil-Kleinsignalparameters \underline{M}_{42}^- . Die Messungen werden mit einem VNA (vektorieller Netzwerkanalysator) *E8361A* von Keysight Technologies durchgeführt. Der VNA besitzt zwei Tore mit einer Bandbreite von 10 MHz bis 67 GHz. Zur Bestimmung von \underline{M}_{42}^- wird der Streuparameter von jedem der Tore des Tor-Paares 2 zu jedem der Tore des Tor-Paares 4 gemessen. Die Berechnung von \underline{M}_{42}^- erfolgt analog zu Gleichung D.2. Die nicht gemessenen Tore der beiden Tor-Paare werden mit $50\ \Omega$ Widerständen bzw. 20 dB-Dämpfungsglieder abgeschlossen. Die Tor-Paare 1 (Takt-Eingang) und 3 (Daten-Eingang 2) werden ebenfalls mit $50\ \Omega$ Widerständen bzw. 20 dB-Dämpfungsglieder abgeschlossen. An einem Tor des Tor-Paares 1 (Takt-Eingang) wird mit Hilfe eines externen Bias-Tees eine dc-Offsetspannung von etwa 380 mV in den Taktpfad des AMUX eingebracht. Diese dc-Offsetspannung und die dc-Spannungsverstärkung des Taktpfades führt zu einem statischen Auslenken der Stromschalter der SEL der Kernschaltung. Je nach Wahl des Tores des Tor-Paares 1 an dem die dc-Offsetspannung eingepreßt wird, wird entweder der Daten-Kanal 1 oder der Daten-Kanal 2 statisch auf den Daten-Ausgang des AMUX geschaltet. Damit können die Übertragungsfunktionen des Daten-Kanals 1 und 2 mit Hilfe der Gegenteil-Kleinsignalparameter \underline{M}_{42}^- und \underline{M}_{43}^- gemessen werden.

Zur Bestimmung des Takt-Kanals wird der Gegenteil-Kleinsignalparameter \underline{M}_{41}^- mit Hilfe des Messaufbaus in Abbildung 6.20b bestimmt. Dazu wird das Tor 1 des VNA abwechselnd an die Tore des Tor-Paares 1 angeschlossen. Das ungenutzte Tor des Tor-Paares 1 wird mit $50\ \Omega$ oder einem 20 dB-Dämpfungsgliedes abgeschlossen. Die Tor-Paare 2 (Daten-Eingang 1) und 3 (Daten-Eingang 2) werden entweder direkt oder über Bias-Tees abgeschlossen. Mit Hilfe der beiden Bias-Tees werden dc-Offsetspannung von 500 mV mit

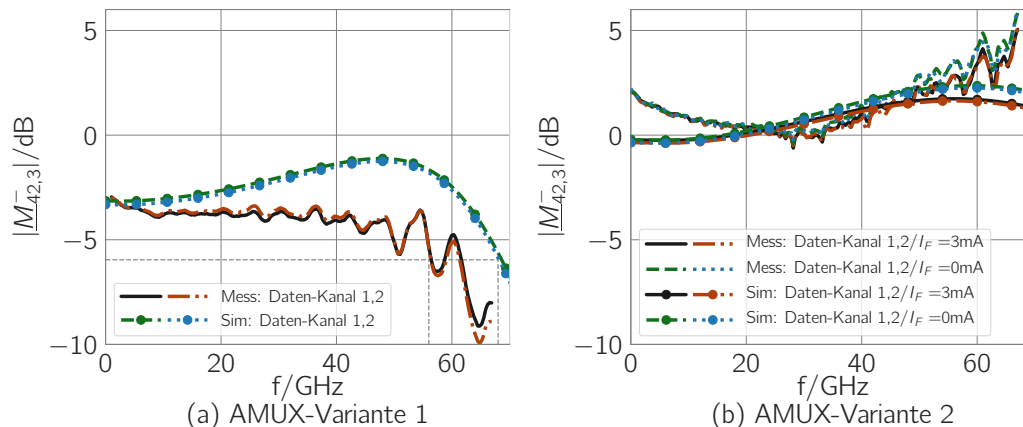


Abbildung 6.21: Aufbau zur Messung des Übertragungsverhaltens der Daten-Kanäle und des Takt-Kanals.

unterschiedlicher Polarität an den Daten-Eingängen eingepreßt. Diese dc-Offsetspannungen führen zu einem statischen Auslenken der Transadmittanzstufen der Kernschaltung des AMUX. Durch die Polarität der dc-Offsetspannungen besitzen die statischen Ausgangsströme der Transadmittanzstufen ebenfalls eine entgegengesetzte Polarität. Durch diese entgegengesetzte Polarität schaltet der AMUX mit der Taktfrequenz alternierend zwischen zwei statischen Ausgangsspannungen. Mit Hilfe dieser Ansteuerung wird das Taktsignal über die SEL der Kernschaltung auf den Daten-Ausgang des AMUX gegeben. Zur Bestimmung von \underline{M}_{41}^- wird der Streuparameter von jedem der Tore des Tor-Paares 1 zu jedem der Tore des Tor-Paares 4 gemessen. Die Berechnung von \underline{M}_{41}^- erfolgt analog zu Gleichung D.2.

In Abbildung 6.21 sind die gemessenen und simulierten Gegentakt-Kleinsignalparameter \underline{M}_{42}^- und \underline{M}_{43}^- für AMUX-Variante 1 (a) und AMUX-Variante 2 (b) aufgetragen. Die Messung der AMUX-Variante 1 zeigt eine gute Übereinstimmung der beiden Daten-Kanäle. Bis zur 3dB-Grenzfrequenz von 56 GHz liegt die maximale Abweichung des Übertragungsverhaltens der Daten-Kanäle bei 0,3 dB bei einer Frequenz von etwa 26 GHz. Diese Abweichung entspricht einer Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} \approx 3,5\%$. Diese frequenzabhängige Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung kann, wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben, zu einem Verlust an effektiver Auflösung führen. Die frequenzabhängige Fehlanpassung kann durch Anpassung des Ausgangshubes der DACs kompensiert werden (vgl. Kapitel 5). Durch parasitäre Elemente der RF-Steckverbindungen und der Bonddrahtstruktur der aufgebauten AMUX-Schaltung entstehen ab einer Frequenz etwa 50 GHz Mehrfachreflexionen, welche sich in der Welligkeit der Übertragungsfunktion widerspiegeln. Diese Mehrfachreflexionen reduzieren potentiell die 3dB-Grenzfrequenz der Daten-Kanäle. Die gemessenen Gegentakt-Kleinsignalparameter weisen im Vergleich zur Simulation eine abfallende Neigung für steigende Frequenzen auf. Die Ursache dieses Abfalls konnte im Rahmen der Arbeit nicht gefunden werden. Die Untersuchung von Teststrukturen der Aufbautechnik zeigen, dass dieser Abfall weder auf

die Dämpfung der Übertragungsleitungen auf dem Teflon-Substrat noch auf die Bonddrahtstruktur zurück zu führen ist. Damit bleiben als mögliche Ursachen Dämpfungen auf den Übertragungsleitungen auf dem Chip oder einen nicht in dem Transistormodell beinhalteten Übertragungseffekt. Die simulierten Gegentakt-Kleinsignalparameter zeigen einen ähnlichen Übertragungsverlauf, jedoch ohne diese abfallende Neigung für steigende Frequenzen. Dadurch erreichen die Daten-Kanäle in der Simulation eine 3dB-Grenzfrequenz von 68 GHz.

In Abbildung 6.21b sind die Gegentakt-Kleinsignalparameter \underline{M}_{42}^- und \underline{M}_{43}^- für AMUX-Variante 2 für einen Arbeitspunktstrom $I_F = 3\text{ mA}$ und 0 mA des RC-Filters im Ausgangsverstärker aufgetragen. Für den Arbeitspunktstrom $I_F = 3\text{ mA}$ im Vergleich zu $I_F = 0\text{ mA}$ bewirkt der RC-Filter ein Senkung des Überhöhungseffektes des Ausgangsverstärkers ab einer Signalfrequenz von etwa 30 GHz. Dies entspricht in erster Näherung dem Verhalten der Simulation des Ausgangsverstärkers in Abbildung 6.13. Die Simulation der Daten-Kanäle bei Variation des Arbeitspunktstromes I_F des RC-Filters zeigt ein entsprechendes Verhalten. Mit Hilfe des RC-Filters kann demnach der Überhöhungseffekt des Ausgangsverstärkers wie gewünscht angepasst werden. Die Messung der Daten-Kanäle der AMUX-Variante 2 in Abbildung 6.21b zeigt eine gute Übereinstimmung der beiden Daten-Kanäle. Die maximale Abweichung der Gegentakt-Kleinsignalparameter der beiden Daten-Kanäle liegt bei 0,3 dB. Diese Abweichung entspricht einer Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} \approx 3,5\%$. Die frequenzabhängige Fehlanpassung kann durch Anpassung des Ausgangshubes der DACs kompensiert werden (vgl. Kapitel 5). Die Bandbreite des VNA reicht nicht aus um die 3dB-Grenzfrequenz der Daten-Kanäle zu bestimmen und liegt somit bei $> 67\text{ GHz}$. Die 3dB-Grenzfrequenz der Simulation liegt bei 108 GHz. Die Messung und die Simulation der Gegentakt-Kleinsignalparameter weichen für niedrigere Frequenzen deutlich voneinander ab. Die gemessenen Gegentakt-Kleinsignalparameter beginnen bei einem Wert von 2 dB, während die simulierten Gegentakt-Kleinsignalparameter bei einem Wert von $-0,26\text{ dB}$ beginnen. Der Anstieg der Signalpfadverstärkung der Messung gegenüber der Simulation für niedrige Frequenzen entspricht etwa 20%. Diese Differenz der Signalpfadverstärkung für niedrige Frequenzen zwischen Simulation und Messung zeigt sich analog bei den Ergebnissen für die Gesamt-Signalamplituden bei DAC-Ansteuerung in Abschnitt 6.4.2. Der Grund für die erhöhte Signalpfadverstärkung konnte im Rahmen der Arbeit nicht geklärt oder in der Simulation nachmodelliert werden. Toleranzschwankungen der Widerstände sowie Temperaturabhängigkeiten der Widerstände liegen nicht in einer Größenordnung um eine Abweichung der Signalpfadverstärkung von 20% für niedrige Frequenzen zu erzeugen. Es liegt Nahe, die Ursache dieser Abweichung in einen Zusammenhang mit der zusätzlichen Leistungsaufnahme zu bringen. Jedoch konnte die genaue Ursache der Steigerung der Signalpfadverstärkung nicht exakt determiniert werden.

Die Bandbreite der Daten-Kanäle der AMUX-Variante 1 reicht aus, um das erste und zweite Nyquistband für Eingangssignale bis etwa 60 GS/s zu übertragen. Die Bandbreite der Daten-Kanäle der AMUX-Variante 2 erlaubt die Übertragung des ersten und zweiten Nyquistbandes von Eingangssignalen mit Abtastraten bis $> 67\text{ GHz}$. Die Übertragung des ersten und zweiten Nyquistband ist für die AMUX-Funktion, wie in Ab-

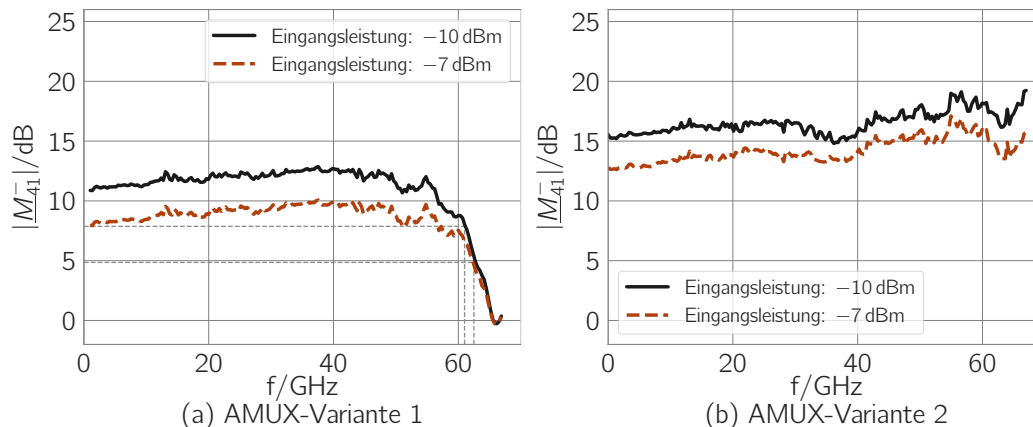


Abbildung 6.22: Aufbau zur Messung des Übertragungsverhaltens der Daten-Kanäle und des Takt-Kanals.

schnitt 2.2 gezeigt, von grundlegender Bedeutung. Die Bandbreite der Daten-Kanäle der AMUX-Variante 1 erlauben somit Abtastraten des AMUX von bis zu 120 GS/s und die der AMUX-Variante 2 von $> 134\text{ GS/s}$.

In Abbildung 6.22 sind die gemessenen Gegentakt-Kleinsignalparameter \underline{M}_{41}^- für AMUX-Variante 1 (a) und AMUX-Variante 2 (b) aufgetragen. Der Gegentakt-Kleinsignalparameter \underline{M}_{41}^- wird zur Charakterisierung des Takt-Kanals gemessen. Der Startwert des Gegentakt-Kleinsignalparameters \underline{M}_{41}^- ist abhängig von der Leistung des Eingangssignals sowie von dem Ausgangshub der AMUX-Variante. Für AMUX-Variante 1 startet \underline{M}_{41}^- für eine Signalleistung von -10 dBm bzw. -7 dBm des VNA's und einem Ausgangshub von etwa $700\text{ mV}_{\text{pp}}$ bei etwa 11 dB bzw. 8 dB . Dabei erreicht das Taktsignal eine 3dB -Grenzfrequenz von etwa 62 GHz bzw. 64 GHz . Für niedrigere Leistung des Eingangssignals fällt die 3dB -Grenzfrequenz unter 60 GHz . Für höhere Leistung des Eingangssignals steigt die 3dB -Grenzfrequenz des Takt-Kanals der AMUX-Variante 1 nicht weiter an. Dies spricht dafür, dass die Grenzfrequenz des Takt-Eingangs der P-AMUX-Kernschaltung bei etwa 60 GHz liegt. Durch die begrenzte Bandbreite dieser Schnittstelle erhöht sich die Eingangsspannung des Taktsignals auch bei Vergrößerung der Eingangsleistung am Takt-Eingang der Verstärkerkette nicht weiter. Dieses Ergebnis passt mit der maximal erreichbaren und gemessenen Baud-Rate einer PAM-4-Modulation der AMUX-Variante 1 in Abbildung 6.31b zusammen. Die Simulation der 3dB -Grenzfrequenz des Takt-Kanals der AMUX-Variante 1 (vgl. Abbildung 6.5b) liegt bei 67 GHz und passt in erster Näherung zu der, mit dem VNA bestimmten, Grenzfrequenz. Die Messergebnisse bestätigen den Nachteil der gewählten Gesamt-Schaltungstopologie der AMUX-Variante 1 (des P-AMUX), nämlich die limitierte Bandbreite der Takt-Eingangsschnittstelle der SEL der Kernschaltung (vgl. Abschnitt 4.3.2).

Für AMUX-Variante 2 startet \underline{M}_{41}^- für eine Signalleistung von -10 dBm bzw. -7 dBm des VNA und einem Ausgangshub von etwa $1,2\text{ V}_{\text{pp}}$ bei etwa 15 dB bzw. $12,8\text{ dB}$. Die Bandbreite des VNA von 67 GHz reicht nicht aus um die 3dB -Grenzfrequenz des Takt-

Kanals der AMUX-Variante 2 zu messen. Damit liegt die Bandbreite des Takt-Kanals der AMUX-Variante 2 bei > 67 GHz. Der Takt-Kanal erlaubt somit Taktfrequenzen von > 67 GHz und dem entsprechend Abtastraten von > 134 GS/s. Die Simulation der 3dB-Grenzfrequenz des Takt-Kanals der AMUX-Variante 2 (vgl. Abbildung 6.14b) liegt bei 85 GHz. Die Realisierung der AMUX-Variante 2 mit Hilfe der Gesamt-Schaltungstopologie der AMUX-Kernschaltung mit einem linearen Ausgangsverstärker ermöglicht, wie in Abschnitt 4.3.2 beschrieben, die Erhöhung der Bandbreite des Takt-Eingangsschnittstelle der Kernschaltung im Vergleich zur Schaltungstopologie des P-AMUX. Dadurch ermöglicht die Schaltungstopologie der Kernschaltung mit Ausgangsverstärker das Erreichen von potentiell höheren, maximalen Abtastraten im Vergleich zur alternativen P-AMUX-Schaltungstopologie.

6.4.2 Charakterisierung der effektiven Auflösung und der Augendiagramme

Zur Verifikation des im Rahmen dieser Arbeit hergeleiteten, funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells sowie der Wahl der Kernschaltungstopologie und der Dimensionierungsvorschriften der Teilschaltungen werden in diesem Abschnitt die effektive Auflösung und PAM-4-Augendiagramme der beiden AMUX-Varianten gemessen. Zur Messung des ENoB und der Augendiagramme der AMUX-Varianten wird der Messaufbau in Abbildung 6.23 verwendet. Der Signalgenerator *E8257D* von Keysight Technologies erzeugt die Taktfrequenz $f_{c,A}$ und wird single-ended mit dem Takt-Eingang des AMUX verbunden. Der Signalgenerator verfügt über einen Frequenzbereich von 100 kHz bis 70 GHz bei einer maximalen Ausgangsleistung von 10 dBm bei der maximalen Taktfrequenz. Ein Frequenzteiler mit dem Teilverhältnis $f : f/2$ wird verwendet, um die Taktfrequenz $f_{c,D} = \frac{f_{c,A}}{2}$ der DACs zu erzeugen. Mit der Taktfrequenz $f_{c,D}$ wird zusätzlich das *Precision-Timebase-Modul* des Oszilloskopes *DCA-X N1000A* von Keysight Technologies angesteuert. Das *Precision-Timebase-Modul* verringert den Jitter durch das Oszilloskop für Messungen des ENoB und der Augendiagramme. Das DAC5-Modul von Micram verfügt über zwei DACs mit maximalen Abtastraten von 128 GS/s und Taktfrequenzen bis 64 GHz. Das DAC5-Modul verfügt zusätzlich über interne Verzögerungsleitungen in den Taktpfaden der beiden DACs. Diese Verzögerungsleitungen können zur Kalibrierung des Takt-zu-Signal-Timings und des Signal-zu-Signal-Timings (vgl. Kapitel 5) verwendet werden. Mit Hilfe der Zeitverzögerung $\Delta t_{c,D}$ bzw. der Phasenverschiebung $\phi_{c,D}$ kann das Takt-zu-Signal-Timings angepasst werden, indem das Taktsignal beider DACs verschoben wird. Mit Hilfe der Zeitverzögerung $\Delta t_{c,D1}$ bzw. der Phasenverschiebung $\phi_{c,D1}$ und der Zeitverzögerung $\frac{T_{s,D}}{2} + \Delta t_{c,D2}$ bzw. der Phasenverschiebung $\frac{\pi}{2} + \phi_{c,D2}$ kann das Signal-zu-Signal-Timing der Eingangssignale angepasst werden. Die DACs erzeugen die Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ mit einer Abtastrate von $f_{s,D}$, einem maximalen differentiellen Spannungshub von $1 V_{pp}$ und einer Auflösung von 8-bit. Beide AMUX-Varianten werden zur besseren Vergleichbarkeit mit den 8-bit DAC5-Modulen charakterisiert. Die Eingangssignale $x_{1,2}(t)$ steuern die Daten-Eingänge des AMUX-Moduls an. Der AMUX erzeugt mit Hilfe der Taktfrequenz $f_{c,A}$ und den Eingangssignalen ein Ausgangssignal am

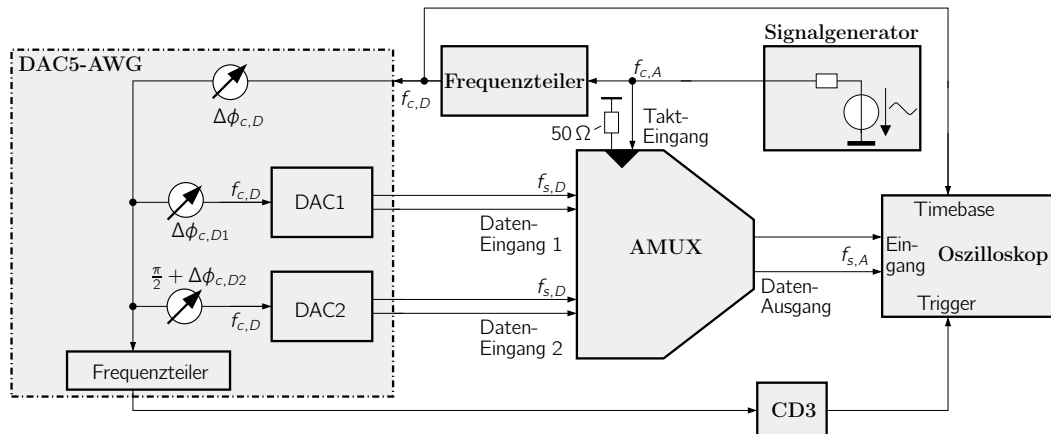


Abbildung 6.23: Aufbau zur Messung des ENoB und der Augendiagramme.

Daten-Ausgang mit einer Abtastrate von $f_{s,A} = 2f_{s,D}$. Der Daten-Ausgang des AMUX wird mit Hilfe der *N-1046A*-Tastköpfe des Oszilloskopes gemessen. Die Tastköpfe besitzen eine Bandbreite von ca. 110 GHz. Das DAC5-Modul besitzt einen Takt-Ausgang, welcher eine um den Faktor Vier geteilte Taktfrequenz ausgibt. Diese geteilte Taktfrequenz wird über ein CD3-Modul von Micram auf den Trigger-Eingang des Oszilloskopes gegeben. Das CD3-Modul dient als Verstärker und als einstellbarer Frequenzteiler.

In Abbildung 6.24a,b sind die Mess- und die Simulationsergebnisse des ENoB der AMUX-Variante 1 und in Abbildung 6.24c,d die Mess- und die Simulationsergebnisse des ENoB der AMUX-Variante 2 für 100 GS/s (a,c) und 120 GS/s (b,d) aufgetragen. Zusätzlich sind die Messergebnisse des ENoB der ansteuernden DACs für 50 GS/s (a,c) und 60 GS/s (b,d) aufgetragen. Der ENoB der AMUX-Variante 1 startet bei 7,7 bit und fällt im Frequenzbereich von 10 GHz bereits auf etwa 6 bit ab. Ein analoges Verhalten tritt bei dem ENoB-Verlauf der AMUX-Variante 2 auf. Der Startwert des ENoB der AMUX-Variante 2 liegt bei etwa 7,2 bit. Der Abfall ist ebenfalls in den ENoB-Verläufen der beiden DACs des DAC5-Moduls zu erkennen und entsteht durch steigende Intermodulationsverzerrung in den Eingangssignalen (DAC-Signalen). Wie in Abschnitt 2.3 erklärt bildet der AMUX den charakteristischen ENoB-Verlauf der Eingangssignale in das untere AMUX-Band des Ausgangssignals ab. Zusätzlich sollte der AMUX aufgrund des FBV-Effektes den charakteristischen ENoB-Verlauf der DACs in gespiegelter Form in das obere AMUX-Band abbilden. Jedoch ist ein Anstieg des ENoB ab einer Frequenz von etwa $\frac{f_{s,A}}{2} - 10$ GHz nicht zu erkennen. Der ENoB sinkt für maximale Signalfrequenzen für die AMUX-Variante 1 auf 5,1 bit für 100 GS/s und 4,1 bit für 120 GS/s. Für die AMUX-Variante 2 sinkt der ENoB für maximale Signalfrequenzen auf 4,6 bit für 100 GS/s und 4,1 bit für 120 GS/s. Der fehlende Anstieg des ENoB für maximale Signalfrequenzen kann mit Hilfe der Untersuchung des Verhaltens der SEL aus Abschnitt 4.2.2 erklärt werden. Der maximale ENoB für hohe Signalfrequenzen hängt zum einen von dem Schaltverhalten, zum anderen von dem Stromüberhöhungseffekt der Stromschalter der SEL ab. Sowohl das Schaltverhalten als auch der Stromüberhöhungseffekt werden durch die Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd}

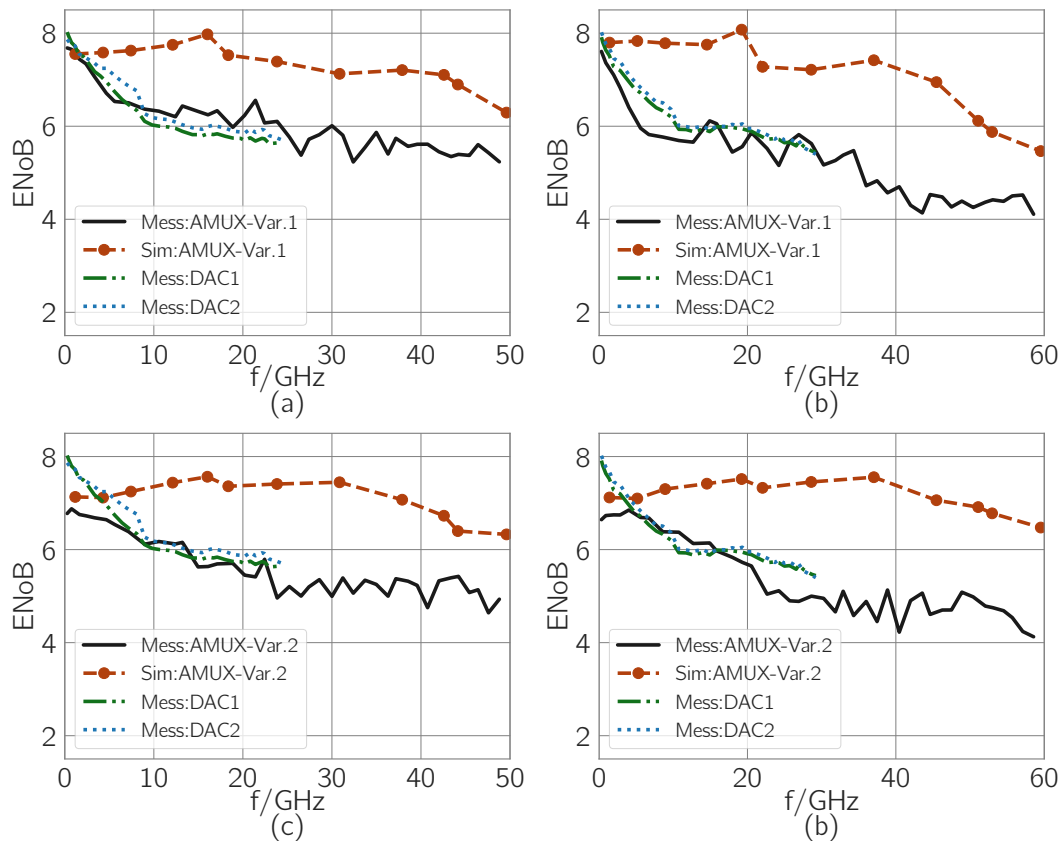


Abbildung 6.24: Messung und Simulation des ENoB der AMUX-Variante 1 für 100 GS/s (a) und 120 GS/s (b) und Messungen des ENoB der DACs für 50 GS/s (a) und 60 GS/s (b). Messung und Simulation des ENoB der AMUX-Variante 2 für 100 GS/s (c) und 120 GS/s (d) und Messungen des ENoB der DACs für 50 GS/s (c) und 60 GS/s (d).

am Takt-Eingang der SEL beeinflusst. Wie in Abschnitt 4.2.2 ausgeführt, steigt für steigende Taktsignalamplituden \hat{u}_{cd} die Gesamt-Signalamplitude für hohe Signalfrequenzen und der Amplitudenverlauf des Gesamt-Signaltens nähert sich dem idealen Sinc-Verlauf für die gewollte Abtastrate des Ausgangssignals an. Dies liegt an einer Verbesserung des Schaltverhaltens der Stromschalter der SEL durch ein größeres Verhältnis zwischen der Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} und der Knickspannung $U_{K,SS}$ der Stromschalter. Für steigende Taktsignalamplituden \hat{u}_{cd} steigt jedoch auch der Stromüberhöhungseffekt der Stromschalter, wodurch die Intermodulationsverzerrung für steigende Signalfrequenzen steigt. Die Verzerrung aufgrund des Stromüberhöhungseffektes bewirkt eine Intermodulationsverzerrungen im gespiegelten Abbild des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells. Der Einfluss des gespiegelten Abbildes am Gesamt-Signaltens und der Intermodulationsverzerrung steigt für steigende Signalfrequenzen aufgrund der gespiegelten Sinc-Aperturfunktion des gespiegelten Abbildes, wie in Abschnitt 4.2.2 erläutert. Das Schaltverhalten

und der Stromüberhöhungseffekt der SEL führen zu gegensätzlichen Optimierungsvorschriften bezüglich der Einstellung der Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} . Abbildung 6.25 verdeutlicht die Optimierung der effektiven Auflösung für hohe Signalfrequenzen in Abhängigkeit der Taktsignalamplitude. Um die Auswirkung beider Effekte zu zeigen, wird die AMUX-Variante 2 bei einer Abtastrate von 100 GS/s und einer Signalfrequenz von 48,8 GHz gemessen. Die AMUX-Variante 2 besitzt einen Takt-Kanal mit einer Bandbreite von über 67 GHz (vgl. Abbildung 6.22b), wodurch die Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} für eine Taktfrequenz $f_{c,A} = 50$ GHz mit Hilfe der einstellbaren Stromquellen der Stromschalter der Taktverstärkerzellen variiert werden kann. In Abbildung 6.25a ist die Amplitude des Gesamt-Signaltons s_u^y bei der Signalfrequenz $f_u = 48,8$ GHz sowie die Amplitude der dritten Oberwelle h_{su}^y bei der Oberwellenfrequenz $f_{h,u} = 46,4$ GHz in Abhängigkeit der Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} am Takt-Eingang der Kernschaltung aufgetragen. Die Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} wurde mit Hilfe der gemessenen dc-Einstellspannung der Arbeitspunktströme der Taktverstärkerzellen nachsimuliert. Die Gesamt-Signalamplitude steigt mit steigender Taktsignalamplitude streng-monoton an und läuft für maximale Taktsignalamplituden in einen Grenzwert von etwa $-5,1$ dBV_{pp} (555 mV_{pp}). Für eine Taktsignalamplitude von $\hat{u}_{cd} = 400$ mV erreicht die Gesamt-Signalamplitude bereits einen Wert von $-6,2$ dBV_{pp} (490 mV_{pp}), was in etwa 88% der maximal erreichbaren Amplitude entspricht. Dieses Verhalten entspricht den Ergebnissen aus Abbildung 4.8. Die Amplitude der dritten Oberwelle h_{su}^y steigt ab einer Taktsignalamplitude von etwa $\hat{u}_{cd} = 100$ mV ebenfalls streng-monoton an. Jedoch läuft die Amplitude der dritten Oberwelle im Vergleich zur Gesamt-Signalamplitude nicht in einen Grenzwert. Die dritte Oberwelle steigt ab $\hat{u}_{cd} \approx 200$ mV schneller an als die Gesamt-Signalamplitude. Dieser Anstieg der dritten Oberwelle bei steigender Taktsignalamplitude passt zu dem Effekt der Entstehung von Intermodulationsverzerrung aufgrund des Stromüberhöhungseffektes in den Stromschaltern der SEL. Die effektive Auflösung und damit der ENoB des Ausgangssignals ist sowohl abhängig von der Gesamt-Signalamplitude als auch von der Amplitude der Oberwellen der Intermodulationsverzerrung. In Abbildung 6.25b ist der ENoB basierend auf der Gleichung 2.31 (mit Hilfe des SINAD) und 4.42 (mit Hilfe des THD) in Abhängigkeit der Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} für die Signalfrequenz 48,8 GHz aufgetragen. Beide ENoB-Kurven weisen den selben qualitativen Verlauf auf. Der ENoB basierend auf dem THD ist größer als der ENoB basierend auf dem SINAD, da als Störgrößen bei der Bestimmung des THD nur die Oberwellen der Intermodulationsverzerrung berücksichtigt werden. Der SINAD berücksichtigt dagegen alle Störgrößen im ersten Nyquistband, wozu der Rauschteppisch, Residualtöne und Oberwellen durch Intermodulationsverzerrung gehören. Der höchste ENoB(SINAD) von etwa 5,2 bit wird für eine Taktsignalamplitude von $\hat{u}_{cd} = 235$ mV erreicht. Für diesen Wert der Taktsignalamplitude erreicht die Gesamt-Signalamplitude jedoch lediglich einen Wert von $-8,8$ dBV_{pp} (360 mV_{pp}). Dies entspricht nur etwa 65% der maximal erreichbaren Gesamt-Signalamplitude. Für größere Taktsignalamplituden sinkt der ENoB aufgrund des sinkenden Verhältnisses zwischen Gesamt-Signalamplitude und der Amplitude der dritten Oberwelle der Intermodulationsverzerrung. Beide ENoB-Verläufe nähern sich für hohe Taktsignalamplituden einander an, da der ENoB für hohe Taktsignalamplituden hauptsächlich von der dritten Oberwel-

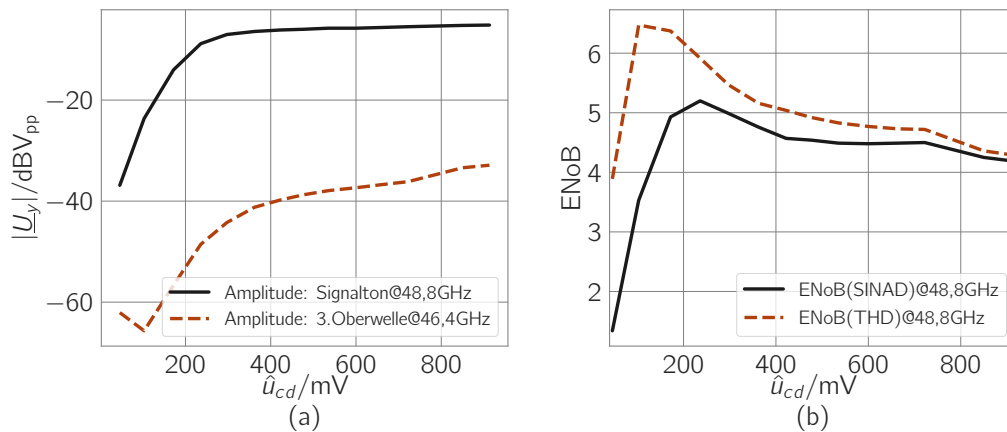


Abbildung 6.25: Messung der Amplitude des Gesamt-Signaltones und der dritten harmonischen Oberwelle (a) sowie des ENoB auf Basis des SINAD und auf Basis des THD (b) für eine Signalfrequenz von 48,8 GHz für 100 GS/s in Abhängigkeit der Amplitude der Takteingangsspannung \hat{u}_{cd} der SEL der AMUX-Variante 2.

le der Intermodulationsverzerrung begrenzt wird. Es muss ein Kompromiss zwischen der Optimierung der Gesamt-Signalamplitude und der Optimierung der Linearität gefunden werden. Die Messung aus Abbildung 6.24c wurde bei einer Taktsignalamplitude von etwa $\hat{u}_{cd} = 330$ mV durchgeführt. Der ENoB(SINAD) liegt bei dieser Taktsignalamplitude bei 4,9 bit und die Gesamt-Signalamplitude bei $-6,75$ dBV_{pp} (460 mV_{pp}). Der von der Taktsignalamplitude abhängige Stromüberhöhungseffekt sowie das von der Taktsignalamplitude abhängige Schaltverhalten der SEL der AMUX-Kernschaltung verhindern den Anstieg des ENoB für hohe Signalfrequenzen, welcher von dem FBV-Effekt prognostiziert wird.

Eine weitere Auffälligkeit in Abbildung 6.24 sind die Abweichungen von bis zu 0,3 bit in den gemessenen ENoB-Verläufen der DACs. Dies weist darauf hin, dass die Übertragungsfunktionen der beiden DACs nicht identisch sind. Die Eingangssignale besitzen dadurch nicht für alle Frequenzen die in Abschnitt 2.2 definierten, idealen Beziehungen zwischen Signal- und Residualamplituden (vgl. Punkt A und B). Durch diese Unterschiede in den Signaleigenschaften der Eingangssignale ist eine Unterdrückung des Gesamt-Residualtons für alle Signalfrequenzen im Ausgangssignal des AMUX nicht möglich. Die Unterdrückung des Gesamt-Residualtons schwankt je nach Signalfrequenz und eingestellten Signal-zu-Signal-Timing, wodurch der ENoB des AMUX fluktuiert. In Abbildung 6.24 sind die ENoB-Simulationen beider AMUX-Varianten gezeigt. Die Simulationen zeigen keinen Abfall des ENoB im Frequenzbereich bis 10 GHz, da die Eingangssignale der Simulation ideale ZOH-Funktionen ohne zusätzliche Intermodulationsverzerrung darstellen. In den Messungen folgt der ENoB für beide AMUX-Varianten und Abtastraten zunächst jedoch den charakteristischen ENoB-Verläufen der DACs. Dies erklärt die Diskrepanz zwischen der Simulation und der Messung für den niedrigen und mittleren Frequenzbereich. Die Diskrepanz bei den hohen Signalfrequenzen liegt zum einen an dem starken

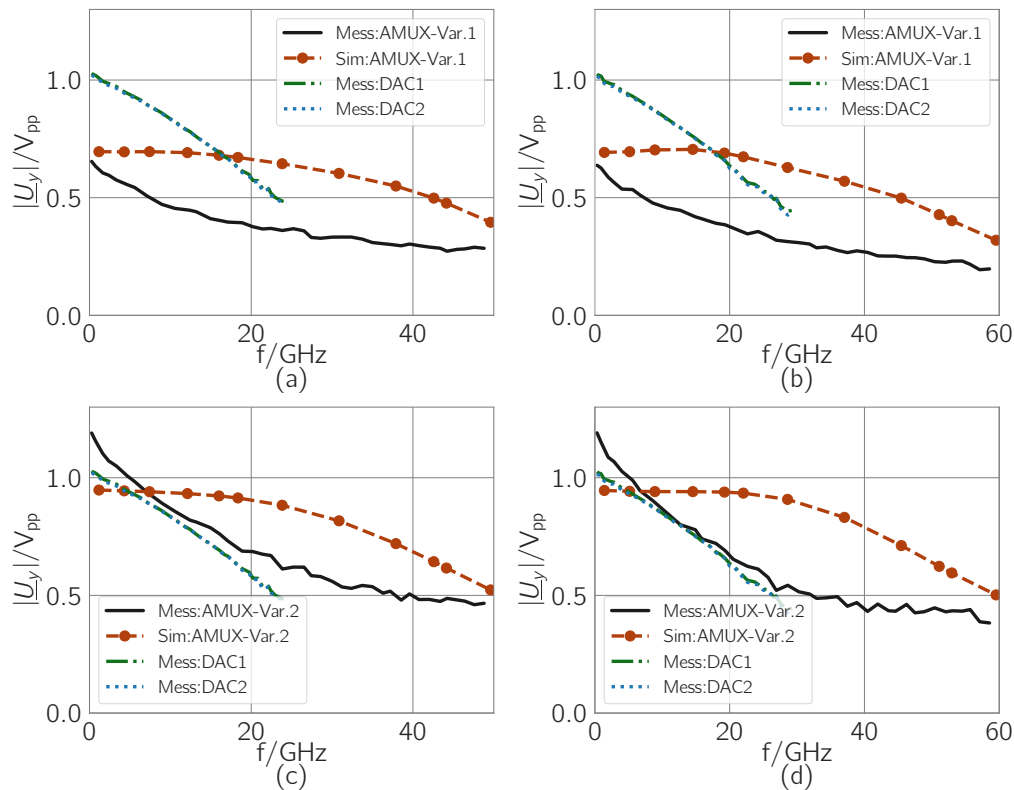


Abbildung 6.26: Messung und Simulation des ENoB der AMUX-Variante 1 für 100 GS/s (a) und 120 GS/s (b) und Messungen des ENoB der DACs für 50 GS/s (a) und 60 GS/s (b). Messung und Simulation des ENoB der AMUX-Variante 2 für 100 GS/s (c) und 120 GS/s (d) und Messungen des ENoB der DACs für 50 GS/s (c) und 60 GS/s (d).

Amplitudenverlust des Gesamt-Signaltone gegenüber der Simulation sowie der verstärkten Intermodulationsverzerrung durch den Stromüberhöhungseffekt in der SEL. In der Simulation ist der Effekt der zunehmenden Intermodulationsverzerrung aufgrund des Stromüberhöhungseffektes in der SEL nicht so dominant. Dies liegt voraussichtlich an einer Abweichung zwischen den von Hand extrahierten parasitären Layout-Elementen in der Simulation und den realen Layout-Parasiten der Schaltung, welche maßgeblichen Einfluss auf das Schaltverhalten und den Überhöhungseffekt der SEL besitzen.

In Abbildung 6.26 sind die Amplituden der Gesamt-Signaltöne der Simulationen und der Messungen der AMUX-Variante 1 und 2 sowie die Amplituden der Signaltöne der Messung der DACs aufgetragen. Die Verläufe der Signalamplituden der DACs weisen einen stärkeren Abfall als den einer Sinc-Aperturfunktion mit $\text{sinc}\left(\frac{f}{f_{s,D}}\right)$ auf. Die Signalamplituden der DACs fallen für maximale Signalfrequenzen für 50 GS/s auf $0,48 V_{pp}$ und für 60 GS/s auf $0,42 V_{pp}$ ab. Der Amplitudenwert der idealen Sinc-Aperturfunktion für den entsprechenden Ausgangshub und maximale Signalfrequenzen entspricht $0,64 V_{pp}$. Dieser

stärkere Abfall der Signalamplituden der Eingangssignale führt zu einem starken Abfall der Gesamt-Signalamplituden im mittleren Frequenzbereich (vgl. Punkt II) der beiden AMUX-Varianten. Die gemessene Gesamt-Signalamplitude der AMUX-Variante 1 startet bei etwa $650 \text{ mV}_{\text{pp}}$ und endet für eine Abtastrate von 100 GS/s bei etwa $290 \text{ mV}_{\text{pp}}$ und für 120 GS/s bei etwa $200 \text{ mV}_{\text{pp}}$. Die Simulationsergebnisse besitzen einen Startwert der Gesamt-Signalamplitude von etwa $680 \text{ mV}_{\text{pp}}$ und weisen in erster Näherung einen Sinc-Verlauf auf. Der zusätzliche Verlust an Gesamt-Signalamplitude des gemessenen Ausgangssignals gegenüber der Simulation entsteht wahrscheinlich durch eine Fehlabschätzung (Unterschätzung) der parasitären Elemente des Layouts in der Simulation. Diese Fehlabschätzung führt in der Simulation zu einer höheren Bandbreite des Takt-Einganges der Kernschaltung. Die höhere Bandbreite führt zu steileren Flanken im Schaltverhalten der SEL-Transistoren und damit zu einem geringen Abfall der Gesamt-Signalamplitude für hohe Frequenzen (vgl. Abschnitt 4.2.2). Der Abfall der Gesamt-Signalamplitude der AMUX-Variante 1 über der Signalfrequenz liegt bei 57% für 100 GS/s und bei 69% für 120 GS/s . Die gemessene Gesamt-Signalamplitude der AMUX-Variante 2 startet bei etwa $1,19 \text{ V}_{\text{pp}}$ und endet für eine Abtastrate von 100 GS/s bei etwa $470 \text{ mV}_{\text{pp}}$ und für 120 GS/s bei etwa $380 \text{ mV}_{\text{pp}}$. Bei Vergleich der Messergebnisse mit den Simulationsergebnissen ist auffällig, dass die gemessene Gesamt-Signalamplitude für niedrige Frequenzen um 210 mV höher liegt als die der Simulation. Da diese Abweichung bei niedrigen Signalfrequenzen auftritt, können Hochfrequenzeffekte vernachlässigt werden. Der Grund liegt an der um 20% größeren Signalpfadverstärkung der Daten-Kanäle. Wie bereits in Abschnitt 6.4.1 beschrieben, konnte im Rahmen der Arbeit die Ursache dieses Anstieges der Signalpfadverstärkung für niedrige Frequenzen nicht gefunden werden. Jedoch liegt ein Zusammenhang mit der zusätzlichen Leistungsaufnahme im Betrieb der AMUX-Variante 2 nahe. Der Abfall der Gesamt-Signalamplitude der AMUX-Variante 2 über der Signalfrequenz liegt bei 60% für 100 GS/s und bei 67% für 120 GS/s . Damit liegt der Verlust der Gesamt-Signalamplitude beider AMUX-Varianten für beide Abtastraten und bei Optimierung der ENoB-Verläufe in der selben Größenordnung. Die Gesamt-Signalamplitude der AMUX-Variante 1 lässt sich für hohe Frequenzen durch Erhöhung der Arbeitspunktströme in den Taktverstärker-Zellen nicht weiter erhöhen. Dies lässt darauf schließen, dass durch die Erhöhung des Spannungshubes in der Taktverstärkerkette die effektive Taktsignalamplitude am Takt-Eingang der Kernschaltung für die hier untersuchten, resultierenden Abtastraten nicht signifikant erhöht werden. Damit liegt die Grenzfrequenz der Takt-Eingangsschnittstelle der Kernschaltung bei etwa 60 GHz . Diese Grenzfrequenz entspricht in erster Näherung der Grenzfrequenz der Messung des Takt-Kanals mit Hilfe des VNA (vgl. Abbildung 6.22a). Die Gesamt-Signalamplitude der AMUX-Variante 2 lässt sich für hohe Frequenzen durch Erhöhung der Arbeitspunktströme in den Taktverstärker-Zellen auf $560 \text{ mV}_{\text{pp}}$ für 100 GS/s und $440 \text{ mV}_{\text{pp}}$ für 120 GS/s anheben. Damit entspricht der Abfall der Gesamt-Signalamplitude der AMUX-Variante 2 53% für 100 GS/s und 63% für 120 GS/s . Dies lässt darauf schließen, dass durch die Erhöhung des Spannungshubes in der Taktverstärkerkette die Taktsignalamplitude \hat{u}_{cd} am Takt-Eingang der Kernschaltung erhöht werden kann. Demnach liegt die Grenzfrequenz des Takt-Einganges der Kernschaltung höher als 60 GHz , was den Ergebnissen der

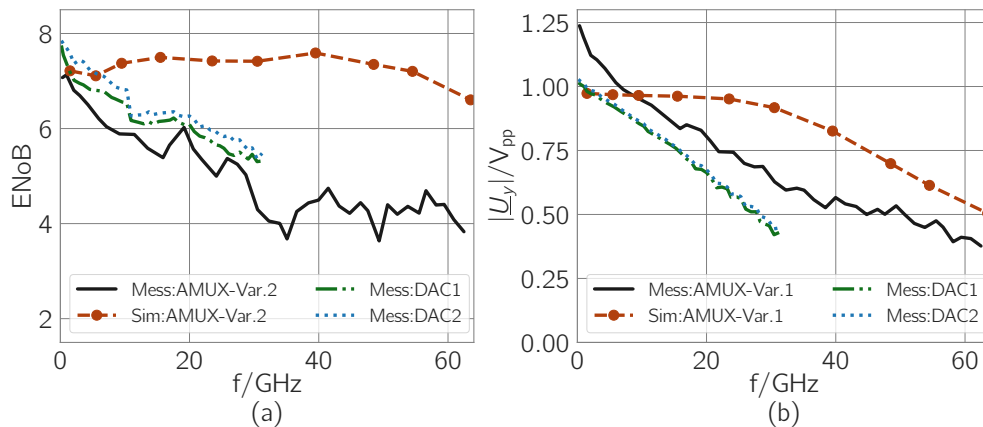


Abbildung 6.27: Messung und Simulation des ENoB (a) und des Amplitudenverlaufs des Signaltons (b) der AMUX-Variante 2 für 128 GS/s. Messungen des ENoB (a) und des Amplitudenverlaufs des Signaltons der DACs für 64 GS/s.

VNA-Messung (vgl. Abbildung 6.22b) entspricht. Die Erhöhung der Signalamplitude für hohe Signalfrequenzen der AMUX-Variante 2 führt jedoch zu einem Abfall des ENoB auf etwa 3,8 bit bei $f_u = 48,8$ GHz und 100 GS/s aufgrund von steigender Intermodulationsverzerrung durch den Stromüberhöhungseffekt in den Stromschaltern der SEL.

Abbildung 6.27 zeigt die Messung und Simulation des ENoB und des Amplitudenverlaufs des Gesamt-Signaltons der AMUX-Variante 2 für 128 GS/s. Der ENoB der Messung und der Simulation startet bei etwa 7,2 bit. Der ENoB-Verlauf und der Amplitudenverlauf des Signaltones entsprechen in erster Näherung den Verläufen für 100 GS/s und 120 GS/s. Der ENoB fällt für eine Signalfrequenz von 49 GHz auf 3,7 bit ab. Die Signalamplitude fällt von etwa $1,23 V_{pp}$ auf etwa $380 mV_{pp}$ ab. Dies entspricht einem Abfall von 69%.

In Abbildung 6.28 sind die charakteristischen ENoB-Verläufe im Vergleich zum kalibrierten Referenz-Verlauf beider AMUX-Varianten für eine Abtastrate von 100 GS/s aufgetragen. In (a) und (b) sind die ENoB-Verläufe für den AMUX-DAC-Aufbau mit der AMUX-Variante 1 und in (c) und (d) mit der AMUX-Variante 2 aufgetragen. In (a) und (c) ist der charakteristische ENoB-Verlauf durch eine Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} = 6\%$ durch Absenkung des Ausgangsspannungshubes von DAC2 um 6% (von $1 V_{pp}$ auf $0,94 V_{pp}$) aufgetragen. Für beide AMUX-Varianten ist die t-Typ ENoB-Charakteristik, welche in Abschnitt 3.1.2 hergeleitet wird, zu erkennen. Der maximale ENoB-Verlust stimmt für beide AMUX-Varianten in erster Näherung mit den Ergebnissen basierend auf den Modellgleichungen aus Abbildung 3.7b und den Ergebnissen der Schaltungssimulationen aus Abbildung 6.7 und 6.16 überein. In (a) und (c) ist zusätzlich der charakteristische ENoB-Verlauf durch einen Tastgradfehler im Taktpfad aufgetragen. Der Tastgradfehler kann in erster Näherung mit Hilfe der dc-Offsetspannung am Takt-Eingang der Kernschaltung abgeschätzt werden. Der Zusammenhang zwischen einem Tastgradfehler und dem Gleichanteil des differentiellen Taktsignals ist in [38] beschrieben. Für die AMUX-Variante 1 kann eine dc-Offsetspannung von 20 mV

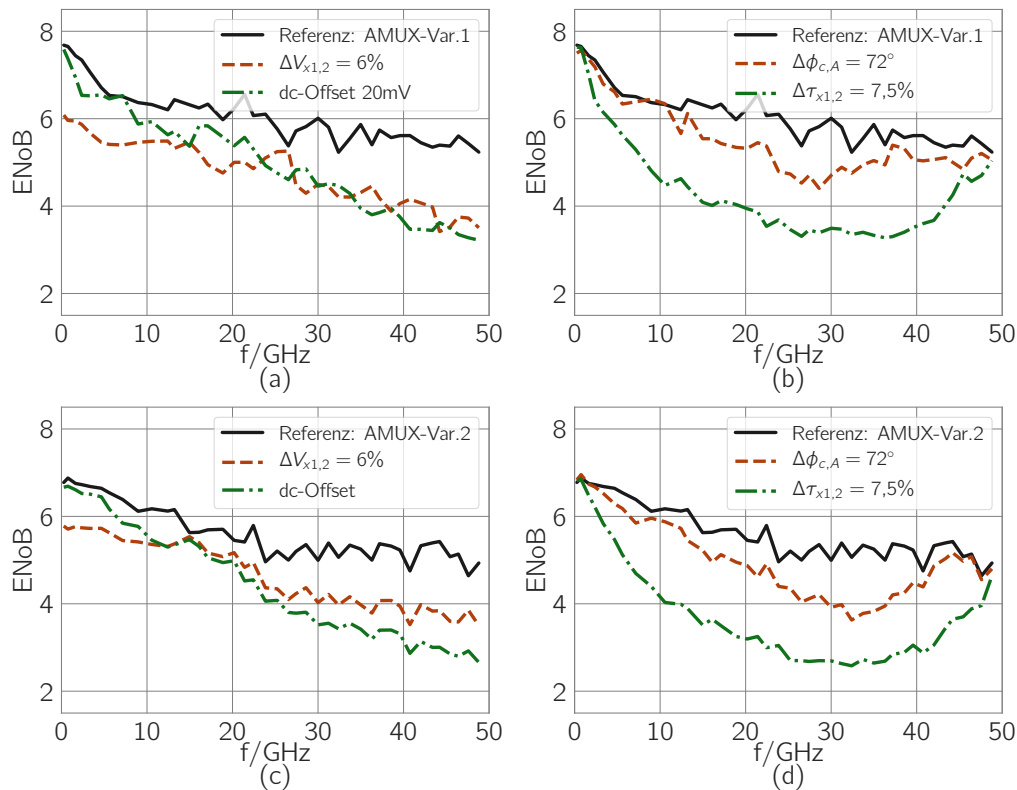


Abbildung 6.28: Messung der charakteristischen ENoB-Verläufe im Vergleich mit dem kalibrierten Referenz-Verlauf beider AMUX-Varianten bei 100 GS/s. In (a) für eine Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} = 6\%$ und einen Tastgradfehler aufgrund einer dc-Offsetspannung am Takt-Eingang der Kernschaltung von 20 mV. In (b) für eine Fehlanpassung des Takt-zu-Signal-Timings von $\Delta\phi_{c,A} = 72^\circ$ und einer Fehlanpassung des Signal-zu-Signal-Timings von $\Delta\tau_{x1,2} = 7,5\%$.

am Takt-Eingang der Kernschaltung gemessen werden. Diese dc-Offsetspannung am Takt-Eingang der Kernschaltung entspricht einer dc-Offsetspannung am Takt-Eingang der AMUX-Variante 1 von 1 mV aufgrund der dc-Spannungsverstärkung des Taktpfades von etwa 20. Ohne Kalibrierung des Tastgrades sind im AMUX-DAC-Aufbau mit der AMUX-Variante 1 dc-Offsetspannungen von etwa 120 mV für Taktfrequenzen von 50 GHz bis 60 GHz üblich. Da die Messung der dc-Offsetspannungen für die AMUX-Variante 2 durch die Fehlfunktion des ATB-Busses nicht möglich ist, kann keine Angabe zu der dc-Offsetspannung in Abbildung 6.28c gegeben werden. Für beide AMUX-Varianten ist die d-Typ ENoB-Charakteristik, welche in Abschnitt 3.3.1 hergeleitet wird, zu erkennen. Bei Vergleich der Messungen der AMUX-Variante 1 mit den Ergebnissen der Simulation in Abbildung 6.7 fällt auf, dass in den Messungen bereits ein vergleichbarer ENoB-Verlust für deutlich geringe dc-Offsetspannungen am Takt-Eingang der Kernschaltung erreicht wird. Dies deutet darauf hin, dass die reale Schaltung bei vergleichsweise niedrigeren

Gleichanteilen im Taktsignal den gleichen Tastgradfehler erzeugt wie in der Simulation. Für AMUX-Variante 2 kann leider kein Vergleich zwischen Messung und Simulation getroffen werden, aufgrund der nicht vorhandenen Messung der dc-Offsetspannung am Takt-Eingang der Kernschaltung.

In Abbildung 6.28b,d ist der charakteristische ENoB-Verlauf durch eine Fehlanpassung des Takt-zu-Signal-Timings von $\Delta\phi_{c,A} = 72^\circ$ durch Veränderung der Zeitverzögerung $\Delta t_{c,D} = 4$ ps bzw. der Phasenverschiebung $\phi_{c,D} = 36^\circ$ (vgl. Abbildung 6.23) aufgetragen. Für beide AMUX-Varianten ist eine b-Typ ENoB-Charakteristik zu erkennen. Vor allem für die AMUX-Variante 2 ist die spezielle Form der b-Typ ENoB-Charakteristik, welche in Abschnitt 3.2.1 hergeleitet wird, zu erkennen. Die spezielle Form der b-Typ ENoB-Charakteristik weist für ideale ZOH-Eingangssignale eine Verschiebung des Minimums der Badewannenkurve von der Mitte des Ausgangsfrequenzbereichs hin zu Signalfrequenzen $f_u = \frac{2f_{c,A}}{3} \approx 33$ GHz auf. Bei dieser Frequenz wird die Gesamt-Signalamplitude aufgrund der Fehlanpassung des Takt-zu-Signal-Timings minimal, wodurch der SINAD und damit der ENoB verschlechtert wird. Im realen Aufbau kann durch Bandbreitenbegrenzungen der DACs und der AMUX-Schaltung nicht von idealen ZOH-Eingangssignalen (vgl. Gleichung 2.26 und 2.28) ausgegangen werden, wodurch sich die Frequenz des Minimums der speziellen b-Typ ENoB-Charakteristik zur Mitte hin verschieben kann. Der maximale ENoB-Verlust stimmt für beide AMUX-Varianten in erster Näherung mit den Ergebnissen der Schaltungssimulationen aus Abbildung 6.7 und 6.16 überein. Der maximale ENoB-Verlust des realen AMUX-DAC-Aufbaus im Bezug auf eine Fehlanpassung des Takt-zu-Signal-Timings ist größer als der ENoB-Verlust der Ergebnisse basierend auf den idealen Modellgleichungen in Abbildung 3.10b. Die Abhängigkeit des AMUX-DAC-Aufbaus gegenüber dem Takt-zu-Signal-Timing wird aufgrund der Bandbreitenbegrenzungen und der damit einhergehenden Reduzierung der Flankensteilheiten der Eingangs- und Taktsignale im AMUX-DAC-Aufbau vergrößert (vgl. Abschnitt 3.2.1). In Abbildung 6.28b,d ist zusätzlich der charakteristische ENoB-Verlauf durch eine Fehlanpassung des Signal-zu-Signaltimings von $\Delta\tau_{x1} = 7,5\%$ durch Veränderung der Zeitverzögerung $\Delta t_{c,D1} = 1,5$ ps ($\Delta\phi_{c,D1} = 13,5^\circ$) aufgetragen. Für beide AMUX-Varianten ist die b-Typ ENoB-Charakteristik, welche in Abschnitt 3.2.2 hergeleitet wird, zu erkennen. Der maximale ENoB-Verlust stimmt für beide AMUX-Varianten in erster Näherung mit den Ergebnissen der Schaltungssimulationen aus Abbildung 6.7 und 6.16 überein. Bei Vergleich der Messungen mit den Ergebnissen basierend auf den idealen Modellgleichungen in Abbildung 3.15 kann festgestellt werden, dass der reale AMUX-DAC-Aufbau bereits bei geringen Fehlanpassungen größere ENoB-Verluste aufweist. Dies liegt, wie in Abschnitt 3.2.2 erklärt, an der Bandbreitenbegrenzung der Eingangssignale durch die realen DACs und die reale AMUX-Schaltung.

Die in Abbildung 6.28 gezeigten Messungen verifizieren nicht nur die Ergebnisse der Schaltungssimulationen aus Abschnitt 6.2.2 und 6.3.2, sondern das funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell aus Abschnitt 2.2 und dessen Verwendung zur Herleitung der charakteristischen ENoB-Verläufe in Kapitel 3.

Im Folgenden wird beispielhaft die Kalibrierung der Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung eines AMUX-DAC-Aufbaus mit der AMUX-Variante 1 bei einer Signalfrequenz

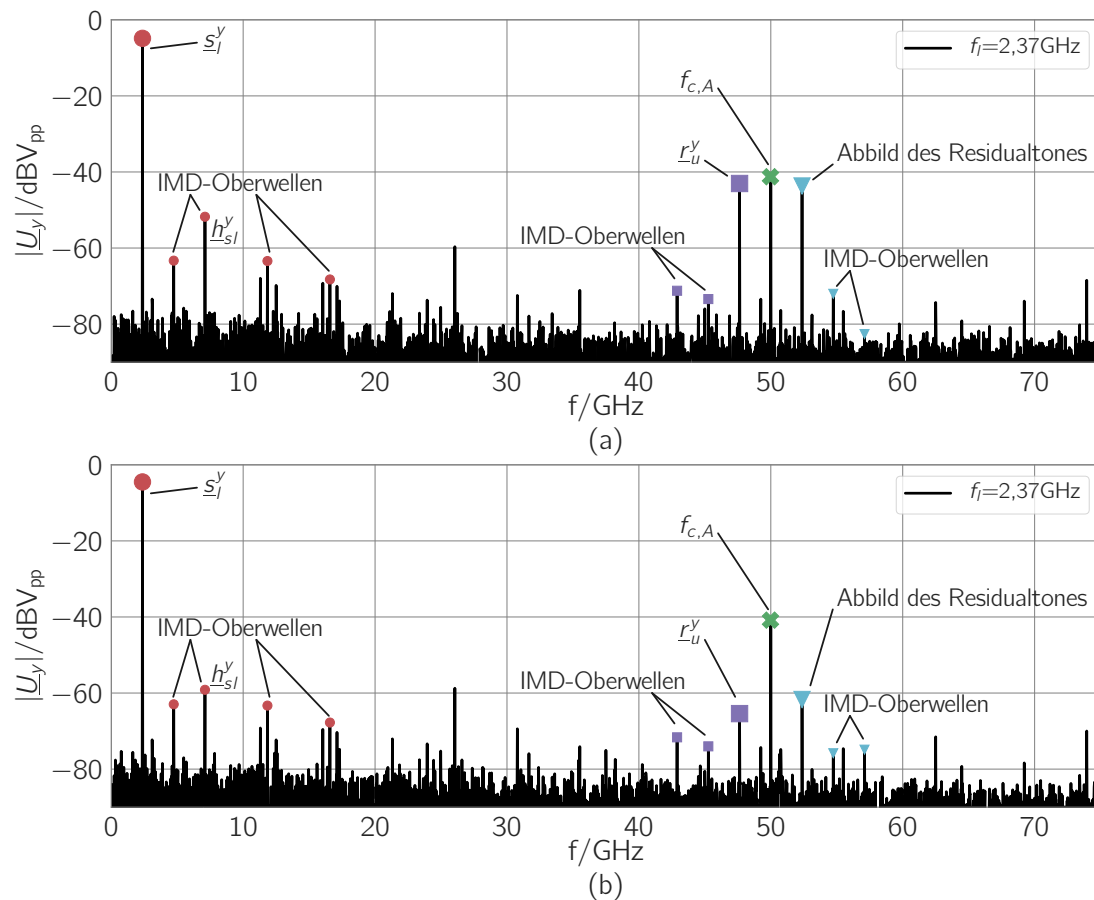


Abbildung 6.29: Ausgangsspektren des AMUX für eine Signalfrequenz von 2,37 GHz und eine Abtastrate von 100 GS/s ohne Kalibrierung der Signalpfadverstärkung ($\Delta V_{x1,2} = 6\%$) (a) und mit Kalibrierung der Signalpfadverstärkung (b).

von 2,37 GHz und die Kalibrierung des Tastgrades des Taktsignals eines AMUX-DAC-Aufbaus mit der AMUX-Variante 2 bei einer Signalfrequenz von 48,8 GHz anhand des Ausgangsspektrums gezeigt. Die Kalibrierung erfolgt anhand der Erkenntnisse aus Kapitel 5. In Abbildung 6.29 sind die Ausgangsspektren des AMUX-DAC-Aufbaus mit der AMUX-Variante 1 bei einer Signalfrequenz von 2,37 GHz gezeigt. In (a) liegt eine Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung von $\Delta V_{x1,2} = 6\%$ vor. Durch die Fehlanpassung der Signalpfadverstärkung besitzt der Gesamt-Residualton r_u^y eine Amplitude von etwa $-43 \text{ dBV}_{\text{pp}}$. Damit ist die Gesamt-Residualamplitude größer als die Amplituden der Oberwellen aufgrund von Intermodulationsverzerrung. Dadurch bestimmt hauptsächlich das Verhältnis zwischen Gesamt-Residualamplitude $|r_u^y|$ und Gesamt-Signalamplitude $|s_l^y|$ den SINAD und damit den ENOB von etwa 5,8 bit (vgl. Abbildung 6.28a). Bei Anpassung des Ausgangshubes der DACs (vgl. Kapitel 5) kann die Gesamt-Residualamplitude im Ausgangsspektrum gesenkt werden, wie in Abbildung 6.29b gezeigt. Die Am-

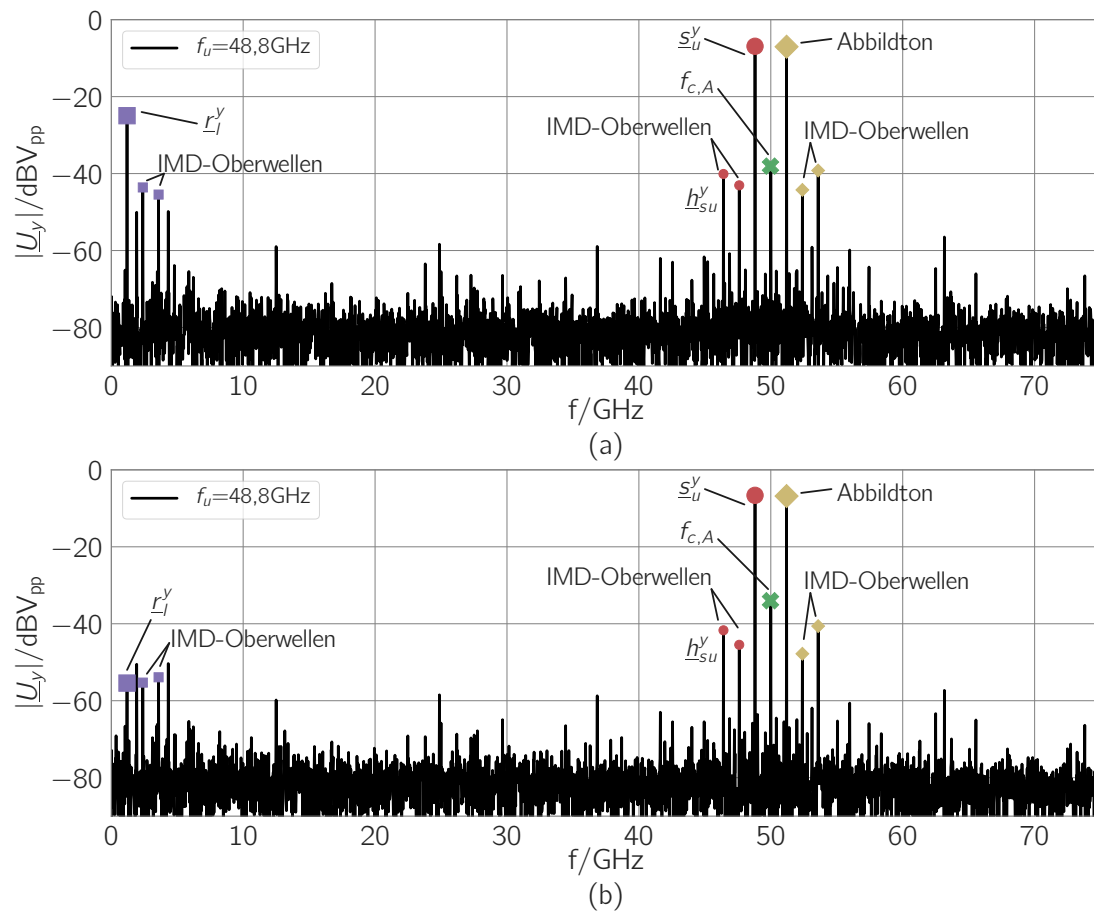


Abbildung 6.30: Ausgangsspektren des AMUX für eine Signalfrequenz von 48,8 GHz und eine Abtastrate von 100 GS/s ohne Kalibration des Tastgrades des Taktsignals (a) und mit Kalibration des Tastgrades des Taktsignals (b).

plitude des Gesamt-Residualtons liegt nach Kalibration der Signalpfadverstärkung bei $-65\text{ dBV}_{\text{pp}}$, was einer Senkung um 22 dB entspricht. Die Amplitude des Gesamt-Residualtons ist nach Kalibration niedriger als die Amplitude der dritten Oberwelle h_{sl}^y bei der Frequenz $f_{h,l} = 7,11\text{ GHz}$. Nach Kalibration der Signalpfadverstärkung wird der SINAD und damit der ENOB von 7,3 bit hauptsächlich von dem Verhältnis zwischen dem Gesamt-Signalton und den Oberwellen der Intermodulationsverzerrung sowie dem Störton bei der Frequenz 26 GHz bestimmt. Der Störton bei der Frequenz 26 GHz stammt von dem Rauschen der DAC-Ausgänge.

In Abbildung 6.30 sind die Ausgangsspektren des AMUX-DAC-Aufbaus mit der AMUX-Variante 2 bei einer Signalfrequenz von 48,8 GHz gezeigt. In (a) liegt ein Tastgradfehler vor, wodurch im Ausgangsspektrum ein Gesamt-Residualton r_u^y mit einer Amplitude von etwa $-25\text{ dBV}_{\text{pp}}$ erzeugt wird. Damit ist die Gesamt-Residualamplitude größer als die Amplituden der Oberwellen aufgrund von Intermodulationsverzerrung. Dadurch

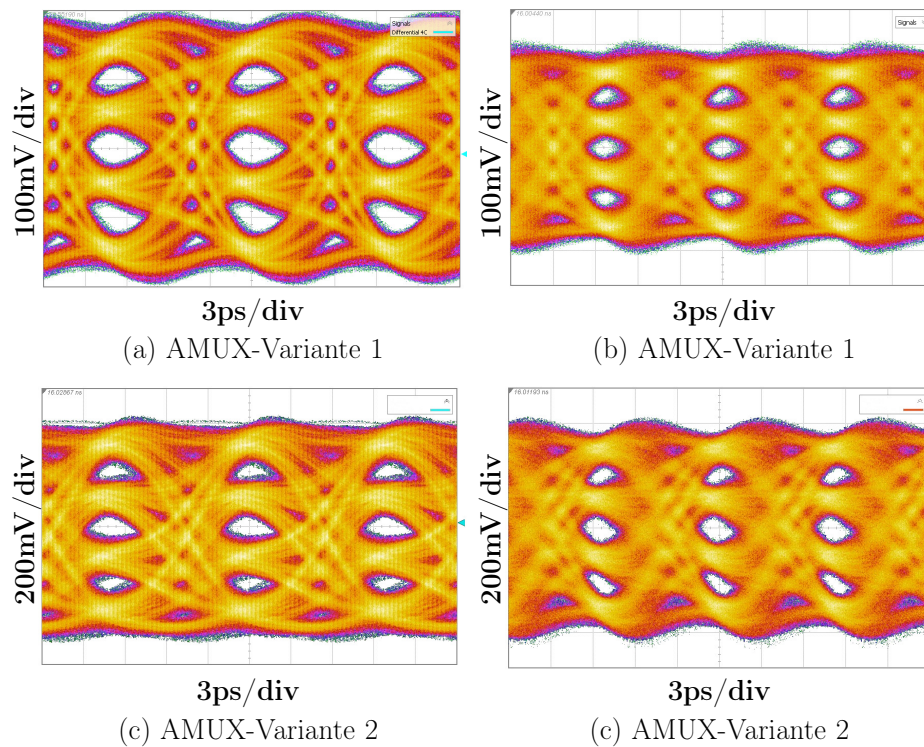


Abbildung 6.31: Differentielle Messung der Augendiagramme für eine 100 GBd/100 GS/s PAM-4 (a,c) und für eine 120 GBd/120 GS/s PAM-4 (b,d) für beide AMUX-Varianten.

bestimmt hauptsächlich das Verhältnis zwischen Gesamt-Residualamplitude $|r_l^y|$ und Gesamt-Signalamplitude $|s_u^y|$ den SINAD und damit den ENoB von etwa 2,7 bit (vgl. Abbildung 6.28c). Bei Kalibration des Tastgradfehlers durch Anpassung des Gleichanteils im Taktsignal mit Hilfe der Einprägung von dc-Offsetspannungen kann die Gesamt-Residualamplitude im Ausgangsspektrum gesenkt werden (vgl. Abbildung 6.29b). Die Amplitude des Gesamt-Residualtons liegt nach Kalibration des Tastgradfehlers bei $-56 \text{ dBV}_{\text{pp}}$, was einer Senkung um 31 dB entspricht. Die Amplitude des Gesamt-Residualtons ist nach Kalibration niedriger als die Amplitude der dritten Oberwelle h_{su}^y bei der Frequenz $f_{h,u} = 46,4 \text{ GHz}$. Nach Kalibration des Tastgrades des Taktsignals wird der SINAD und damit der ENoB von 4,9 bit hauptsächlich von dem Verhältnis zwischen dem Gesamt-Signalton und den Oberwellen der Intermodulationsverzerrung bestimmt. Die Störtöne bei den Frequenzen 2 GHz und 4,4 GHz stammen von dem Rauschen der DAC-Ausgänge.

In Abbildung 6.31 sind differentielle Messungen der Augendiagramme mit einer PAM-4-Modulation beider AMUX-Varianten für Baud-Raten und Abtastraten von 100 GBd/100 GS/s (a,c) und 120 GBd/120 GS/s (b,d) aufgetragen. Die Messungen der Augendiagramme wurden ohne Vorverzerrung (Präemphase) der Eingangssignale durchgeführt.

Der AMUX-DAC-Aufbau wurde für jede Messung entsprechend der Kalibrationsroutine aus Kapitel 5 kalibriert. Ohne eine Kalibration des AMUX-DAC-Aufbaus wären die Augendiagramme geschlossen. Das Takt-zu-Signal-Timing des AMUX-DAC-Aufbaus mit der AMUX-Variante 1 (a,b) kann um $\Delta\phi_{c,A} = 135^\circ$ bzw. 65° für die Messungen bei 100 GBd/100 GS/s bzw. 120 GBd/120 GS/s verschoben werden, bis sich die Augendiagramme schließen. Die Phasenverschiebungen $\Delta\phi_{c,A} = 135^\circ$ bzw. 65° entsprechen Zeitverzögerungen von $\Delta t_{c,D} = 7,5$ ps bzw. 3 ps. Der selbe Einstellungsspielraum kann auch für das Signal-zu-Signal-Timing und die Zeitverzögerungen $\Delta t_{c,D1}$ und $\Delta t_{c,D2}$ gemessen werden. Um offene Augendiagramme mit der AMUX-Variante 1 bei 120 GBd/120 GS/s zu messen, wurde der Arbeitspunktstrom der Transadmittanzstufen der Kernschaltung um 50% gesenkt. Der niedrigere Arbeitspunktstrom führt zu niedrigeren Ausgangsströmen der Transadmittanzstufen, welche die SEL ansteuern. Die SEL weist aufgrund der niedrigeren Ausgangsströme der TAS ein schnelleres Schaltverhalten auf. Dies liegt an den kleineren Diffusionskapazitäten der SEL-Transistoren aufgrund der kleineren zu schaltenden Ströme. Die Linearität der Transadmittanzstufen ist trotz der Absenkung der Arbeitspunktströme ausreichend hoch um PAM-4-modulierte Signale zu übertragen. Der Spannungshub der Augendiagramm der AMUX-Variante 1 liegt für 120 GS/s bzw. 120 GS/s bei $0,7 V_{pp}$ bzw. $0,5 V_{pp}$. Das Takt-zu-Signal-Timing des AMUX-DAC-Aufbaus mit der AMUX-Variante 2 (a,b) kann um $\Delta\phi_{c,A} = 94,5^\circ$ bzw. 55° für die Messungen bei 100 GBd/100 GS/s bzw. 120 GBd/120 GS/s verschoben werden, bis sich die Augendiagramme schließen. Die Phasenverschiebungen $\Delta\phi_{c,A} = 94,5^\circ$ bzw. 55° entsprechen Zeitverzögerungen von $\Delta t_{c,D} = 5,25$ ps bzw. 3 ps. Der selbe Einstellungsspielraum kann auch für das Signal-zu-Signal-Timing und die Zeitverzögerungen $\Delta t_{c,D1}$ und $\Delta t_{c,D2}$ gemessen werden. Der Spannungshub der Augendiagramm der AMUX-Variante 2 liegt für 120 GS/s und 120 GS/s bei etwa $1,2 V_{pp}$. Alle gemessenen PAM-4-Augendiagramme weisen deutliche Augenöffnungen auf.

In Abbildung 6.32 sind differentielle Messungen von PAM-4-modulierten Augendiagrammen der AMUX-Variante 2 für eine Baud-Rate und Abtastrate von 128 GBd/128 GS/s aufgetragen. Der Spannungshub der Augendiagramm der AMUX-Variante 2 liegt für 128 GS/s bei $0,9 V_{pp}$. In (a) ist der Trigger des Oszilloskopes *DCA-XN100A* auf eine Baud-Rate von 128 GBd eingestellt. Das Augendiagramm in (a) ist nicht mehr vollständig geöffnet. Um beide Daten-Kanäle der AMUX-Schaltung getrennt betrachten zu können, kann der Trigger des Oszilloskopes auf eine Baud-Rate von 64 GBd eingestellt werden (vgl. Abbildung 6.32b).

Das Oszilloskop überlagert somit nicht die Datenwerte für alle 7,8125 ps sondern für alle 15,625 ps, wodurch die Daten der jeweiligen Daten-Kanäle separat auf dem Oszilloskop zu erkennen sind. In Abbildung 6.32b ist zu erkennen, dass die Daten-Kanäle keine symmetrischen Übertragungsfunktionen besitzen. Der Daten-Kanal 2 liefert für die Abtastrate des AMUX von 128 GS/s ein deutlich geöffnetes Auge, während das Auge des Daten-Kanals 1 beinahe geschlossen ist. Der Grund für das asymmetrische Übertragungsverhalten der beiden Daten-Kanäle bei der Messung eines PAM-4-modulierten Ausgangssignals und einer Abtastrate von 128 GS/s konnte im Rahmen der Arbeit nicht gefunden werden. Es liegt Nahe, dass die zusätzliche Leistungsaufnahme der AMUX-Variante 2 Einfluss

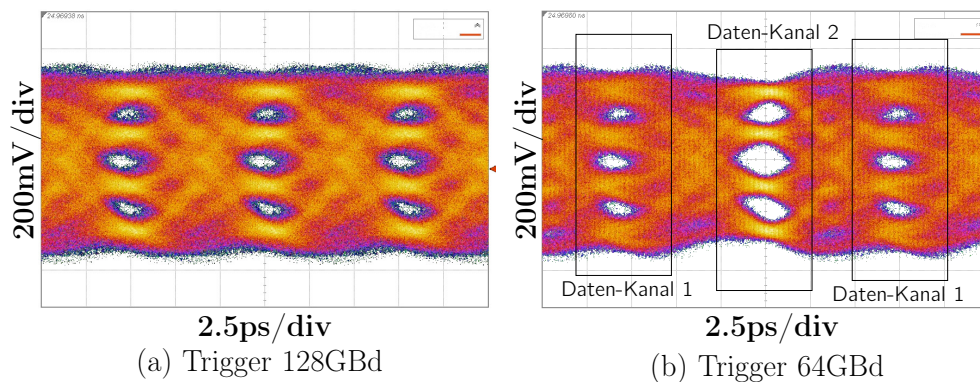


Abbildung 6.32: Differentielle Messung der Augendiagramme für eine 128 GBd/128 GS/s PAM-4, getriggert auf 128 GBd (a) und getriggert auf 64 GBd (b) für die AMUX-Variante 2.

auf die Performance der Schaltung nimmt. Die zusätzliche Stromaufnahme, welche sich gegebenenfalls asymmetrisch über das Versorgungsspannungsnetz verteilt, könnte auf dem Chip zu lokalen Schwankungen des Massepotentials (engl. ground bounce) führen. Diese Schwankungen des Massepotentials könnten Auswirkungen auf die Arbeitspunktströme und das Übertragungsverhalten der jeweiligen Zellen besitzen. Abbildung 6.33 zeigt das Augendiagramm eines differentiell gemessenen PAM-2-Ausgangssignals der AMUX-Variante 2 für eine Baud-Rate und Abtastrate von 180 GBd/180 GS/s. Diese Messung zeigt, dass die AMUX-Variante 2 potentiell in der Lage ist Abtastraten von 180 GS/s zu erreichen. Jedoch liegt die vertikale Augenöffnung der PAM-2-Augendiagramme bei etwa 18% des statischen Ausgangshubes, wodurch eine PAM-4-Übertragung bei dieser Abtastrate keine offenen Augen mehr liefern würde.

6.5 Fazit

Die Messergebnisse der im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelten integrierten AMUX-Schaltungen demonstrieren die gewünschte Funktionalität eines analogen Multiplexers. Die AMUX-Variante 1, welche im Rahmen des EU-Projektes TARANTO entwickelt wurde, erfüllt bis auf die Spannungsverstärkung ($V_u = 0,7$ statt $V_u = 1$) die gesetzten Spezifikationsziele. Mit der AMUX-Variante 1 können Amplitudenmodulierte PAM-4-Augendiagramme mit Abtastraten von bis zu 120 GS/s erzeugt werden. Die AMUX-Variante 1 stellt zum Zeitpunkt der Veröffentlichung in [17, 18] den Rekord für die höchste gemessene effektive Auflösung einer AMUX-Schaltung in allen Halbleitertechnologien dar. Die AMUX-Variante 1 zeigt, dass sich das P-AMUX-Konzept zur Realisierung von AMUX-Schaltungen mit einer hohen Anforderung an die erreichbare, effektive Auflösung eignet. Die AMUX-Variante 2, welche im Rahmen des Gemini-Projektes mit Projektpartner Micram entwickelt wurde, zeigt die Bandbreitenvorteile des AMUX-Konzeptes mit einem linearen Ausgangsverstärker. Das Ziel des Gemini Projektes

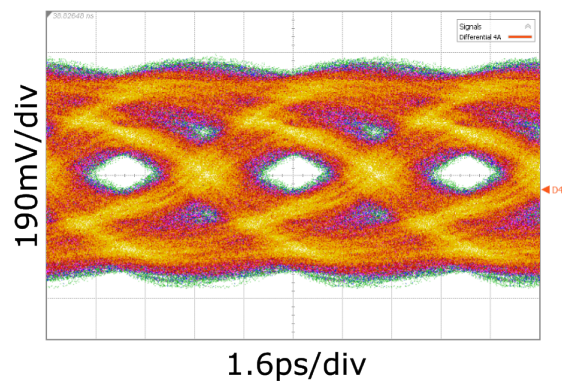


Abbildung 6.33: Augendiagramm eines differenziell gemessenen PAM-2-Signals für 180 GBd/180 GS/s.

ist die Ansteuerung der AMUX-Variante 2 mit 6-bit DACs. Zur besseren Vergleichbarkeit der beiden Varianten wurden beide mit 8-bit DAC-Modulen gemessen. Die gemessene effektive Auflösung der AMUX-Variante 2 liegt zwischen 7,1 bit und 3,7 bit für Abtastraten bis zu 128 GS/s. Die AMUX-Variante 2 besitzt zum Zeitpunkt der Abgabe der Arbeit die höchste, gemessene, effektive Auflösung eines AMUX für Abtastraten > 120 GS/s. Aufgrund der unerwartet niederohmigen Trennung der beiden Versorgungsspannungen der AMUX-Variante 2 (Fehler im Layout einer ATB-Bus-Zelle) liegt die Leistungsaufnahme des Chips 28,8% über dem simulierten Wert von 3,65 W. Das Ausmaß des Einflusses der zusätzlichen Leistungsaufnahme auf die Performance der Schaltung konnte im Rahmen der Arbeit nicht gezeigt werden. Die zusätzliche Leistung wird jedoch zumindest zu einer Steigerung der Betriebstemperatur der Schaltung führen, welche sich negativ auf die Hochgeschwindigkeitseigenschaften der Transistoren auswirkt. Zusätzlich ist der ATB-Bus nicht funktionsfähig, wodurch das Kalibrationskonzept der Spitzenwert-Detektorschaltung nicht charakterisiert und verifiziert werden kann.

Die Messergebnisse beider AMUX-Varianten bestätigen des weiteren das in Abschnitt 2.2 hergeleitete funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell und die darauf basierenden charakteristischen ENoB-Verläufe aus Kapitel 3.

7 Zusammenfassung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit umfasst die Entwicklung von Modellen und Schaltungskonzepten zur Entwicklung, Optimierung und Analyse von integrierten AMUX-Schaltungen. Die Verifizierung dieser Modelle und Schaltungskonzepte erfolgte anhand der Entwicklung und Charakterisierung zweier integrierter AMUX-Varianten. Die beiden im Rahmen dieser Arbeit entwickelten AMUX-Varianten erreichen Abtast- und Baud-Raten von 120 GS/s bzw. 120 GBd und 140 GS/s bzw. 128 GBd. AMUX-Varianten erreichen Rekordwerte im Bereich der effektiven Auflösung von 7,7 bit bis 4,1 bit und 7,2 bit bis 3,8 bit. Der Vergleich mit dem Stand der Technik in Abschnitt 1.2 zeigt, dass die AMUX-Variante 1 und 2 in dem Vergleichskriterium der theoretischen Datenrate Rekordwerte von 492 Gbit/s und 473,6 Gbit/s. Mit Hilfe der AMUX-Variante 1 kann zudem eine 10 km-lange IM/DD Übertragung mit 360 Gbit/s und einem Rekordwert für die spektrale Effizienz von 3,08 bit/s/Hz demonstriert werden [6, 7].

Um die Entwicklung, die Analyse und die Messung der AMUX-Schaltungen zu erleichtern, wurde ein funktionsbasiertes Frequenzbereichsmodell hergeleitet (vgl. Abschnitt 2.2). Dieses Modell basiert auf den mathematischen Modellgleichungen des AMUX, bietet jedoch im Gegensatz zu den Modellgleichungen ein einfacheres Ablaufschema zur Analyse des AMUX-Ausgangssignals. Das Ablaufschema beinhaltet die Aufteilung der spektralen Komponenten in Basisbänder und gespiegelte Abbilder sowie die Kategorisierung der enthaltenen Töne in Signal- und Residualtöne. Im Zusammenhang mit dem funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell wurde der Effekt der Frequenzbereichsverschachtelung und der Effekt der Linearitätsverschachtelung in Abschnitt 2.3 eingeführt. Diese Effekte dienen als Hilfsmittel zur Vereinfachung der Untersuchung und Optimierung der AMUX-Varianten.

Basierend auf diesem funktionsbasierten Frequenzbereichsmodell lassen sich die Auswirkungen von Fehlanpassungen und Nichtidealitäten des AMUX und der Ansteuerung des AMUX in Kapitel 3 herleiten. Die Fehlanpassungen und Nichtidealitäten werden in drei Kategorien unterteilt, nämlich: Nichtidealitäten im Signalpfad, Fehlanpassungen des Timings und Nichtidealitäten im Taktpfad. Je nach Schaltungskonzept und Dimensionierung können die in dieser Arbeit beschriebenen Nichtidealitäten die erreichbare effektive Auflösung und den Amplitudenverlauf des Ausgangssignals der Schaltung beeinflussen. Zur einfachen Erkennung der Nichtidealitäten im Ausgangssignal der simulierten und gemessenen AMUX-Schaltung, werden den Nichtidealitäten spezifische ENoB-Charakteristiken zugeordnet und deren Ursache hergeleitet. Im Rahmen der Arbeit können sechs verschiedene Nichtidealitäten und deren Ursachen ausgearbeitet werden. Die Untersuchung weiterer Nichtidealitäten wie zum Beispiel dem Takt-Jitter und

die Erweiterung der ENoB-Charakteristiken auf N:1 AMUX-Schaltungen sind Bestandteil weiterführender Arbeiten.

Basierend auf den ENoB-Charakteristiken der Nichtidealitäten und deren Ursachen konnte in Kapitel 5 eine Kalibrationsroutine erarbeitet werden, welche zur Optimierung der effektiven Auflösungen bei Simulation und Messung der AMUX-Schaltungen in dieser Arbeit verwendet wurde.

In der Arbeit werden zwei Kernschaltungstopologien, das clocked-TAS-Konzept und das clocked-SEL-Konzept miteinander verglichen und deren Vor- und Nachteile ausgearbeitet. Aufgrund der Ergebnisse dieses Vergleichs bezüglich der erreichbaren Linearität wurden die entwickelten AMUX-Varianten mit dem clocked-SEL-Konzept realisiert. Zusätzlich zu dem Vergleich der Kernschaltungstopologien wird das Topologie-Konzept des analogen Leistungsmultiplexers (P-AMUX) mit dem Konzept der AMUX-Kernschaltung mit einem linearen Ausgangsverstärker verglichen. Das Konzept des P-AMUX wurde in AMUX-Variante 1 und das Konzept der AMUX-Kernschaltung mit einem linearen Ausgangsverstärker in AMUX-Variante 2 umgesetzt. Ein idealer Vergleich der beiden Konzepte ist aufgrund der unterschiedlichen Transistortechnologie der beiden AMUX-Varianten nicht möglich. Die Messergebnisse der AMUX-Variante 1 und 2 bestätigen grundsätzlich die in Abschnitt 4.3.2 beschriebenen Vor- und Nachteile der beiden Topologiekonzepte.

Neben dem Vergleich von Schaltungstopologien werden Dimensionierungs- und Layoutuntersuchungen bezüglich der erreichbaren Linearität der verwendeten Teilschaltungen (TAS, SEL, BS, EF) vorgenommen. Die Dimensionierung und das Layout der Selektorstufe (SEL) stellt für das realisierte clocked-SEL-Konzept eine besondere Herausforderung dar, da diese Teilschaltung die grundlegende AMUX-Funktion realisiert. Im Zuge der Untersuchung der SEL konnten zwei Effekte, welche die Linearität beeinflussen, untersucht werden. Die Intermodulationsverzerrung und die Gesamt-Signalamplitude des Ausgangssignals der SEL sind abhängig von der Taktsignalamplitude am Takt-Eingang der SEL. Diese Abhängigkeiten führen zu entgegengesetzten Dimensionierungsvorschriften bezüglich der Taktsignalamplitude zur Optimierung der Linearität der SEL. Zusätzlich wurden zwei Layout-Varianten der SEL miteinander verglichen und deren Einfluss auf die effektive Auflösung der SEL untersucht.

Um die Kalibration des Timings zwischen den Eingangssignalen und dem Taktsignal eines AMUX zu erleichtern, wurde eine Spitzenwert-Detektorschaltung vorgeschlagen. Diese verwendet das ungenutzte Dummy-Ausgangssignal der clocked-SEL, um eine dc-Kalibrationsspannung zu generieren. Mit Hilfe dieser dc-Kalibrationsspannung kann das Timing zwischen den Eingangssignalen und dem Taktsignal mit Hilfe eines zweischrittigen Kalibrationsverfahrens eingestellt werden. Dieses Kalibrationsverfahren kann mit Hilfe einer einfachen dc-Spannungsmessung durchgeführt werden und dient zur groben Kalibration des Timings der Eingangssignale und des Taktsignals. Eine Feinjustage des Timings kann mit Hilfe der Kalibrationsroutine aus Kapitel 5 durchgeführt werden. Diese Kalibrationsroutine beruht auf der Messung des Ausgangsspektrums des AMUX mit

Hilfe eines Sampling-Oszilloskops. Die Charakterisierung der Spitzenwert-Detektorschaltung konnte aufgrund der Fehlfunktion des ATB-Busses der AMUX-Variante 2 nicht durchgeführt werden.

Messungen der entwickelten und aufgebauten AMUX-Varianten bestätigen das hergeleitete funktionsbasierte Frequenzbereichsmodell, die darauf basierenden charakteristische ENoB-Verläufe der Nichtidealitäten und den Effekt der Frequenzbereichs- und Linearitätsverschachtelung. Mit Hilfe der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Erkenntnisse, kann die effektive Auflösung eines AMUX-DAC-Aufbaus optimiert und analysiert werden. Die AMUX-Variante 1 stellt mit bis zu 120 GBd/120 GS/s zum Zeitpunkt der Veröffentlichung [17, 18] den AMUX mit der höchsten Daten- und Abtastrate in BiCMOS-Halbleitertechnologie dar. Zusätzlich stellt die AMUX-Variante 1 zum Zeitpunkt der Veröffentlichung den AMUX mit der höchsten effektiven Auflösung (7,7-4,1 bit) in allen Bipolar-Halbleitertechnologien dar (vgl. Tabelle 1.1). Die AMUX-Variante 2 besitzt eine unvorhergesehene, niederohmige Trennung der beiden Versorgungsspannungen des Bipolar- und des CMOS-Schaltungsteils. Dadurch steigt die Leistungsaufnahme der AMUX-Variante 2 um 28%. Die Ursache der niederohmigen Trennung der Versorgungsspannungen liegt wahrscheinlich in einem Layoutfehler in einer ATB-Zelle (CMOS-Zelle). Die AMUX-Variante erreicht trotz der zusätzlichen Leistungsaufnahme eine maximale Datenrate von 128 GBd und eine Abtastrate von 140 GS/s mit einer Spannungsverstärkung von $V_u = 1,2$. Für Messungen mit 8-bit DACs zeigt die AMUX-Variante 2 eine effektive Auflösung zwischen 7,1 bit und 3,7 bit bei einer Abtastrate von 128 GS/s. Damit besitzt die AMUX-Variante 2 zum Zeitpunkt der Abgabe der Arbeit die höchste gemessene effektive Auflösung eines AMUX für Abtastraten > 120 GS/s. Die Behebung der niederohmigen Trennung der Versorgungsspannungen in einem Re-Design könnte die erreichbaren Daten- und Abtastraten und die effektive Auflösung der AMUX-Variante 2 weiter verbessern.

Anhang A

Herleitung zu Kapitel 3

A.1 Herleitung von Gleichung 2.43

Der Kehrwert der Gleichung 2.42 ergibt

$$\frac{1}{\text{SINAD}_g} = \frac{V_{u,1}(P_D^{IM} + P_D^N) + (P_{V,1}^{IM} + P_{V,1}^N)}{V_{u,1}P_D^S} \quad (\text{A.1})$$

$$= \frac{P_D^{IM} + P_D^N}{P_D^S} + \frac{P_{V,1}^{IM} + P_{V,1}^N}{V_{u,1}P_D^S}. \quad (\text{A.2})$$

Mit Hilfe von Gleichung 2.39 und Gleichung 2.40 ergibt sich

$$\frac{1}{\text{SINAD}_g} = \frac{1}{\text{SINAD}_D} + \frac{1}{\text{SINAD}_{V,1}}. \quad (\text{A.3})$$

Der ENoB des Ausgangssignals des Signalpfades kann mit Hilfe der Definition des ENoB (vgl. Gleichung 2.31) berechnet werden

$$\text{ENoB}_g = \frac{\text{SINAD}_g|_{dB} - 1,76}{6,02}, \quad (\text{A.4})$$

$$= \frac{10 \log \left(\frac{1}{\frac{1}{\text{SINAD}_D} + \frac{1}{\text{SINAD}_{V,1}}} \right) - 1,76}{6,02} \quad (\text{A.5})$$

$$= \frac{10 \log (\text{SINAD}_D) - 10 \log \left(1 + \frac{\text{SINAD}_D}{\text{SINAD}_{V,1}} \right) - 1,76}{6,02}, \quad (\text{A.6})$$

$$= \text{ENoB}_D - \frac{10 \log \left(1 + \frac{10^{\frac{6,02 \cdot \text{ENoB}_D + 1,76}{10}}}{10^{\frac{6,02 \cdot \text{ENoB}_{V,1} + 1,76}{10}}} \right)}{6,02}, \quad (\text{A.7})$$

$$= \text{ENoB}_D - \frac{10 \log \left(1 + 10^{0,602 \cdot (\text{ENoB}_D - \text{ENoB}_{V,1})} \right)}{6,02}. \quad (\text{A.8})$$

Analog zu Gleichung A.3, lässt sich aus Gleichung 2.41 eine allgemeine Formel für M-zahlige Verstärkerkaskaden herleiten

$$\frac{1}{\text{SINAD}_g} = \frac{1}{\text{SINAD}_D} + \frac{1}{\text{SINAD}_{V,1}} + \dots + \frac{1}{\text{SINAD}_{V,M}}. \quad (\text{A.9})$$

Der Gesamt-ENoB ergibt sich allgemein zu

$$\begin{aligned} \text{ENoB}_g &= \text{ENoB}_D \\ &- \frac{10 \log \left(1 + 10^{0,602 \cdot (\text{ENoB}_D - \text{ENoB}_{V,1})} + \dots + 10^{0,602 \cdot (\text{ENoB}_D - \text{ENoB}_{V,M})} \right)}{6,02}, \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

$$= \text{ENoB}_D - \Delta \text{ENoB}_g. \quad (\text{A.11})$$

Anhang B

Herleitung zu Kapitel 4

B.1 Herleitung zur Verwendung des Mittelwertes der Schaltzeiten

Betrachtet wird das Ersatzschaltbild der Layout-Variante 1 aus Abbildung 4.16. Im Folgenden wird die Schaltzeit des Ausgangssignals $\underline{X}_{M1}(f)$ des Mischers 1 bestehend aus SS1p,n hergeleitet. Dabei wird von der Gleichung 2.32 ausgegangen. Dabei entspricht das Ausgangssignal $\underline{X}_{M1}(f)$ dem differentiellen Ausgangsstrom $\underline{I}_{1p}(f) - \underline{I}_{1n}(f)$ im Frequenzbereich. Das Eingangssignal \underline{X}_1 entspricht dem differentiellen Eingangsstrom $\underline{I}_{e1d}(f)$ im Frequenzbereich. Damit ergeben sich die allgemeinen Eingangsströme des Mischer 1 der SEL zu $\underline{I}_{1p}(f) = \frac{I_0}{2} + \frac{\underline{I}_{e1d}(f)}{2}$ und $\underline{I}_{1n}(f) = \frac{I_0}{2} - \frac{\underline{I}_{e1d}(f)}{2}$. Das Taktsignal $\underline{C}_{M1}(f)$ muss aufgrund der Zeitverzögerung in der Basisansteuerung des Stromschalters SS1p gegenüber dem Stromschalter SS1n in zwei Taktsignale aufgeteilt werden, nämlich $\underline{C}_{M1,SS1p}$ und $\underline{C}_{M1,SS1n}$. Der Zusammenhang zwischen den beiden Taktsignalen kann mit

$$\underline{C}_{M1,1p} = \underline{C}_{M1,1n} \cdot e^{-j2\pi f 3\Delta t_{L,a}} \quad (\text{B.1})$$

beschrieben werden, wobei $3\Delta t_{L,a}$ der Zeitverzögerung aufgrund der Basiskontaktmetallisierung entspricht. In den folgenden Gleichungen wird der Klammerterm (f) bei den Frequenzbereichsgrößen zur besseren Lesbarkeit weggelassen. Mit Hilfe dieser Definitio-

nen kann das Ausgangssignal des Mischer 1 beschrieben werden mit

$$\underline{X}_{M1} = \underline{I}_{1p} - \underline{I}_{1n} = (\underline{I}_{1p} * \underline{C}_{M1,1p}) - (\underline{I}_{1n} * \underline{C}_{M1,1n}), \quad (\text{B.2})$$

$$= \left(\left(\frac{I_0}{2} + \frac{I_{e1d}}{2} \right) * \underline{C}_{M1,1p} \right) - \left(\left(\frac{I_0}{2} - \frac{I_{e1d}}{2} \right) * \underline{C}_{M1,1n} \right), \quad (\text{B.3})$$

$$= \left(\frac{I_0}{2} * \underline{C}_{M1,1p} \right) + \left(\frac{I_{e1d}}{2} * \underline{C}_{M1,1p} \right) - \left(\frac{I_0}{2} * \underline{C}_{M1,1n} \right) + \left(\frac{I_{e1d}}{2} * \underline{C}_{M1,1n} \right), \quad (\text{B.4})$$

$$= \left(\frac{I_0}{2} * (\underline{C}_{M1,1p} - \underline{C}_{M1,1n}) \right) + \left(\frac{I_{e1d}}{2} * (\underline{C}_{M1,1p} + \underline{C}_{M1,1n}) \right), \quad (\text{B.5})$$

$$= \left(\frac{I_0}{2} * (\underline{C}_{M1,1p} - \underline{C}_{M1,1n}) \right) + \left(I_{e1d} * \frac{1}{2} (\underline{C}_{M1,1p} + \underline{C}_{M1,1n}) \right), \quad (\text{B.6})$$

$$= \left(\frac{I_0}{2} * (\underline{C}_{M1,1p} - \underline{C}_{M1,1n}) \right) + (\underline{I}_{e1d} * \overline{C}_{M1}), \quad (\text{B.7})$$

$$= \underbrace{\left(\frac{I_0}{2} * (\underline{C}_{M1,1p} - \underline{C}_{M1,1n}) \right)}_{\text{Gleichtakt-Gegentakt-Konversion}} + \underbrace{\left((\underline{I}_{1p} - \underline{I}_{1n}) * \overline{C}_{M1} \right)}_{\text{Gegentaktsignal}}. \quad (\text{B.8})$$

Durch die Zeitverzögerung des Taktsignals $\underline{C}_{M1,1p}$ gegenüber dem Taktsignal $\underline{C}_{M1,1n}$ aufgrund der Basiskontaktmetallisierung des Layouts entsteht eine Gegentakt-Gegentakt-Konversion im Ausgangssignal des Mischer 1. Dadurch beinhaltet das Ausgangssignal des Mischers die Frequenzanteile des Taktsignals $\underline{C}_{M1,1p} - \underline{C}_{M1,1n}$. Der Signalanteil im Ausgangssignal entsteht durch das differentielle Eingangssignal gefaltet mit dem Taktsignal

$$\overline{C}_{M1} = \frac{1}{2} (\underline{C}_{M1,1p} + \underline{C}_{M1,1n}), \quad (\text{B.9})$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \underline{C}_{M1,1n} (e^{-j2\pi f 3\Delta t_{L,a}} + 1), \quad (\text{B.10})$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \underline{C}_{M1,1n} (e^{-j2\pi f L_{L,a}} + 1). \quad (\text{B.11})$$

Der primär für den Schaltvorgang der Stromschalter wichtige Frequenzanteil des Taktsignals \overline{C}_{M1} ist der Frequenzanteil bei der Taktfrequenz $f = f_{c,A}$. Damit ergibt sich

$$\overline{C}_{M1}(f = f_{c,A}) = \frac{1}{2} \cdot \underline{C}_{M1,1n} (e^{-j2\pi f_{c,A} \Delta t_{L,a}} + 1), \quad (\text{B.12})$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \underline{C}_{M1,1n} (e^{-j3\phi_{L,a}} + 1). \quad (\text{B.13})$$

Durch Vektorsummierung ergibt sich für $\overline{C}_{M1}(f_{c,A})$ eine Phasenverschiebung von $1,5 \cdot \phi_{L,a}$, was wiederum einer Zeitverzögerung von $1,5 \cdot \Delta t_{L,a}$ entspricht. Dies entspricht dem arithmetischen Mittel der Zeitverzögerung des Stromschalters SS1n und des Stromschalters SS1p aufgrund der Basiskontaktmetallisierung der Layout-Variante 1. Für Phasenverschiebungen $\phi_{L,a} \ll 45^\circ$ entspricht der Betrag $|\overline{C}_{M1}(f = f_{c,A})|$ in etwa dem Betrag

von $|\underline{C}_{M1,1n}| = |\underline{C}_{M1,1n}|$. Damit kann gezeigt werden, dass das für das Schaltverhalten der Stromschalter wichtige Taktsignal \underline{C}_{M1} bei Layout-Variante 1 eine mittlere Zeitverzögerung von $1,5 \cdot \Delta t_{L,a}$ besitzt.

Anhang C

Herleitung zu Kapitel 5

C.1 Herleitung des Amplitudenverlustes

Die folgende Herleitung orientiert sich an Abbildung 4.33. Die Amplituden der Gesamt-Signal- und Gesamt-Residualtöne des Signalausgangs können für Signalfrequenzen $f_l \rightarrow f_{n,D}$ bestimmt werden

$$\lim_{f_l \rightarrow f_{n,D}} |s_{l1}^y| = |s_{l1}^b| + |s_{l1}^i| \approx 1 V_{pp} \cdot g_D(f_l) \cdot \frac{1}{2} \left(\operatorname{sinc} \left(\frac{h}{2} \right) \Big|_{h=0} + \operatorname{sinc} \left(\frac{h}{2} \right) \Big|_{h=1} \right), \quad (\text{C.1})$$

$$\approx 0,5 V_{pp} \cdot \operatorname{sinc} \left(\frac{f_l}{f_{s,D}} \right) \cdot \left(1 + \operatorname{sinc} \left(\frac{1}{2} \right) \right) \approx 0,52 V_{pp}, \quad (\text{C.2})$$

$$\lim_{f_l \rightarrow f_{n,D}} |r_{u1}^y| = |r_{u1}^b| + |r_{u1}^i| \approx 1 V_{pp} \cdot g_D(f_l) \cdot \frac{1}{2} \left(\operatorname{sinc} \left(\frac{0}{2} \right) + \operatorname{sinc} \left(\frac{1}{2} \right) \right), \quad (\text{C.3})$$

$$\approx 0,5 V_{pp} \cdot \operatorname{sinc} \left(\frac{f_l}{f_{s,D}} \right) \cdot \left(1 + \operatorname{sinc} \left(\frac{1}{2} \right) \right) \approx 0,52 V_{pp}. \quad (\text{C.4})$$

Diese Gleichungen können mit Hilfe der Modellgleichungen 2.32 und 2.34 für die Summenterme $h = 0$ (Basisband) und $h = 1$ (gespiegeltes Abbild) hergeleitet werden. Für den Grenzwert $f_l \rightarrow f_{n,D}$ sind die Amplituden der Gesamt-Signaltöne und Gesamt-Residualtöne gleich groß. Anzumerken ist, dass hier ein Amplitudenwert $> 0,5 V_{pp}$ erreicht wird, obwohl die maximale Amplitude von s_{l1}^y bei $0,5 V_{pp}$ liegt. Dies ist die Folge der Vereinfachung des funktionsbasierten Frequenzbereichsmodells durch die Vernachlässigung des Einflusses von Abbildern höherer Ordnungen $h > 1$ der Modellgleichungen 2.32 und 2.34. Bei Auswertung der gesamten Modellgleichungen wird ein Wert von jeweils $0,45 V_{pp}$ erreicht. Für die Abschätzung des prozentualen Verlustes der Amplitude des Dummy-Ausgangssignals ist diese Abweichung jedoch unerheblich.

Die Amplituden der Gesamt-Signal- und Gesamt-Residualtöne des Dummy-Ausganges

können ebenfalls für Signalfrequenzen $f_l \rightarrow f_{n,D}$ bestimmt werden

$$\lim_{f_l \rightarrow f_{n,D}} |\tilde{s}_{l1}^y| = |\tilde{s}_{l1}^b| - |\tilde{s}_{l1}^i| \approx 1 V_{pp} \cdot g_D(f_l) \cdot \frac{1}{2} \left(\operatorname{sinc} \left(\frac{0}{2} \right) - \operatorname{sinc} \left(\frac{1}{2} \right) \right), \quad (\text{C.5})$$

$$\approx 0,5 V_{pp} \cdot \operatorname{sinc} \left(\frac{f_l}{f_{s,D}} \right) \cdot \left(1 - \operatorname{sinc} \left(\frac{1}{2} \right) \right) \approx 0,116 V_{pp}, \quad (\text{C.6})$$

$$\lim_{f_l \rightarrow f_{n,D}} |\tilde{t}_{u1}^y| = |\tilde{t}_{u1}^b| - |\tilde{t}_{u1}^i| \approx 1 V_{pp} \cdot g_D(f_l) \cdot \frac{1}{2} \left(\operatorname{sinc} \left(\frac{0}{2} \right) - \operatorname{sinc} \left(\frac{1}{2} \right) \right), \quad (\text{C.7})$$

$$\approx 0,5 V_{pp} \cdot \operatorname{sinc} \left(\frac{f_l}{f_{s,D}} \right) \cdot \left(1 - \operatorname{sinc} \left(\frac{1}{2} \right) \right) \approx 0,116 V_{pp}. \quad (\text{C.8})$$

Damit ist die Gesamt-Signaltonamplitude und die Gesamt-Residualtonamplitude des Dummy-Ausgangs des Mischers um 78% niedriger als die Gesamt-Signaltonamplitude und die Gesamt-Residualtonamplitude des Signalausganges des Mischers.

Anhang D

Definition zu Kapitel 6

D.1 Definition Gegentakt-Kleinsignalparameter

Abbildung D.1 zeigt ein Netzwerk mit vier Toren, welche zu jeweils zwei Tor-Paaren zusammengefasst werden. Die Tor-Paare können zum Beispiel differentielle Signalschnittstellen darstellen. Die Gegentakt-Kleinsignalparameter bzw. Modenkonzversions-Parameter dieses Netzwerks können analog zu [47, 66] zu

$$\underline{M}_{11}^- = \frac{1}{2} (\underline{S}_{11} + \underline{S}_{22} - \underline{S}_{21} - \underline{S}_{12}), \quad (\text{D.1})$$

$$\underline{M}_{21}^- = \frac{1}{2} (\underline{S}_{31} + \underline{S}_{42} - \underline{S}_{41} - \underline{S}_{32}), \quad (\text{D.2})$$

$$\underline{M}_{12}^- = \frac{1}{2} (\underline{S}_{13} + \underline{S}_{24} - \underline{S}_{23} - \underline{S}_{14}), \quad (\text{D.3})$$

$$\underline{M}_{22}^- = \frac{1}{2} (\underline{S}_{33} + \underline{S}_{44} - \underline{S}_{43} - \underline{S}_{34}). \quad (\text{D.4})$$

definiert werden. Dabei stellt \underline{S}_{ij} jeweils den Streuparameter mit der einfallenden Welle an Tor j und der ausfallenden Welle an Tor i dar. Die Tore weisen alle die Wellenimpedanz von 50Ω auf. Die Gegentakt-Kleinsignalparameter \underline{M}_{11}^- und \underline{M}_{22}^- stellen die Reflexionsfaktoren der beiden Tor-Paare und \underline{M}_{21}^- und \underline{M}_{12}^- stellen die Übertragungsfaktoren zwischen den beiden Tor-Paaren im Gegentakt dar.

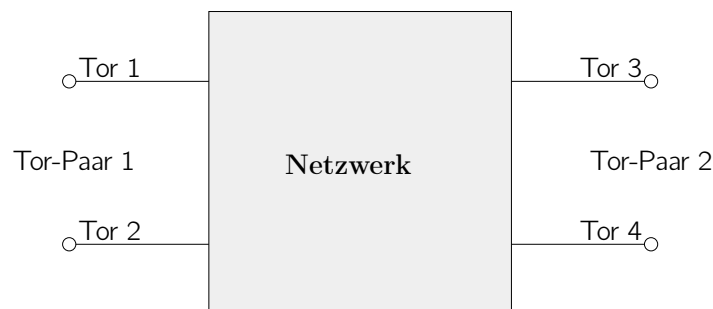


Abbildung D.1: Netzwerk mit vier Toren bzw. zwei Tor-Paaren.

Literatur

- [1] Xun Guan, Wei Shi und Leslie Ann Rusch, „Ultra-Dense Wavelength-Division Multiplexing With Microring Modulator“, *Journal of Lightwave Technology* 39.13 (2021), S. 4300–4306.
- [2] Po Dong, „Silicon Photonic Integrated Circuits for Wavelength-Division Multiplexing Applications“, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 22.6 (2016), S. 370–378.
- [3] Chin-Hui Chen, M. Ashkan Seyedi, Marco Fiorentino u. a., „A comb laser-driven DWDM silicon photonic transmitter based on microring modulators“, *Opt. Express* 23.16 (2015), S. 21541–21548.
- [4] Katsunari Okamoto, „Wavelength-Division-Multiplexing Devices in Thin SOI: Advances and Prospects“, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 20.4 (2014), S. 248–257.
- [5] Infinera Corporation, *Coherent WDM Technologies*, 2016, URL: https://www.infinera.com/wp-content/uploads/Infinera_Coherent_Tech.pdf (besucht am 25.04.2023).
- [6] Qian Hu, Karsten Schuh, Michael Collisi u. a., „120 GSa/s BiCMOS Analog Multiplexer Enabling 360 Gbit/s DSCM-PCS-256QAM IM/DD Transmission“, *2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)* (2021), S. 1–3.
- [7] Qian Hu, Michael Collisi, Karsten Schuh u. a., „120 GSa/s BiCMOS AMUX for 360 Gbit/s High-Information-Rate Signal Generation Demonstrated in 10 km IM/DD System“, *Journal of Lightwave Technology* 40.5 (2022), S. 1330–1338.
- [8] Qian Hu, Karsten Schuh, Vahid Aref u. a., „128 GSa/s SiGe Analog Multiplexer Enabling PDM-DSCM-PCS-256QAM Transmission over 80 km SSMF“, in: *Optica Advanced Photonics Congress 2022*, Optica Publishing Group, 2022, SpTh1I.6.
- [9] Charles Laperle und Maurice O’Sullivan, „Advances in High-Speed DACs, ADCs, and DSP for Optical Coherent Transceivers“, *Journal of Lightwave Technology* 32.4 (2014), S. 629–643.
- [10] Tobias Ellermeyer, Rolf Schmid, Anna Bielik, Jörg Rupeter und Michael Möller, „DA and AD converters in SiGe technology: Speed and resolution for ultra high data rate applications“, in: *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, 2010, S. 1–6.
- [11] M. Nagatani, H. Yamazaki, H. Wakita u. a., „A 50-GHz-bandwidth InP-HBT analog-MUX module for high-symbol-rate optical communications systems“ (2016), S. 1–4.

- [12] M. Nagatani, H. Wakita, H. Yamazaki u. a., „A 128-GS/s 63-GHz-bandwidth InP-HBT-based analog-MUX module for ultra-broadband D/A conversion subsystem“, in: *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, S. 134–136.
- [13] M. Nagatani, H. Wakita, H. Yamazaki u. a., „A Beyond-1-Tb/s Coherent Optical Transmitter Front-End Based on 110-GHz-Bandwidth 2:1 Analog Multiplexer in 250-nm InP DHBT“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 55.9 (2020), S. 2301–2315.
- [14] T. Tannert, X. Q. Du, D. Widmann u. a., „A SiGe-HBT 2:1 analog multiplexer with more than 67 GHz bandwidth“ (2017), S. 146–149.
- [15] Tobias Tannert, Markus Grözing, Manfred Berroth u. a., „Analog 2:1 Multiplexer with over 110 GHz Bandwidth in SiGe BiCMOS Technology“, in: *2021 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS)*, 2021, S. 1–4.
- [16] H. Ramon, M. Verplaetse, M. Vanhoecke u. a., „A 100-GS/s Four-to-One Analog Time Interleaver in 55-nm SiGe BiCMOS“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* (2021), S. 1–1.
- [17] Michael Collisi und Michael Möller, „A 120 GS/s 2:1 Analog Multiplexer with High Linearity in SiGe-BiCMOS Technology“, *2020 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS)* (2020), S. 1–4.
- [18] Michael Collisi und Michael Möller, „Resolution-Related Design Considerations for a 120-GS/s 8-bit 2:1 Analog Multiplexer in SiGe-BiCMOS Technology“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 56.9 (2021), S. 2624–2634.
- [19] R. Hersent, A. Konczykowska, F. Jorge u. a., „Analog-Multiplexer (AMUX) circuit realized in InP DHBT technology for high order electrical modulation formats (PAM-4, PAM-8)“, in: *2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, 2020, S. 222–224.
- [20] R. Hersent, A. Konczykowska, F. Jorge u. a., „160-GSa/s-and-Beyond 108-GHz-Bandwidth Over-2-Vppd Output-Swing 0.5-um InP DHBT 2:1 AMUX-Driver for Next-Generation Optical Communications“, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 32.6 (2022), S. 752–755.
- [21] C. Schmidt, T. Tannert, J.H. Choi u. a., „120 GBd SiGe-Based 2:1 Analog Multiplexer Module for Ultra-Broadband Transmission Systems“, in: *2021 16th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2022, S. 169–172.
- [22] J. Schostak, T. Tannert, C. Schmidt u. a., „150 GBd PAM-4 Electrical Signal Generation using SiGe-Based Analog Multiplexer Ic“, in: *2022 17th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2022, S. 173–176.
- [23] H. Ramon, M. Verplaetse, M. Vanhoecke u. a., „12.4 A 700mW 4-to-1 SiGe BiCMOS 100GS/s Analog Time-Interleaver“ (2020), S. 214–216.

-
- [24] C. E. Shannon, „Communication in the Presence of Noise“, *Proceedings of the IRE* 37.1 (1949), S. 10–21.
- [25] Christian Schmidt, „Interleaving Concepts for Digital-to-Analog Converters“, Dissertation, Technische Universität Berlin, 2019.
- [26] C. Schmidt, P. Zielonka, V. Jungnickel u. a., „Behavioral Model for a High-Speed 2:1 Analog Multiplexer“ (2018), S. 1–4.
- [27] H. Yamazaki, M. Nagatani, S. Kanazawa u. a., „Digital-Preprocessed Analog-Multiplexed DAC for Ultrawideband Multilevel Transmitter“, *Journal of Lightwave Technology* 34.7 (2016), S. 1579–1584.
- [28] H. Yamazaki, M. Nagatani, F. Hamaoka u. a., „Discrete Multitone Transmission at Net Data Rate of 250 Gb/s Using Digital-Preprocessed Analog-Multiplexed DAC With Halved Clock Frequency and Suppressed Image“, *Journal of Lightwave Technology* 35.7 (2017), S. 1300–1306.
- [29] K. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*, Springer Vieweg, 2011.
- [30] R. F. H. Fischer, *Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission*, John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [31] „IEEE Standard for Terminology and Test Methods of Digital-to-Analog Converter Devices“, *IEEE Std 1658-2011* (2012), S. 1–126.
- [32] W.E.Bennett, „Spectra of Quantized Signals“, *Bell System Technical Journal* 27.3 (1948), S. 446–472.
- [33] K. McClaning und T. Vito, *Radio Receiver Design*, Noble Publishing Corporation, 2001.
- [34] Karsten Schuh, Qian Hu, Michael Collisi u. a., „100 GSa/s BiCMOS Analog Multiplexer Based 100 GBd PAM Transmission over 20 km Single-Mode Fiber in the C-Band“, *2020 European Conference on Optical Communications (ECOC)* (2020), S. 1–4.
- [35] John F. Spina Donald D. Weiner, *Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits*, Van Nostrand Reinhold, 1980.
- [36] „Zeitabhängige Größen; Benennungen der Zeitabhängigkeit“, *DIN 5483-1:1983-06* (1983).
- [37] „Übergänge, Impulse und zugehörige Schwingungsabbilder - Begriffe, Definitionen und Algorithmen“, *DIN EN 60469:2014-02* (2014).
- [38] Christopher Uhl, „Optimierung mit Taktsignalen angesteuerter Stromschalter in breitbandigen Hochgeschwindigkeitsschaltungen in Bipolar-Technologie“, Dissertation, Universität des Saarlandes, 2019.
- [39] Horst Hettrich, Rolf Schmid, Lars Altenhain, Johann Würtele und Michael Möller, „A linear active combiner enabling an interleaved 200 GS/s DAC with 44 GHz analog bandwidth“, in: *2017 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)*, 2017, S. 142–145.

- [40] Horst Hettrich, „Entwicklung integrierter Treiber-Verstärker für optische Übertragungssysteme in SiGe-Bipolar-Technologie“, Dissertation, Universität des Saarlandes, 2019.
- [41] H.-M. Rein und M. Moller, „Design considerations for very-high-speed Si-bipolar IC’s operating up to 50 Gb/s“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 31.8 (1996), S. 1076–1090.
- [42] M. Möller, „Challenges in Cell-Based Design of Very-High-Speed Si-Bipolar IC’s at 100 Gb/s“, in: *2007 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, 2007, S. 106–114.
- [43] Michael Möller, „High-Speed Analog Circuits“, Vorlesungsskript, Universität des Saarlandes, 2020.
- [44] S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, John Wiley & Sons, Inc., 1981, ISBN: 0-471-05661-8.
- [45] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis und Robert G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Intergrated Circuits*, 2014, ISBN: 0-471-32168-0.
- [46] Johann Siegl und Edgar Zoicher, *Schaltungstechnik - Analog und gemischt analog/digital*, Springer Berlin, 2001, ISBN: 3-540-44230-8.
- [47] Michael Möller, „Entwurf und Ortimierung monolithisch integrierter Breitbandverstärker in Si-Bipolartechnologie für optische Übertragungssysteme“, Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 1999.
- [48] Christopher Uhl, Horst Hettrich und Michael Möller, „Design Considerations for a 100 Gbit/s SiGe-BiCMOS Power Multiplexer With 2 V_{pp} Differential Voltage Swing“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 53.9 (2018), S. 2479–2487.
- [49] Philipp Ritter, Stéphane Le Tual, Bruno Allard und Michael Möller, „Design Considerations for a 6 Bit 20 GS/s SiGe BiCMOS Flash ADC Without Track-and-Hold“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 49.9 (2014), S. 1886–1894.
- [50] Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Hiroshi Yamazaki u. a., „A Beyond-1-Tb/s Coherent Optical Transmitter Front-End Based on 110-GHz-Bandwidth 2:1 Analog Multiplexer in 250-nm InP DHBT“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 55.9 (2020), S. 2301–2315.
- [51] Christopher Uhl, Horst Hettrich und Michael Möller, „A 100 Gbit/s 2 V_{pp} power multiplexer in SiGe BiCMOS technology for directly driving a monolithically integrated plasmonic MZM in a silicon photonics transmitter“, in: *2017 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)*, 2017, S. 106–109.
- [52] M. Möller, T.F. Meister, R. Schmid und u.a., „SiGe retiming high-gain power MUX for directly driving an EAM up to 50 Gbit/s“, in: *Electronic Letters*, Bd. 34.18, 1998, S. 1782–1784.
- [53] R. Reimann und H.-M. Rein, „A single-chip bipolar AGC amplifier with large dynamic range for optical-fiber receivers operating up to 3 Gbit/s“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 24.6 (1989), S. 1744–1748.

- [54] R.G. Meyer, „Low-power monolithic RF peak detector analysis“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 30.1 (1995), S. 65–67.
- [55] T. Zhang, W.R. Eisenstadt, R.M. Fox und Q. Yin, „Bipolar Microwave RMS Power Detectors“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 41.9 (2006), S. 2188–2192.
- [56] Tao Zhang, W.R. Eisenstadt und R.M. Fox, „20 GHz bipolar RF RMS power detectors“, in: *Proceedings of the Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2005.*, 2005, S. 204–207.
- [57] Raju Ahamed, Mikko Varonen, Dristy Parveg u. a., „Design and Analysis of an E-Band Power Detector in 0.13 μm SiGe BiCMOS Technology“, in: *2020 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2020, S. 1–4.
- [58] STMicroelectronics, *BiCMOS055 Technology Offer*, 2016, URL: https://mycmp.fr/wp-content/uploads/2021/02/BiCMOS055_overview.pdf (besucht am 20.07.2022).
- [59] Mesut Inac, Adel Fatemi, Falk Korndörfer u. a., „Performance Comparison of Broadband Traveling Wave Amplifiers in 130-nm SiGe:C SG13G2 and SG13G3 BiCMOS Technologies“, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 31.6 (2021), S. 744–747.
- [60] H.-M. Rein, „Design aspects of 10 to 40 Gb/s digital and analog Si-bipolar ICs“, in: *Digest of Technical Papers., Symposium on VLSI Circuits.*, 1995, S. 49–54.
- [61] A.E. Ruehli, „Equivalent Circuit Models for Three-Dimensional Multiconductor Systems“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 22.3 (1974), S. 216–221.
- [62] Mattan Kamon, *BNonuniformly Discretized Reference Planes in FastHenry 3.0*, 1996, URL: https://www.fastfieldsolvers.com/Download/FastHenry_nonuniform_gndplane_manual.pdf (besucht am 19.01.2023).
- [63] Christian Knochenhauer, Behnam Sedighi und Frank Ellinger, „A Comparative Analysis of Peaking Methods for Output Stages of Broadband Amplifiers“, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 58.11 (2011), S. 2581–2589.
- [64] Andreea Balteanu und Sorin P. Voinigescu, „A cable equalizer with 31 dB of adjustable peaking at 52 GHz“, in: *2009 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, 2009, S. 154–157.
- [65] Jaeha Kim, Jeong-Kyoum Kim, Bong-Joon Lee und Deog-Kyoon Jeong, „Design Optimization of On-Chip Inductive Peaking Structures for 0.13- μm CMOS 40-Gb/s Transmitter Circuits“, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 56.12 (2009), S. 2544–2555.
- [66] Michael Möller, „High-Frequency Networking Engineering“, Vorlesungsskript, Universität des Saarlandes, 2020.

-
- [67] D.E. Bockelman und W.R. Eisenstadt, „Combined differential and common-mode scattering parameters: theory and simulation“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 43.7 (1995), S. 1530–1539.
- [68] A. Ferrero und M. Pirola, „Generalized mixed-mode S-parameters“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 54.1 (2006), S. 458–463.