

Neuartiges Ausleseverfahren für induktive Näherungssensoren auf Basis von Sigma-Delta Modulation

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften der
Universität Duisburg-Essen
zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Sascha Thoß
aus
Rodewisch

Referent: Prof. B. J. Hosticka, Ph. D.
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. M. Ortmanns
Tag der mündlichen Prüfung: 29.01.2009

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme (IMS) in Duisburg. An dieser Stelle möchte ich Herrn Prof. B. J. Hosticka, Ph. D. für die wissenschaftliche Betreuung der Arbeit danken. Mein besonderer Dank gilt auch Herrn Dr. O. Machul für die Initiierung dieser Arbeit, die vielen Diskussionen, welche dem Verständnis der Probleme von induktiven Näherungssensoren dienten, sowie für die Finanzierung dieser Arbeit durch seine Abteilung der SICK AG.

Herrn Prof. Dr. M. Ortmanns danke ich für die Bereitschaft zur Übernahme des Korreferats.

Für die freundliche Unterstützung und fachliche Anregung in zahlreichen Diskussionen möchte ich mich bei allen aktiven und ehemaligen Kollegen der Abteilung SYS und anderer Abteilungen, mit denen ich im Rahmen meiner Dissertation zusammengearbeitet habe bedanken. Namentlich möchte ich die Herren T. v. d. Boom, D. Weiler, B. Bechen, P. Fürst, R. Thiel, W. Rack und M. Figge hervorheben.

Abschließend danke ich besonders meiner Freundin Nina und meiner Familie für die Unterstützung und das Verständnis während der Anfertigung der hier vorliegenden Arbeit.

Abkürzungsverzeichnis

δ	Eindringtiefe
ΔR_{ABS}	Dämpfungsunterschied, der einer Abstandsänderung von 10% entspricht
ΔR_{MIN}	minimale Änderung des Dämpfungswiderstandes, die erkannt werden soll
ϕ_R	Phasenreserve
μ	Permeabilität des Drahtmaterials der Spulenwicklung
μ_E	effektive Permeabilität des magnetischen Kreises
μ_{KORR}	Korrekturfaktor zur Beschreibung des Einflusses ferromagnetischer Targets auf die Induktivität L
ρ	spezifischer Widerstand des Drahtmaterials der Spulenwicklung
A_0	DC-Verstärkung der OPVs
A_D	Unterdrückung des sinc-Filters ausserhalb des Signalbandes
ADC	Analog-Digital-Converter
A_{DMIN}	minimale Unterdrückung des sinc-Filters ausserhalb des Signalbandes
A/D-Wandlung	Analog-Digital-Wandlung
A_E	effektive Fläche des magnetischen Kreises
A_i	Koeffizienten im Nenner des IIR-Filters
A_L	Faktor zur Modellierung der Induktivität des Sensors

A_{LF}	Faktor zur Beschreibung der Frequenzabhängigkeit von A_L
A_{LNOM}	Nominalwert von A_L
A_{LTEMP}	Faktor zur Beschreibung der Temperaturabhängigkeit von A_L
B_i	Koeffizienten im Zähler des IIR-Filters
BPSDM	Bandpass-Sigma-Delta Modulator
BW_{PLL}	Bandbreite der PLL
BW_{SIM}	Bandbreite des Rauschens in der Simulation
C_{EQ}	äquivalente Lastkapazität
C_{KOMPL}	Komplexitätsfaktor zur Modellierung des Verstärkerrauschens
CMFB	Gleichtaktregelung (Common-Mode-Feedback)
C_{OFF}	Kondensator zur Offsetspeicherung
CP	Ladungspumpe (Charge-Pump)
C_S	Samplingkondensator
d	Targetabstand
D	durch das Target verursachte Dämpfung
DAC	Digital-Analog-Converter
DC	Gleichstrom
D_{DRAHT}	Drahtdurchmesser
DEZ	Dezimationsrate im sinc-Filter
DFF	D-Flipflop
DIGCTRL	digitale Steuereingänge
DK_1	Koeffizient zur Modellierung der Abstandsabhängigkeit des Kop- pelfaktors
DK_2	Koeffizient zur Modellierung der Abstandsabhängigkeit des Kop- pelfaktors
E_Q	Quantisierungsfehler des Komparators im linearen Modell
E_{QEFF}	Effektivwert des Quantisierungsfehlers
E_{SK}	im Schwingkreis gespeicherte Energie
f_A	Abtastfrequenz der SC-Schaltung
f_{EQ}	äquivalente Bandbreite

f_N	Nyquist-Frequenz
f_{NOM}	Nominalfrequenz
f_R	Resonanzfrequenz des Schwingkreises
f_{SBW}	Signalbandbreite
f_{STB}	Stopbandfrequenz
f_Z	Zwischenfrequenz nach der Dezimation
F_{INT1}	Skalierungsfaktor für die Simulation des Rauschens des ersten Integrators
FIR	Finite Impulse Response
FK_{AL1}	Frequenzkoeffizient von A_L
FK_{RK}	Frequenzkoeffizient von R_K
FPGA	Field-Programmable Gate Array
F_R	Skalierungsfaktor für die Simulation des Widerstandsrauschens
g	Funktion zur Beschreibung des Settling-Verhaltens eines SC-Verstärkers
g_m	Transkonduktanz eines Transistors
G	Verstärkung des Komparators im linearen Modell
GB1	„Gain-Boosting“-Verstärker mit PMOS-Eingangsstufe
GB2	„Gain-Boosting“-Verstärker mit NMOS-Eingangsstufe
GBW	Verstärkungsbandbreiteprodukt
GNDA	Masseanschluss des Analogteils und der PLL
GNDD	Masseanschluss des Digitalteils
GNDM	Wechselspannungskurzschluss an einem Sensoranschluss (grounded mode)
H_{BR}	Brückenübertragungsfunktion
H_{BRR}	Realteil der Brückenübertragungsfunktion
H_{BRI}	Imaginärteil der Brückenübertragungsfunktion
H_{CP}	Übertragungsfunktion der CP
H_D	Übertragungsfunktion des Taktteilers
H_{FIR}	Übertragungsfunktion des FIR-Filters

H_{GFIR}	Übertragungsfunktion des Gesamtfilters aus sinc- und FIR-Filter
H_{GIIR}	Übertragungsfunktion des Gesamtfilters aus sinc- und IIR-Filter
H_{IIR}	Übertragungsfunktion des IIR-Filters
H_{INT}	Übertragungsfunktion des SC-Integrators
H_{N2}	Übertragungsfunktion des Rauschens des zweiten Integrators
H_{N2VER}	vereinfachte Übertragungsfunktion des Rauschens des zweiten Integrators
H_{NR}	Übertragungsfunktion des Rauschens des Referenzwiderstandes R_{REF}
H_{NRVER}	vereinfachte Übertragungsfunktion des Rauschens des Referenzwiderstandes R_{REF}
H_{OSZI}	Übertragungsfunktion des Oszillators
H_{PLL}	Schleifenverstärkung der PLL
H_{PLLCL}	Übertragungsfunktion der PLL
H_{SINC}	Übertragungsfunktion des sinc-Filters
$H_{Stromquelle}$	Übertragungsfunktion der U-I-Wandlung in der Rückkopplung des SDM (R_{REF})
H_{USOLL}	Übertragungsfunktion der Sollspannung U_{SOLL}
$H_{USOLLVER}$	vereinfachte Übertragungsfunktion der Sollspannung U_{SOLL}
H_{VCO}	Übertragungsfunktion des VCOs
I_D	Drainstrom
I_{DC}	DC-Strom zur Messung von R_{DC}
IIR	Infinite Impulse Response
I_{IN}	Speisestrom des Oszillators
I_P	Pulsstrom der CP
I-Regler	Integralregler
I_T	Tailstrom
K	Koppelfaktor
K_i	Koeffizienten des FIR-Filters
K_{NOM}	Koppelfaktor bei Nominaltemperatur

K_{SINC}	Ordnung des sinc-Filters
K_{SWITCH}	Faktor zur Aktivierung ferromagnetischer Targets
K_T	Faktor zur Beschreibung des Targeteinflusses auf die Sensorinduktivität
K_{TEMP}	temperaturabhängiger Koppelfaktor
K_V	Übertragungskonstante des SC-Integrators
K_{V1}	Übertragungskonstante des ersten SC-Integrators
K_{V11}	erster Teil der Übertragungskonstante des ersten SC-Integrators
K_{V12}	zweiter Teil der Übertragungskonstante des ersten SC-Integrators
K_{V2}	Übertragungskonstante des zweiten SC-Integrators
K_{VCO}	VCO-Verstärkung
l_E	effektive Länge des magnetischen Kreises
L_1	Grundinduktivität der Sensorspule
L_{1O}	Grundinduktivität der Sensorspule ohne ferromagnetisches Target
L_G	Gesamtinduktivität der Sensorspule
L_{GO}	Gesamtinduktivität der Sensorspule ohne ferromagnetisches Target
L_{PG}	Gesamtinduktivität der Sensorspule (Parallelersatzschaltung)
LPF	Loopfilter
MCU	Mikrocontroller
n	„weak inversion slope factor“
N	Teilerfaktor des Taktteilers
N_1	Rauschen des ersten Integrators
N_2	Rauschen des zweiten Integrators
N_O	Rauschen des Oszillators
N_R	Rauschen von R_{REF}
NTF	Rauschübertragungsfunktion (Noise Transfer Function)
N_W	Windungszahl der Sensorspule
OPV	Operationsverstärker
OTA	Transkonduktanzverstärker
$p_E(E_Q)$	Wahrscheinlichkeitsdichte des Quantisierungsfehlers

$P1_{\mu KORR}$	Parameter zur Modellierung der Abstandsabhängigkeit von μ_{KORR} (quadratisch)
$P1_{RF}$	Parameter zur Modellierung von R_F
$P2_{\mu KORR}$	Parameter zur Modellierung der Abstandsabhängigkeit von μ_{KORR} (linear)
$P2_{RF}$	Parameter zur Modellierung von R_F (Exponent)
$P_E(E_Q)$	Wahrscheinlichkeit des Quantisierungsfehlers
PDF	Phasen-Frequenz-Detektor
P_{IN}	in den Schwingkreis eingespeiste Leistung
PLL	Phase-Locked-Loop
P_{NAE}	eingangsbezogene (Verstärkereingang) Rauschleistung des Verstärkers
P_{NAINT}	Rauschleistung des Verstärkers am Ausgang des Integrators
P_{NAINTE}	Rauschleistung des Verstärkers am Eingang des Integrators
P_{NINT1}	Rauschleistung des ersten Integrators im Signalband am Ausgang des SDM
P_{NO}	Rauschleistung des Oszillators im Signalband am Ausgang des SDM
P_{NSE}	Rauschleistung durch das Abtasten am Eingang
P_{NSEG}	gesamte Rauschleistung durch das Abtasten am Eingang
P_{NSLG}	gesamte Rauschleistung durch das Abtasten in der Ladungstransferphase
P_{OUT}	Verlustleistung im Schwingkreis
P_Q	Quantisierungsrauschleistung am Ausgang des Komparators
P_{QS}	Quantisierungsrauschleistung im Signalband am Ausgang des SDM
P_R	Rauschleistung von R_{REF} nach der Filterung
P_S	Signalleistung
PSRR	Power Supply Rejection Ratio
R_1	Grundwiderstand der Sensorspule
R_2	Verlustwiderstand im Target
R_{DC}	DC-Widerstand der Spulenwicklung

R_{DCNOM}	Nominalwert des DC-Widerstandes
R_F	frequenzabhängiger Widerstand der Spulenwicklung
R_G	Gesamtwiderstand der Sensorspule
R_K	Widerstand durch Verluste im Spulenkern
R_{MAX}	maximaler Dämpfungswiderstand, der vom System verarbeitet werden kann
R_N	negativer Widerstand des Oszillators
R_{PG}	Gesamtwiderstand der Sensorspule (Parallelersatzschaltung)
R_{REF}	Referenzwiderstand zur Modellierung der U-I-Wandlung in der Rückkopplung des SDM
R_S	Widerstand des Schalttransistors beim Sampling
R_T	durch das Target verursachter Widerstand
s	Schaltabstand
s_B	Bemessungsschaltabstand
s_N	Nennschaltabstand
s_R	Realschaltabstand
SC-Schaltung	Switched-Capacitor-Schaltung
SDM	Sigma-Delta Modulator
SENSP	positiver Sensoranschluss
SENSN	negativer Sensoranschluss
S_{NAE}	eingangsbezogene (Verstärkereingang) Rauschleistungsdichte des Verstärkers
SNR	Signal-Rausch-Abstand (Signal to Noise Ratio)
$SNDR$	Verhältnis von Signal zu Rauschen und Verzerrungen (Signal to Noise and Distortion Ratio)
SPI	Serial Peripheral Interface
S_Q	spektrale Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers am Komparator
S_{QSDM}	spektrale Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers am Ausgang des SDM

S_R	spektrale Rauschleistungsdichte von R_{REF}
SR	Anstiegsgeschwindigkeit (Slew-Rate)
ST	Schmitt-Trigger
$t_=$	Zeitpunkt, bei dem der exponentielle Anstieg gleich SR ist
TK_{AL1}	Temperaturkoeffizient von A_L (linearer Anteil)
TK_{AL2}	Temperaturkoeffizient von A_L (quadratischer Anteil)
TK_K	Temperaturkoeffizient des Koppelfaktors
T_{NOM}	Nominaltemperatur
TK_{RDC}	Temperaturkoeffizient des DC-Widerstandes
TK_{RK1}	Temperaturkoeffizient von R_K (linearer Anteil)
TK_{RK2}	Temperaturkoeffizient von R_K (quadratischer Anteil)
T_S	Settlingzeit
U_{CM}	Sollspannung für das CMFB (Gleichtaktspannung)
U-I-Wandler	Spannungs-Strom-Wandler
U_N	Rauschspannung von R_S
U_{OUTSDM}	Ausgangsspannung des SDM
U_{REF}	Referenzspannung am Komparator
U_{SOLL}	Sollamplitude
U_{STOER}	Störspannung
U_T	Schwellenspannung
U_{TH}	Temperaturspannung
VCO	spannungsgesteuerter Oszillator
VDDA	Versorgungsspannung des Analogteils
VDDA_PLL	Versorgungsspannung des Analogteils der PLL
VDDD	Versorgungsspannung des Digitalteils
V_K	Verlustfaktor des Spulenkerns
V_{KNOM}	Verlustfaktor des Spulenkerns bei Nominaltemperatur
V_{KTEMP}	temperaturabhängiger Verlustfaktor des Spulenkerns
WB_{MIN}	minimale Wortbreite der Register im sinc-Filter
Z_{LPF}	Impedanz des Loopfilters

Abbildungsverzeichnis

1.1	Grundaufbau induktiver Näherungssensoren	22
1.2	Auslesesystem von Contrinex [8]	23
1.3	Blockschaltbild der mehrstufigen Temperaturkompensation	27
1.4	Brückenschaltung	28
2.1	Ersatzschaltung des Sensors	32
2.2	Transformatorersatzschaltung einer Senserspule mit Target	33
2.3	Verlauf des Widerstandes R_G über dem Targetabstand d	42
2.4	Verlauf der Induktivität L_G über dem Targetabstand d	43
2.5	Verlauf des Widerstandes R_G über der Temperatur	43
2.6	Verlauf der Induktivität L_G über der Temperatur	44
2.7	Verlauf des Widerstandes R_G über dem Targetabstand d und der Temperatur	45
3.1	Verlauf der Dämpfung über dem Abstand	48
4.1	Auslesekonzept mit einem normalen Gleichrichter	53
4.2	Auslesekonzept mit einem Spitzenwertdetektor	54
4.3	Auslesekonzept mit direkter Analog-Digital-Wandlung	55
4.4	Auslesekonzept mit Synchronabtastung durch einen SC-Integrator	56
4.5	SDM aus SC-Integrator, Komparator und LC-Oszillator	57
4.6	BPSDM mit direkter Rückkopplung	59
4.7	BPSDM mit digitalem Regler	59

5.1	System mit negativer Rückkopplung	61
5.2	Umwandlung der Reihenersatzschaltung des Sensors in eine Parallelersatzschaltung	62
5.3	Schwingkreis mit Dämpfungswiderstand	63
5.4	Schwingkreis mit Dämpfungswiderstand und negativem Widerstand	64
5.5	Negativ- g_m -Oszillator	66
5.6	Kleinsignalersatzschaltbild des negativ- g_m -Oszillators	66
5.7	Mehrstufiger negativ- g_m -Oszillator	70
5.8	Kleinsignalersatzschaltbild es mehrstufigen negativ- g_m -Oszillators	70
5.9	Speisestrom $g_m u_{GS1}$ für eine Halbwelle einer sinusförmigen Oszillatorspannung bei verschiedenen Transkonduktanzen im negativ- g_m -Oszillator	71
5.10	Speisestrom $g_m u_{GS1}$ für eine Halbwelle einer sinusförmigen Oszillatorspannung bei verschiedenen Transkonduktanzen und Verstärkungen im mehrstufigen Oszillator	72
5.11	Schaltbild des Schwingkreises	73
5.12	Grundstruktur einer Charge-Pump-PLL	76
5.13	Lineares Modell einer Charge-Pump-PLL	77
5.14	LPF einer Typ-II-PLL	77
5.15	Frequenzgang der Schleifenverstärkung	84
5.16	Blockschaltbild des Regelkreises mit einem SDM 1. Ordnung	85
5.17	Linearisiertes Modell des SDM 1. Ordnung	87
5.18	Polstellen des Systems mit einem SDM 1. Ordnung	91
5.19	Zeitlicher Verlauf der Oszillatorspannung	92
5.20	Blockschaltbild des Regelkreises mit einem SDM 2. Ordnung	93
5.21	Linearisiertes Modell des SDM 2. Ordnung	93
5.22	Wurzelortskurve des Nennerpolynoms der Übertragungsfunktion des Systems mit einem SDM 2. Ordnung bei Variation von K_{V1}	96
5.23	Oszillatorspannung bei einem Sprung des Targetabstandes für verschiedene Werte von K_{V1}	98
5.24	Transferfunktion des Komparators	99

5.25	Quantisierungsfehler des Komparators	99
5.26	Wahrscheinlichkeitsdichte des Quantisierungsfehlers	100
5.27	Spektrale Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers	101
5.28	Vergleich der Amplitudenspektren des Quantisierungsrauschens am Ausgang des Systems mit dem eines normalen SDM 2. Ordnung und mit einem Simulationsergebnis	102
5.29	Vergleich der theoretischen Verläufe der Amplitudenspektren des Quantisierungsrauschens am Ausgang des SDM	104
5.30	Amplitudenspektrum des SDM 2. Ordnung mit und ohne Änderung des Targetabstandes	106
5.31	Vergleich der Amplitudenfrequenzgänge eines sinc-Filters 1. Ordnung und eines sinc-Filters 2. Ordnung	110
5.32	Amplitudenspektren des Ausgangssignals des Systems mit sinc-Filtern 1. und 2. Ordnung	111
5.33	Blockschaltbild des sinc-Filters 2. Ordnung	112
5.34	Phasenfrequenzgang eines sinc-Filters 2. Ordnung	113
5.35	Amplitudenfrequenzgang des FIR-Filters	114
5.36	Phasenfrequenzgang des FIR-Filters	116
5.37	Amplitudenfrequenzgang des Gesamtfilters aus sinc- und FIR-Filter	117
5.38	Amplitudenspektrum des Ausgangssignals des Gesamtsystems inklusive sinc- und FIR-Filter bei einer sinusförmigen Änderung des Targetabstandes . . .	117
5.39	Amplitudenfrequenzgang des IIR-Filters	119
5.40	Phasenfrequenzgang des IIR-Filters	119
5.41	Amplitudenfrequenzgang des Gesamtfilters aus sinc- und IIR-Filter	120
5.42	Amplitudenspektrum des Ausgangssignals des Gesamtsystems inklusive sinc- und IIR-Filter bei einer sinusförmigen Änderung des Targetabstandes . . .	121
5.43	Blockschaltbild zur Temperaturkompensation mit Hilfe des Gleichstromwiderstandes der Spule	122
5.44	Vergleich der Ausgangsspannungen mit und ohne Temperaturkompensation	125
5.45	Blockschaltbild zur Temperaturkompensation mit einem Referenzsensor . .	127

5.46	Kompensierte Ausgangsspannung unter Verwendung eines Referenzsensors	127
5.47	Ausgangsspannung bei verschiedenen Verzögerungszeiten des Komparators	129
5.48	Ausgangsspannung bei verschiedenen Offsetspannungen des Komparators	130
5.49	SC-Integrator mit endlicher OPV-Verstärkung	131
5.50	Linearisiertes Modell des Systems mit zusätzlichen Rauschquellen	136
5.51	Vergleich der Amplitudenfrequenzgänge der normalen und der vereinfachten Übertragungsfunktion für U_{SOLL}	138
5.52	Vergleich der Amplitudenfrequenzgänge der normalen und der vereinfachten Übertragungsfunktion für N_2	139
5.53	Vergleich der Amplitudenfrequenzgänge der normalen und der vereinfachten Übertragungsfunktion für N_R	140
5.54	Ersatzschaltung für das Abtauschen am Eingang	142
5.55	Ersatzschaltung für das Abtauschen in der Ladungstransferphase	144
5.56	Ersatzschaltung für das Verstärkerrauschen	145
5.57	Ersatzschaltung für das Rauschen des Loopfilterwiderstandes	148
5.58	Vergleich der gefilterten Ausgangsspannungen des Systems U_{OUTIIR} bei verschiedenen Targetabständen unter Einbeziehung aller Rauschquellen	149
6.1	Schaltung des Oszillators	151
6.2	CMFB-Schaltung des Oszillators	152
6.3	„single-ended-folded-cascode“-Verstärker	153
6.4	„Gain-Boosting“-Verstärker GB1	154
6.5	„Gain-Boosting“-Verstärker GB2	154
6.6	Simulationsergebnisse am Oszillator	155
6.7	Gesamtschaltung des SDM	156
6.8	Fully-Differential-Folded-Cascode-Verstärker	157
6.9	Amplituden- und Phasenfrequenzgang des Verstärkers	160
6.10	CMFB-Schaltung des Verstärkers	160
6.11	Schaltung des getakteten Komparators	161
6.12	Simulationsergebnis des Gesamtsystems mit SDM	162

6.13	Schaltung des PFD	163
6.14	Schaltung der Charge-Pump	164
6.15	VCO-Schaltung	165
6.16	Taktteiler	165
6.17	Spannung am LPF	166
6.18	Simulationsergebnisse der PLL	167
6.19	Chipfoto des IC	169
6.20	Floorplan des IC	169
7.1	Testaufbau	172
7.2	Ausgangswert in Abhängigkeit des Targetabstandes	175
7.3	Vergleich der Ausgangsspannungen von Messung und Simulation	176
7.4	Vergleich der Spektren von Messung und Simulation nach dem Filter	177
7.5	Vergleich der Spektren von Messung und Simulation nach dem SDM	177
7.6	Linearisiertes Modell des Systems mit Oszillatorrauschen	178
7.7	Vergleich der Ausgangsspannungen von Messung und Simulation mit Oszillatorrauschen	180
7.8	Vergleich der Ausgangswerte bei 1% Änderung des Targetabstandes und 8mm Targetabstand	181
7.9	Vergleich der Ausgangswerte bei 1% Änderung des Targetabstandes und 12mm Targetabstand	182
7.10	Vergleich der Ausgangswerte zwischen differentiellem und GNDM-Betrieb	184
8.1	Blockschaltbild des Gesamtsystems	185
9.1	LC-Oszillator mit zusätzlichem Pfad zur Gleichstromspeisung	190
9.2	SC-Integrator für SDM 1. Ordnung mit Unterdrückung der überlagerten Schwingung	191
A.1	Simulinkmodell des Schwingkreises	194
A.2	Simulinkmodell des Oszillators	195
A.3	Simulinkmodell für die Amplitudenmessung	196

A.4	Simulinkmodell des SDM und der ersten Stufe des sinc-Filters	196
A.5	Simulinkmodell des ersten Integrators	197
A.6	Simulinkmodell des Digitalfilters	198
A.7	Simulinkmodell des Taktteilers	199
A.8	Simulinkmodell der PLL	199
A.9	Simulinkmodell des PFD	200
A.10	Simulinkmodell des VCO	200
A.11	Simulinkmodell des Gesamtsystems	201

Tabellenverzeichnis

5.1	Verschiedene Dimensionierungsbeispiele der PLL	83
5.2	Eigenschaften der PLL mit der endgültigen Dimensionierung	84
5.3	Koeffizienten des FIR-Filters	115
5.4	Koeffizienten des IIR-Filters	118
5.5	Stützstellen des Look-Up-Tables zur Temperaturkompensation	125
6.1	Simulationsergebnisse für den Verstärker	159
6.2	Abmessungen des IC	168
7.1	Vergleich der Ausgangswerte verschiedener IC	183

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	10
Tabellenverzeichnis	16
1 Einleitung	21
1.1 Temperaturkompensation durch Kompensation des DC-Widerstandes der Spule	22
1.2 Mehrstufige Temperaturkompensation	26
1.3 Brückenschaltung	27
1.4 Betrieb bei einer Referenzfrequenz	30
1.5 Differenztransformator	30
2 Sensormodell	32
2.1 Transformatormodell	33
2.2 Koppelfaktor	35
2.3 Induktivität	36
2.4 Widerstand der Sensorspule	38
2.4.1 DC-Widerstand des Wicklungsdrahtes	38
2.4.2 Frequenzabhängiger Widerstand des Wicklungsdrahtes	39
2.4.3 Widerstand durch Kernverluste	40
2.5 Modell mit variabler Frequenz	40

3	Systemspezifikation	46
3.1	Allgemeine Systemanforderungen	46
3.2	Ermittlung der Systemspezifikation	47
3.3	Grundkonzept zur Ermittlung des Abstandes	50
4	Konzept für das Auslesesystem	52
4.1	System mit einem Gleichrichter	52
4.2	System mit einem Spitzenwertdetektor	54
4.3	Direkte Analog-Digital-Wandlung	55
4.4	Synchronabtastung mit einem SC-Integrator	56
4.5	SDM aus SC-Integrator, Komparator und LC-Oszillator	57
4.6	Synchrone Abtastung mit einem BPSDM	58
4.7	Konzeptauswahl	60
5	Systementwurf	61
5.1	Oszillatorentwurf	61
5.1.1	Grundlagen	61
5.1.2	Harmonischer Oszillator	64
5.1.3	Mehrstufige Rückkopplung	65
5.1.4	Sensorübertragungsfunktion	72
5.2	PLL	75
5.2.1	Systementwurf PLL	76
5.3	Amplitudenregelung mit einem SDM 1. Ordnung	84
5.4	Amplitudenregelung mit einem SDM 2. Ordnung	92
5.5	Systementwurf für den Digitalfilter	107
5.5.1	Sinc-Filter	108
5.5.2	FIR-Filter	112
5.5.3	IIR-Filter	118
5.6	Temperaturkompensation	120
5.6.1	Messung des Gleichstromwiderstandes der Spule	121

5.6.2	Temperaturkompensation durch Messung des Ausgangswertes ohne Target	126
5.7	Nichtideale Schaltungseigenschaften	128
5.7.1	Komparatorverzögerung	128
5.7.2	Komparatoroffset	128
5.7.3	Endliche Verstärkung der Operationsverstärker in den Integratoren	129
5.7.4	Endlicher Aussteuerbereich der Operationsverstärker in den Integratoren	131
5.7.5	Nichtideales Einschwingen der SC-Integratoren	132
5.7.5.1	Fall 1	133
5.7.5.2	Fall 3	133
5.7.5.3	Fall 2	134
5.7.6	Schaltungsrauschen im Signalpfad	135
5.7.6.1	Widerstandsrauschen	140
5.7.6.2	Rauschen des ersten Integrators	142
5.7.6.3	Rauschen des zweiten Integrators	147
5.7.7	Rauschen in der PLL	148
6	Schaltungsentwurf	150
6.1	Schaltungsentwurf des Oszillators	150
6.2	Schaltungsentwurf SDM	155
6.3	Schaltungsentwurf PLL	162
6.4	Layout	168
7	Messergebnisse	170
7.1	Testaufbau	170
7.2	Erläuterung der Ergebnisse	171
8	Gesamtsystem	185
9	Zusammenfassung und Ausblick	188

A Simulink-Modell	192
A.1 Matlab-Modell des Sensors	192
A.2 Schwingkreismodell	193
A.3 Oszillatormodell	194
A.4 Amplitudenmessung	195
A.5 Modell des Digitalfilters	198
A.6 Modell der PLL	199
A.7 Modell des Gesamtsystems	201
B Matlab-Programme	202
B.1 Matlab-Programm zur Definition der Filterparameter im Digitalfilter und dem LPF	202
B.2 Matlab-Programm zur theoretischen Berechnung des SNR	203
B.3 Matlab-Programm zur Berechnung des SNDR aus dem Ergebnis der Systemsimulation	204
B.4 Matlab-Programm zur Analyse der Messwerte	204
C Controller-Programm	206
Literaturverzeichnis	214

1 Einleitung

Induktive Näherungssensoren sind weit verbreitet in industriellen und automobilen Anwendungen, da sie sehr robust und in der Lage sind, in rauen Umgebungen zu arbeiten. Besonders ihre, im Vergleich zu optischen Sensoren, hohe Unempfindlichkeit gegenüber Schmutz macht sie sehr attraktiv für automatisierungstechnische Anwendungen [1, 2, 3, 4]. Alle induktiven Näherungssensoren basieren auf dem gleichen Grundprinzip [5, 6]. Eine Sensorspule erzeugt ein magnetisches Wechselfeld. Nähert sich ein metallischer Gegenstand, das Target, dem Sensor, induziert das magnetische Wechselfeld Wirbelströme in dem Target. Der Energieverlust des magnetischen Feldes, der durch die Wirbelströme verursacht wird, kann auf der Sensorseite als Güteänderung der Spule detektiert werden. Je näher das Target der Sensorspule kommt, desto stärker sind das Magnetfeld und damit auch die Änderungen des Magnetfeldes. Das führt dazu, dass die Wirbelstromverluste zunehmen. Auf diese Art und Weise kann die Entfernung des Targets vom Sensor festgestellt werden. In Abbildung 1.1 ist der Grundaufbau eines induktiven Näherungssensors dargestellt. Er besteht aus der Sensorspule, die normalerweise mit einem halboffenen Ferritkern kombiniert wird, um das Magnetfeld nach vorn zu richten, der Ausleselektronik und der Ausgangsstufe.

Im Rahmen dieser Arbeit soll eine neuartige Ausleselektronik entwickelt werden, die es ermöglicht, sehr kleine Güteunterschiede der Spule zu erkennen, um damit die Anwesenheit eines metallischen Targets schon in sehr großer Entfernung sicher detektieren zu können. Außerdem soll die Elektronik in der Lage sein, nicht nur einen ganz bestimmten Targetabstand zu erkennen [7], sondern die Abstandsinformation in einem großen Bereich kontinuierlich und digital zur Verfügung zu stellen.

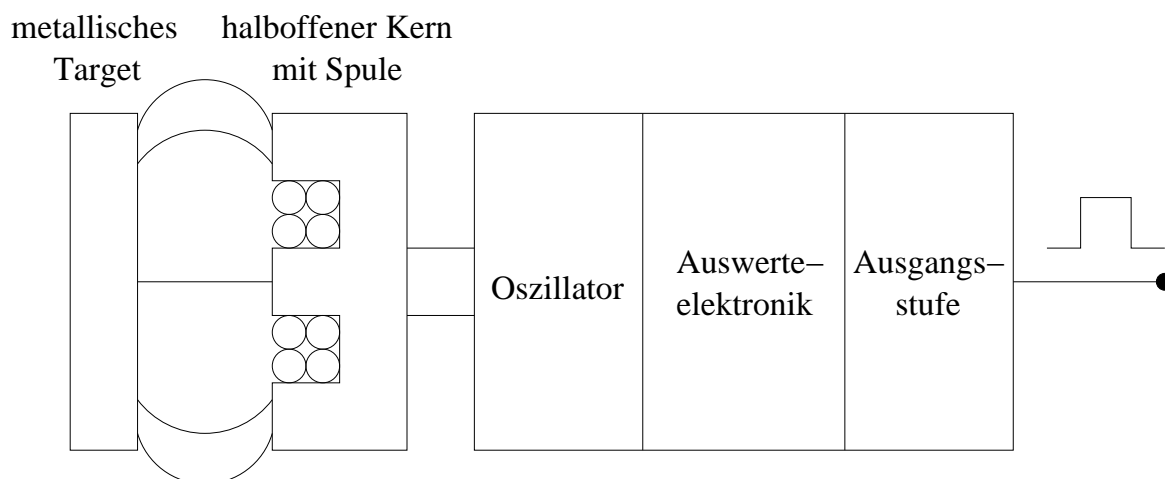


Abbildung 1.1: Grundaufbau induktiver Näherungssensoren

In den folgenden Abschnitten werden verschiedene Konzepte vorgestellt, die den Stand der Technik repräsentieren und jeweils einen bestimmten Aspekt wie Temperaturkompensation, kontinuierliche Abstandsmessung oder Materialunabhängigkeit adressieren. Die Konzepte werden genau analysiert und ihre Vor- und Nachteile diskutiert. Darauf aufbauend wird dann ein eigenes neues Konzept für die Ausleseelektronik entwickelt, welches die verschiedenen Probleme löst, ohne dabei in Konflikt mit den hier vorgestellten patentrechtlich geschützten Ansätzen zu kommen.

1.1 Temperaturkompensation durch Kompensation des DC-Widerstandes der Spule

Contrinex stellt induktive Näherungssensoren mit hohen Schaltabständen her. Besonderes Augenmerk wurde dabei auf die Kompensation der Temperaturdrift des Sensors gelegt. Der größte Teil der Temperaturdrift eines induktiven Näherungssensors wird von der Veränderung des DC-Widerstandes R_{DC} der Spulenwicklung hervorgerufen. Die Grundidee in dem Konzept von Contrinex besteht darin, diesen Anteil zu messen und zu kompensieren [8, 9]. Dazu wird zusätzlich zum Oszillatorsignal ein DC-Strom in den Schwingkreis eingespeist. Um die DC-Spannung von der Schwingung zu trennen, wird die Ausgangsspannung

1.1 Temperaturkompensation durch Kompensation des DC-Widerstandes der Spule

des Schwingkreises mit einem Tiefpass gefiltert. Diese Information wird mit Hilfe eines Multiplizierers so zurück gekoppelt, dass der negative Widerstand, den der Verstärker für den Oszillator darstellt, umgekehrt proportional zum DC-Widerstand der Spulenwicklung ist. Da auch der äquivalente Resonanzwiderstand des Schwingkreises umgekehrt proportional zum DC-Widerstand der Spulenwicklung ist, wird der Einfluss der Temperaturdrift dieses Widerstandes auf das Einsetzen der Schwingung, welches in diesem System als Schaltinformation dient, kompensiert. Das Blockschaltbild des Auslesekonzeptes von Contrinex ist in Abbildung 1.2 dargestellt.

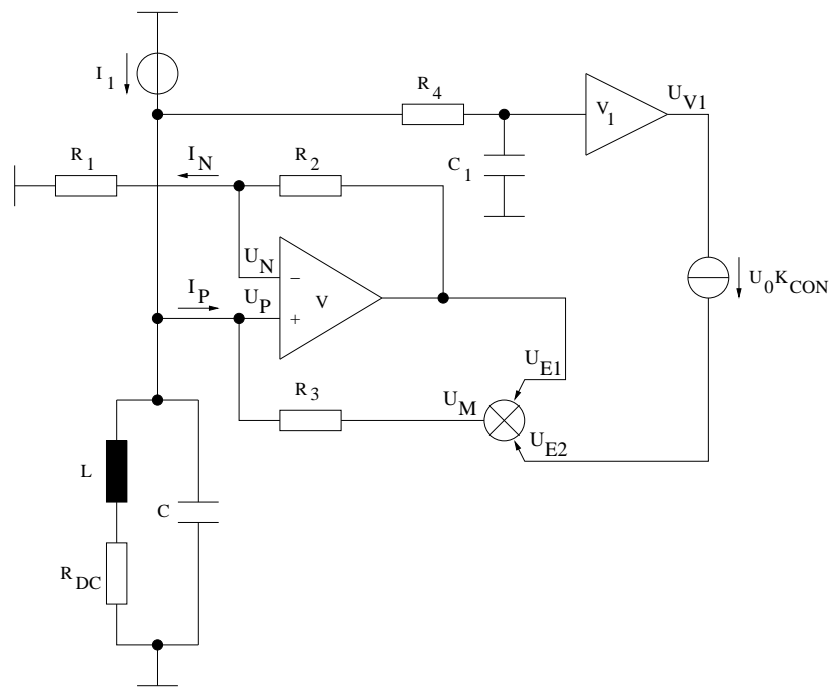


Abbildung 1.2: Auslesesystem von Contrinex [8]

Die folgende Rechnung verdeutlicht die Funktion des Auslesekonzeptes von Contrinex. Zuerst wird der äquivalente Resonanzwiderstand Z_R des Schwingkreises berechnet. Dazu wird die Gleichung für die Resonanzfrequenz ω_R in die Gleichung für die Schwingkreisimpedanz

Z eingesetzt:

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.1.1)$$

$$Z(\omega) = \frac{j\omega L + R_{DC}}{1 - \omega^2 LC + j\omega R_{DC}C} \quad (1.1.2)$$

$$Z_R = \operatorname{Re}(Z(\omega = \omega_R)) \quad (1.1.3)$$

$$Z_R = \frac{L}{R_{DC}C} [8] \quad (1.1.4)$$

Um ein Einsetzen der Schwingung zu ermöglichen, muss der Betrag des negativen Widerstandes R_N , der vom Verstärker bereitgestellt wird, kleiner als der Betrag des äquivalenten Resonanzwiderstandes sein. Wenn R_N konstant ist, ist das Einsetzen der Schwingung umgekehrt proportional zum DC-Widerstand der Spulenwicklung.

$$|Z_R| > |R_N| \quad (1.1.5)$$

Die DC-Spannung über R_{DC} lässt sich aus R_{DC} und dem DC-Strom I_1 berechnen. Das Signal wird dann mit dem Filter R_4 und C_1 von der Schwingung getrennt und mit V_1 verstärkt. Danach erhält man die Spannung U_{V1} am Ausgang des Verstärkers [8]:

$$U_{RDC} = I_1 R_{DC} \quad (1.1.6)$$

$$U_{V1} = I_1 R_{DC} V_1 \quad (1.1.7)$$

Im nächsten Schritt wird eine konstante Spannung $K_{CON}U_0$ addiert. Damit lässt sich die Stärke der Kompensation einstellen. Dadurch ergibt sich der nachfolgend dargestellte Zusammenhang für eine der beiden Eingangsspannungen des Multiplizierers [8]:

$$U_{E2} = U_{V1} + K_{CON}U_0 \quad (1.1.8)$$

$$K_{CON} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.1.9)$$

Nun wird der negative Widerstand berechnet, den der Verstärker am Schwingkreis erzeugt. Er lässt sich aus der Spannung U_P am positiven Eingang des Verstärkers und dem Strom I_P berechnen [8]:

$$R_N = \frac{U_P}{I_P} \quad (1.1.10)$$

1.1 Temperaturkompensation durch Kompensation des DC-Widerstandes der Spule

Unter der Annahme, dass es sich um einen idealen Verstärker handelt, können die Spannungen U_N am negativen Eingang und U_P am positiven Eingang des Verstärkers gleichgesetzt werden. U_N lässt sich aus dem Strom I_N und dem Widerstand R_1 berechnen [8]:

$$U_N = U_P \quad (1.1.11)$$

$$U_N = I_N R_1 \quad (1.1.12)$$

Am Multiplizierer werden die beiden Spannungen U_{E1} und U_{E2} miteinander multipliziert und auf U_0 normiert [8]:

$$U_M = \frac{1}{U_0}(U_{E1}U_{E2}) \quad (1.1.13)$$

Mit Hilfe dieser Zusammenhänge lässt sich nun ein Ausdruck für den negativen Widerstand R_N ableiten [8]:

$$I_N = \frac{U_{E1} - U_N}{R_2} \quad (1.1.14)$$

$$I_N = \frac{U_{E1} - I_N R_1}{R_2} \quad (1.1.15)$$

$$U_{E1} = I_N(R_1 + R_2) \quad (1.1.16)$$

$$I_N = \frac{U_N}{R_1} = \frac{U_P}{R_1} \quad (1.1.17)$$

$$U_{E1} = \frac{U_P}{R_1}(R_1 + R_2) = \frac{U_P}{K_{CON}} \quad (1.1.18)$$

$$I_P = \frac{U_P - U_M}{R_3} \quad (1.1.19)$$

$$I_P = -\frac{U_P U_{V1}}{K_{CON} U_0 R_3} \quad (1.1.20)$$

$$R_N = \frac{U_P}{I_P} = -\frac{K_{CON} U_0 R_3}{U_{V1}} \quad (1.1.21)$$

$$R_N = -\frac{K_{CON} U_0 R_3}{R_{DC} I_1 V_1} \quad (1.1.22)$$

Das Ergebnis zeigt, dass auch der negative Widerstand, der durch die Rückkopplung erzeugt wird, umgekehrt proportional zum DC-Widerstand der Spulenwicklung ist. Dessen temperaturabhängiger Einfluss auf das Einsetzen der Schwingung lässt sich dadurch sehr gut kompensieren.

Das Konzept von Contrinex hat aber auch Nachteile. Betrachtet man die Ergebnisse aus

Kapitel 2, kann man feststellen, dass die Temperaturdrift des DC-Widerstandes der Spulenwicklung nicht die einzige Ursache für Temperaturschwankungen darstellt. Alle anderen Einflussfaktoren werden mit dem Konzept von Contrinex jedoch nicht kompensiert. Ein weiterer Nachteil ist die relativ hohe Komplexität des Systems. Man benötigt sehr viele analoge Komponenten, die ihrerseits wieder einen Temperaturgang besitzen, um die Kompensation durchzuführen. Wenn das Einsetzen der Schwingung bzw. der Schwingungsabbriss als Schaltinformation verwendet werden, ist es außerdem nicht möglich, eine kontinuierliche Abstandsinformation zur Verfügung zu stellen.

1.2 Mehrstufige Temperaturkompensation

Eine andere Idee als Contrinex verfolgt Balluff. Balluff verwendet ein mehrstufiges gemischt analog-digitales Verfahren zur Temperaturkompensation [26, 27]. Das Blockschaltbild zum Konzept von Balluff ist in Abbildung 1.3 dargestellt.

Im ersten Schritt wird eine analoge Addition von drei verschiedenen temperaturabhängigen Strömen durchgeführt. Dieser Strom I_2 wird als Anregungsstrom in den Oszillator eingespeist. Mit dieser ersten Stufe wird ein typspezifischer Abgleich durchgeführt, der jedoch nicht für jeden Sensor separat erfolgt.

Im nächsten Schritt wird ein digital programmierbarer Strom I_1 erzeugt, der ebenfalls in den Oszillator eingespeist wird. Damit erfolgt die sensorspezifische Einstellung der Schwingungsamplitude im Schaltpunkt.

Die letzte Stufe zur Schaltpunkteinstellung und Temperaturkompensation stellt die programmierbare Komparatorschaltswelle dar. Sie wird nicht nur einfach fest programmiert, sondern über einen Look-Up-Table in Abhängigkeit der Temperatur verändert.

Mit dem Verfahren von Balluff lassen sich die verschiedenen Temperatureinflüsse sehr gut kompensieren und hohe Schaltabstände erreichen. Aber auch dieses Konzept hat Nachteile. Für die Temperaturkompensation ist eine sehr aufwendige Kalibrierung nötig, bei der jeder Sensor bei mehreren Temperaturen vermessen werden muss. Des weiteren benötigt dieses mehrstufige Verfahren einen sehr hohen elektronischen Aufwand. Außerdem

besteht die Möglichkeit, dass es einen Temperaturunterschied zwischen dem induktiven Sensor und dem Sensor zur Temperaturerfassung gibt. Ein weiterer Nachteil des Konzeptes besteht darin, dass es eine Schwellwertdetektion vorsieht. Damit ist es nicht möglich, eine kontinuierliche Abstandsinformation zur Verfügung zu stellen.

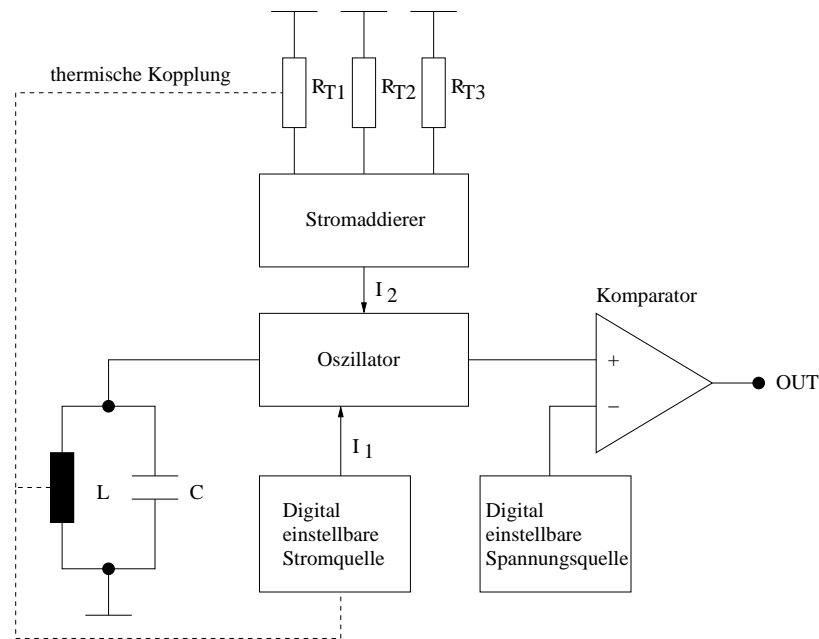


Abbildung 1.3: Blockschaltbild der mehrstufigen Temperaturkompensation

1.3 Brückenschaltung

Ein weiteres Konzept von Balluff befasst sich mit dem Problem der Materialabhängigkeit. Balluff verwendet eine Brückenschaltung wie in Abbildung 1.4 dargestellt [28]. Die Auswerteeinrichtung bildet die Übertragungsfunktion zwischen Eingangsspannung und Brückendiagonalspannung. Der Realteil der Übertragungsfunktion wird unabhängig vom Imaginärteil zur Gewinnung des Schaltsignals herangezogen. Dieses Konzept liefert ein materialunabhängiges Abstandssignal bei großen Schaltabständen und in einem weiten Temperaturbereich [28].

Mit den folgenden mathematischen Gleichungen wird die Funktionsweise des Konzeptes

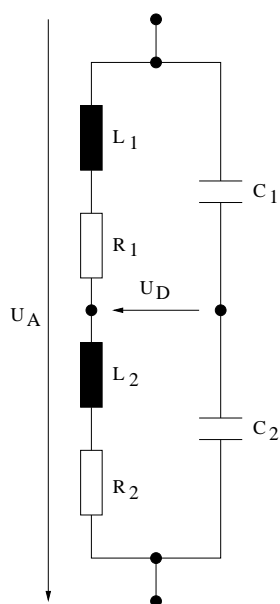


Abbildung 1.4: Brückenschaltung

näher beschrieben. Durch die erste Gleichung wird die komplexe Übertragungsfunktion H_{BR} der Schwingkreisbrücke dargestellt [28]:

$$H_{BR} = \frac{U_D}{U_A} \quad (1.3.1)$$

$$H_{BR} = \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} \quad (1.3.2)$$

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 \quad (1.3.3)$$

$$Z_2 = R_2 + j\omega L_2 \quad (1.3.4)$$

$$Z_3 = \frac{1}{j\omega C_1} \quad (1.3.5)$$

$$Z_4 = \frac{1}{j\omega C_2} \quad (1.3.6)$$

Der Schwingkreis wird gezielt verstimmt, um einen realen Anteil in der Übertragungsfunktion zu erhalten [28]:

$$F_{BA} = \frac{Z_4}{Z_3} \quad (1.3.7)$$

$$F_{BA} = \frac{C_1}{C_2} \quad (1.3.8)$$

$$H_{BR} = \frac{F_{BA} Z_1 - Z_2}{(F_{BA} + 1)(Z_1 + Z_2)} \quad (1.3.9)$$

Die Übertragungsfunktion H_{BR} lässt sich nun in ihren Realteil H_{BRR} und ihren Imaginärteil H_{BRI} zerlegen [28]:

$$H_{BRR} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1^2 - R_2^2 + X_1^2 - X_2^2}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{F_{BA} - 1}{F_{BA} + 1} \quad (1.3.10)$$

$$H_{BRI} = -\frac{R_1 X_2 - R_2 X_1}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad (1.3.11)$$

$$X_1 = \omega L_1 \quad (1.3.12)$$

$$X_2 = \omega L_2 \quad (1.3.13)$$

Bei großen Schaltabständen haben die Spulen eine hohe Güte. Daraus lässt sich die folgende Näherung ableiten [28]:

$$X_1 \gg R_1 \quad (1.3.14)$$

$$X_2 \gg R_2 \quad (1.3.15)$$

$$H_{BRR} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1^2 - R_2^2 + X_1^2 - X_2^2}{(X_1 + X_2)^2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{F_{BA} - 1}{F_{BA} + 1} \quad (1.3.16)$$

$$H_{BRI} \approx -\frac{R_1 X_2 - R_2 X_1}{(X_1 + X_2)^2} \quad (1.3.17)$$

Des Weiteren kann auf Grund von Messungen folgende Annahme gemacht werden:

$$X_1^2 - X_2^2 \gg R_1^2 - R_2^2 \quad (1.3.18)$$

$$H_{BRR} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{X_1 - X_2}{X_1 + X_2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{F_{BA} - 1}{F_{BA} + 1} \quad (1.3.19)$$

Das Ergebnis zeigt, dass der Realteil der Brückenübertragungsfunktion bei großen Schaltabständen näherungsweise nur noch eine Funktion des konstanten Parameters F_{BA} und der Imaginärteile der Spulenimpedanzen X_1 und X_2 ist.

Balluff hat bei Messungen festgestellt, dass sich der Imaginärteil der Spulenimpedanz bei großen Abständen und hohen Frequenzen bei der Annäherung von ferromagnetischen und nicht ferromagnetischen Targets nahezu gleich stark ändert. Wird der Realteil der Brückenübertragungsfunktion H_{BRR} als Schaltinformation herangezogen, erzielt man für hohe Schaltabstände einen nahezu materialunabhängigen Schaltpunkt. Wird die Brückenschaltung als Schwingkreis eines Oszillators verwendet, kann die Schwingungsamplitude als Maß für den Realteil der Brückenübertragungsfunktion verwendet werden. Um ein Abstandssignal zu erhalten, müssen die Spulen konstruktiv so angeordnet werden, dass sie

unterschiedlich stark vom Target beeinflusst werden [28].

Der große Vorteil des Konzeptes besteht darin, dass es ein materialunabhängiges Schaltsignal zur Verfügung stellt. Das Konzept beruht jedoch auf einigen Annahmen, die nur bei großen Abständen und Spulen hoher Güte gelten. Die Ausgabe einer kontinuierlichen Abstandsinformation ist deshalb nur in einem relativ kleinen Bereich bei großen Abständen möglich.

1.4 Betrieb bei einer Referenzfrequenz

Das Konzept von Turck beruht auf der Tatsache, dass sich die Verläufe der Schwingkreisimpedanzen Z über der Frequenz bei einem bestimmten Abstand d_0 für ferromagnetische und nicht ferromagnetische Targets in einem Punkt (Z_0, f_0) schneiden [30]. Der Schwingkreis wird nicht, wie allgemein üblich, innerhalb eines frei laufenden Oszillators betrieben. Mit Hilfe eines Referenzschwingkreises wird die Arbeitsfrequenz des Oszillators auf den Wert f_0 eingestellt. Die Verstärkung in der Oszillatorkopplung wird so eingestellt, dass sich der Schwingungszustand des Systems bei Z_0 ändert. Dadurch erhält man einen materialunabhängigen Schaltimpuls beim Abstand d_0 .

Ein Nachteil des Konzeptes besteht darin, dass der Sensorschwingkreis nicht in Resonanz betrieben wird. Dadurch ist die magnetische Feldstärke und damit die Reichweite relativ gering. Ein weiterer Nachteil besteht darin, dass zur Kompensation der Temperaturdrift kein Ansatz vorhanden ist. Da als Information die Änderung des Schwingungszustandes herangezogen wird, ist auch die kontinuierliche Ausgabe der Abstandsinformation nicht möglich.

1.5 Differenztransformator

Ein weiteres Konzept von Turck beruht auf der Verwendung eines Differenztransformators, der aus einer Sendespule und zwei Empfangsspulen besteht [31]. Die Empfangsspulen sind

so angeordnet, dass sie unterschiedlich stark vom Target beeinflusst werden. Das Differenzsignal zwischen den Spannungen an den Empfangsspulen dient als Rückkopplung für den Oszillator. Der Abstand der beiden Spulen zur Sendespule und zum Target wird so eingestellt, dass sich der Schwingungszustand des Systems genau im angestrebten Schalt-
punkt ändert.

Der Vorteil des Konzeptes besteht darin, dass man ein relativ gut temperaturkompensiertes materialunabhängiges Schaltsignal erhält. Ein Nachteil besteht in dem relativ großen konstruktiven Aufwand für das System aus drei Spulen. Ein Nachteil ist auch die fehlende Möglichkeit zum elektronischen Abgleich. Der Schaltpunkt wird durch die mechanische Anordnung der Spulen zueinander festgelegt. Außerdem verhindert die Detektion der Änderung des Schwingungszustandes die Ausgabe eines kontinuierlichen Abstandssignals.

2 Sensormodell

Ziel der Modellierung ist es, das System aus Sensorspule und Target in ein einfaches Ersatzschaltbild aus einer Induktivität L_G und einem Widerstand R_G , wie es in Abbildung 2.1 dargestellt ist, zu überführen. Die Ersatzschaltung ist nötig, um das Verhalten des Systems auch in einem signalflussorientierten Simulator wie Matlab/Simulink simulieren zu können. Des Weiteren dient die Modellierung dem genaueren Verständnis des Systems und der Vorhersage von Systemeigenschaften. Der Widerstand R_G setzt sich aus dem

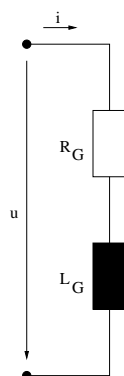


Abbildung 2.1: Ersatzschaltung des Sensors

Widerstand der Sensorspule R_1 und dem durch das Target verursachten Verlustwiderstand R_T zusammen:

$$R_G = R_1 + R_T \quad (2.0.1)$$

Der Widerstand der Sensorspule R_1 setzt sich wiederum aus drei Komponenten zusammen, dem DC-Widerstand des Wicklungsdrahtes R_{DC} , dem frequenzabhängigen Widerstand des

Wicklungsdrahtes R_F und dem Widerstand durch Kernverluste R_K :

$$R_1 = R_{DC} + R_F + R_K \quad (2.0.2)$$

Die Induktivität L_G setzt sich ebenfalls aus der Grundinduktivität der Sensorspule L_1 und einem durch das Target verursachten Anteil $K_T \cdot L_1$ zusammen:

$$L_G = L_1 + K_T \cdot L_1 \quad (2.0.3)$$

2.1 Transformatormodell

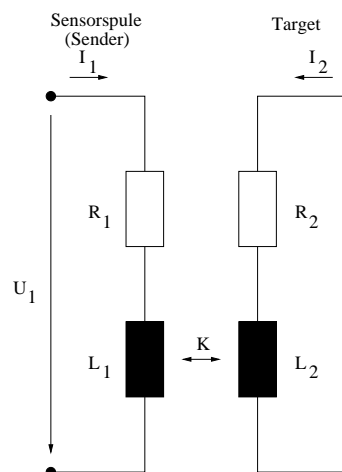


Abbildung 2.2: Transformatorersatzschaltung einer Sensorspule mit Target

Wie in Abbildung 2.2 dargestellt, lässt sich das System aus Sensor und Target als Transformator interpretieren. Mit dieser Methode ist es möglich, die Impedanz des Sensors in Abhängigkeit des Targetabstandes anzugeben.

Zuerst werden die Maschengleichungen der Ersatzschaltung aufgestellt:

$$U_1 = R_1 I_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} + M \frac{dI_2}{dt} \quad (2.1.1)$$

$$0 = R_2 I_2 + L_2 \frac{dI_2}{dt} + M \frac{dI_1}{dt} \quad (2.1.2)$$

Mit Hilfe der Laplace-Transformation lässt sich das Differentialgleichungssystem sehr einfach lösen und eine Gleichung für die Sensorimpedanz Z aufstellen:

$$U_1 = R_1 I_1 + sL_1 I_1 + sM I_2 \quad (2.1.3)$$

$$0 = R_2 I_2 + sL_2 I_2 + sM I_1 \quad (2.1.4)$$

$$I_2 = -\frac{sM}{R_2 + sL_2} I_1 \quad (2.1.5)$$

$$U_1 = R_1 I_1 + sL_1 I_1 - \frac{s^2 M^2}{R_2 + sL_2} I_1 \quad (2.1.6)$$

$$Z = \frac{U_1}{I_1} \quad (2.1.7)$$

$$Z = R_1 + sL_1 - \frac{s^2 M^2}{R_2 + sL_2} \quad (2.1.8)$$

$$s = j\omega \quad (2.1.9)$$

$$Z = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2} \quad (2.1.10)$$

$$Z = R_1 + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + j\omega \left(L_1 - \frac{\omega^2 M^2 L_2^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \right) \quad (2.1.11)$$

Die Gegeninduktivität M lässt sich durch den Koppelfaktor K und die beiden Induktivitäten L_1 und L_2 darstellen. Der Quotient $\frac{R_2}{L_2}$ charakterisiert die Materialeigenschaften des Targets:

$$M = K \sqrt{L_1 L_2} \quad (2.1.12)$$

$$Z = R_1 + \frac{\omega^2 K^2 L_1 \frac{R_2}{L_2}}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2} + j\omega L_1 \left(1 - \frac{\omega^2 K^2}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2} \right) \quad (2.1.13)$$

Aus diesem Ergebnis lässt sich die in Abbildung 2.1 dargestellte Ersatzschaltung ableiten.

R_G ist der Realteil der komplexen Impedanz Z und L_G der Imaginärteil:

$$R_G = R_1 + \frac{\omega^2 K^2 L_1 \frac{R_2}{L_2}}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2} \quad (2.1.14)$$

$$\Rightarrow R_T = \frac{\omega^2 K^2 L_1 \frac{R_2}{L_2}}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2} \quad (2.1.15)$$

$$L_G = L_1 \left(1 - \frac{\omega^2 K^2}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2} \right) \quad (2.1.16)$$

$$\Rightarrow K_T = -\frac{\omega^2 K^2}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2} \quad (2.1.17)$$

Das Target, welches für die Charakterisierung des Sensors verwendet wurde, hat die folgenden Materialeigenschaften:

$$\frac{R_2}{L_2} = 1,87 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} \quad (2.1.18)$$

2.2 Koppelfaktor

Die Abstandsabhängigkeit der Impedanz des Sensorsystems wird durch den Koppelfaktor K modelliert. Der Koppelfaktor ist sowohl vom Targetabstand d als auch von der Temperatur T abhängig. Das Modell für den Koppelfaktor wurde einer Arbeit des IMTEK entnommen [11]:

$$K_{TEMP} = K_{NOM} \left(1 + \frac{TK_K}{100} (T - T_{NOM}) \right) \quad (2.2.1)$$

$$K = K_{TEMP} \left(\frac{1}{DK_1^d} + \frac{1}{DK_2^d} \right) \quad (2.2.2)$$

Für quantitative Analysen wurde ein D12MM27-Sensor der Firma SICK herangezogen. Damit ergeben sich die folgenden Koeffizienten [11]:

$$T_{NOM} = 20^{\circ}C \quad (2.2.3)$$

$$K_{NOM} = 251,74 \cdot 10^{-3} \quad (2.2.4)$$

$$TK_K = 0,114^{\circ}C^{-1} \quad (2.2.5)$$

$$DK_1 = 1,534 \quad (2.2.6)$$

$$DK_2 = 3,061 \quad (2.2.7)$$

2.3 Induktivität

Die Induktivität der Sensorspule L_1 ist von verschiedenen Faktoren abhängig. Bei einer normalen Spule lässt sich die Induktivität relativ einfach aus der Windungszahl N_W , der effektiven Fläche des magnetischen Kreises A_E , der effektiven Länge des magnetischen Kreises l_E und der effektiven Permeabilität des magnetischen Kreises μ_E berechnen. Da bei induktiven Näherungssensoren halboffene Kerne oder sogar kernlose Spulen verwendet werden, lassen sich die einzelnen Effektivwerte nur schwer bestimmen. Aus diesem Grund werden sie zu einem einzigen sensorspezifischen Wert A_L zusammengezogen [11].

Ein weiterer Effekt, der die Größe der Induktivität beeinflusst, ist die Änderung der effektiven Permeabilität des magnetischen Kreises bei Annäherung eines Targets. Bei ferromagnetischen Targets führt das sogar zu einer Erhöhung der Induktivität bei Annäherung des Targets. In [11] ist dieser Effekt jedoch sehr ungünstig modelliert. Aus diesem Grund wurde hier ein vom Abstand abhängiger Korrekturfaktor μ_{KORR} eingeführt, der den Effekt für ferromagnetische Targets qualitativ nachbildet.

Die Induktivität erhöht sich bei einer Verringerung des Abstandes eines ferromagnetischen Targets. Dieser Effekt ist stärker als eine einfache umgekehrte Proportionalität. Deshalb wurde der Abstand quadriert. Natürlich kann die Induktivität nicht unendlich groß werden, wenn der Abstand $d=0\text{mm}$ beträgt. Um diesem physikalischen Prinzip Rechnung zu tragen, wurde der additive Parameter $P2_{\mu_{KORR}}$ eingeführt. Der Parameter $P1_{\mu_{KORR}}$ dient

dazu, den Verlauf der Induktivität über dem Abstand an die Messwerte anzupassen. Mit dem Faktor K_{SWITCH} kann der Effekt aktiviert werden. Für ferromagnetische Targetmaterialien beträgt er 1 und für nicht ferromagnetische Materialien 0.

Mit Hilfe dieser Zusammenhänge lässt sich nun L_1 berechnen:

$$L_1 = N_W^2 A_L \mu_{KORR} \quad (2.3.1)$$

$$A_L = \frac{\mu_0 \mu_E A_E}{l_E} \quad (2.3.2)$$

$$\mu_{KORR} = 1 + K_{SWITCH} \frac{P1_{\mu KORR}}{(d + P2_{\mu KORR})^2} \quad (2.3.3)$$

Der Wert A_L ist sowohl von der Temperatur als auch der Frequenz abhängig [11]:

$$A_{LTEMP} = 1 + \frac{TK_{AL1}}{100} (T - T_{NOM}) + \frac{TK_{AL2}}{100} (T - T_{NOM})^2 \quad (2.3.4)$$

$$A_{LF} = 1 + \frac{FK_{AL1}}{100} (f - f_{NOM}) \quad (2.3.5)$$

$$A_L = A_{LNOM} A_{LTEMP} A_{LF} \quad (2.3.6)$$

Die Parameter für den D12MM27-Sensor zur Berechnung von A_L haben folgende Werte [11]:

$$A_{LNOM} = 24,98 \cdot 10^{-9} H \quad (2.3.7)$$

$$TK_{AL1} = 6 \cdot 10^{-3} C^{-1} \quad (2.3.8)$$

$$TK_{AL2} = -350 \cdot 10^{-6} C^{-2} \quad (2.3.9)$$

$$f_{NOM} = 300 kHz \quad (2.3.10)$$

$$FK_{AL} = 2,56 \cdot 10^{-6} Hz^{-1} \quad (2.3.11)$$

$$N_W = 67,5 \quad (2.3.12)$$

Zur Berechnung von $P1_{\mu KORR}$ und $P2_{\mu KORR}$ für den Sensor D12MM27 wurden zwei Wertepaare aus Induktivität L_G und Abstand d aus den Messungen von [11] entnommen und mit den Induktivitätswerten L_{GO} kombiniert, die sich rechnerisch bei Annäherung des

gleichen Targets ohne ferromagnetische Eigenschaften ergeben würden:

$$L_{GO}(d) = L_{1O} \left(1 - \frac{\omega^2 K^2}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2} \right) \quad (2.3.13)$$

$$L_{1O} = N_W^2 A_L \quad (2.3.14)$$

$$L_G(d) = L_{GO}(d) \left(1 + \frac{P1_{\mu KORR}}{(d + P2_{\mu KORR})^2} \right) \quad (2.3.15)$$

$$L_G(0mm) = 1,24 \cdot 10^{-4} H \quad (2.3.16)$$

$$L_{GO}(0mm) = 1 \cdot 10^{-4} H \quad (2.3.17)$$

$$L_G(1mm) = 1,15 \cdot 10^{-4} H \quad (2.3.18)$$

$$L_{GO}(1mm) = 1,1 \cdot 10^{-4} H \quad (2.3.19)$$

$$P1_{\mu KORR} = 0,14 \quad (2.3.20)$$

$$P2_{\mu KORR} = 0,7637 \quad (2.3.21)$$

2.4 Widerstand der Sensorspule

2.4.1 DC-Widerstand des Wicklungsdrahtes

Der DC-Widerstand des Wicklungsdrahtes R_{DC} ist vom spezifischen Widerstand ρ des Materials, der Drahtlänge L_{DRAHT} , dem Drahtdurchmesser D_{DRAHT} und der Temperatur T abhängig [11]:

$$R_{DCNOM} = \rho \frac{L_{DRAHT}}{\pi \left(\frac{D_{DRAHT}}{2}\right)^2} \quad (2.4.1)$$

$$R_{DC} = R_{DCNOM} \left(1 + \frac{TK_{RDC}}{100} (T - T_{NOM}) \right) \quad (2.4.2)$$

Nachfolgend sind die entsprechenden Parameter für den Beispielsensor D12MM27 aufgelistet [11]:

$$D_{DRAHT} = 112 \cdot 10^{-6} m \quad (2.4.3)$$

$$L_{DRAHT} = 1,2856 m \quad (2.4.4)$$

$$\rho = 16,79 \cdot 10^{-9} \Omega m \quad (2.4.5)$$

$$\Rightarrow R_{DCNOM} = 2,19 \Omega \quad (2.4.6)$$

$$TK_{RDC} = 0,386^\circ C^{-1} \quad (2.4.7)$$

2.4.2 Frequenzabhängiger Widerstand des Wicklungsdrahtes

Bei höheren Frequenzen verringert sich die Eindringtiefe der elektromagnetischen Wellen in das Drahtmaterial. Dadurch wird auch die vom Strom durchflossene Querschnittsfläche kleiner und der Widerstand des Wicklungsdrahtes nimmt zu. Dieses Phänomen wird Skin-Effekt genannt. Die Eindringtiefe δ ist abhängig von der Kreisfrequenz ω , dem spezifischen Widerstand ρ und der Permeabilität μ des Drahtmaterials.

Außerdem kommt es zu einer Verdrängung der Wellen im Leiter durch benachbarte Windungen, dem sogenannten Proximity-Effekt. Der Einfluss dieses Effektes auf den Drahtwiderstand lässt sich nur sehr schwer theoretisch herleiten. Aus diesem Grund wurden die beiden Effekte zu einem frequenzabhängigen Widerstand R_F zusammengefasst, der aus Messwerten abgeleitet wurde. Die beiden Parameter $P1_{RF}$ und $P2_{RF}$ dienen dazu, den Verlauf über der Frequenz zu approximieren [11]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (2.4.8)$$

$$R_F = R_{DC} \left(\frac{D_{DRAHT}}{P1_{RF}\delta} \right)^{P2_{RF}} \quad (2.4.9)$$

Nachfolgend sind die Parameter für den Beispielsensor D12MM27 aufgelistet [11]:

$$\mu = 4\pi 1 \cdot 10^{-7} \Omega s \quad (2.4.10)$$

$$P1_{RF} = 1,44394 \quad (2.4.11)$$

$$P2_{RF} = 4 \quad (2.4.12)$$

2.4.3 Widerstand durch Kernverluste

Bei der Ummagnetisierung des Spulenkerns treten auf Grund der Hysterese in der H-B-Kurve Verluste auf. Der dadurch entstehende Verlustwiderstand R_K ist von der Kreisfrequenz ω , dem Verlustfaktor V_K und der Induktivität L der Sensorspule abhängig. Der Verlustfaktor ist abhängig vom Kernmaterial, der Kernform, der Temperatur und der Frequenz. Die Kernverluste wurden in [11] durch die folgenden Gleichungen modelliert:

$$V_{KTEMP} = V_{KNOM} \left(1 + \frac{TK_{RK1}}{100}(T - T_{NOM}) + \frac{TK_{RK2}}{100}(T - T_{NOM})^2 \right) \quad (2.4.13)$$

$$V_K = V_{KTEMP}(1 + FK_{RK}(f - f_{NOM})) \quad (2.4.14)$$

$$R_K = \omega L V_K \quad (2.4.15)$$

Die entsprechenden Parameter für den D12MM27-Sensor haben folgende Werte [11]:

$$V_{KNOM} = 8,95 \cdot 10^{-3} \quad (2.4.16)$$

$$TK_{RK1} = -0,285^\circ C^{-1} \quad (2.4.17)$$

$$TK_{RK2} = 1,2 \cdot 10^{-3}^\circ C^{-2} \quad (2.4.18)$$

$$FK_{RK} = 1,55 \cdot 10^{-6} Hz^{-1} \quad (2.4.19)$$

2.5 Modell mit variabler Frequenz

In den meisten induktiven Näherungsschaltern wird der Sensor als Teil eines LC-Schwingkreises verwendet. Der Schwingkreis wird so angeregt, dass er exakt auf seiner Resonanzfrequenz schwingt. Die Resonanzfrequenz ω_R ist die Frequenz, bei der der Imaginärteil der

Schwingkreisimpedanz $Z = 0$ wird:

$$Z(j\omega) = (R_G + j\omega L_G) \parallel \frac{1}{j\omega C} \quad (2.5.1)$$

$$Z(j\omega) = \frac{R_G + j\omega L_G}{1 - \omega^2 L_G C + j\omega R_G C} \quad (2.5.2)$$

$$Z(j\omega) = \frac{R_G + j(\omega(L_G - R_G^2 C) - \omega^3 L_G^2 C)}{(1 - \omega^2 L_G C)^2 + \omega^2 R_G^2 C^2} \quad (2.5.3)$$

$$\Rightarrow 0 = \omega_R(L_G - R_G^2 C) - \omega_R^3 L_G^2 C \quad (2.5.4)$$

$$\omega_R = \sqrt{\frac{L_G - R_G^2 C}{L_G^2 C}} \quad (2.5.5)$$

Die Gleichung 2.5.5 zeigt, dass die Resonanzfrequenz des Schwingkreises sowohl von der Induktivität des Sensors als auch von dessen Widerstand abhängig ist. Diese Werte sind jedoch nicht konstant, sondern ändern sich mit dem Abstand des Targets und der Temperatur. Das bedeutet, dass das Modell aus [11] mit einer festen Arbeitsfrequenz zur Beschreibung der meisten induktiven Näherungssensoren nicht geeignet ist. Aus diesem Grund wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Modell mit variabler Frequenz entwickelt. Dazu wurde das Gleichungssystem aus Resonanzfrequenz ω_R , Gesamtwiderstand R_G mit Targeteinfluss und Gesamtinduktivität L_G mit Targeteinfluss gelöst:

$$\omega_R = \sqrt{\frac{L_G - R_G^2 C}{L_G^2 C}} \quad (2.5.6)$$

$$L_G = L_1 \left(1 - \frac{\omega_R^2 K^2}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega_R^2} \right) \quad (2.5.7)$$

$$R_G = R_1 + \frac{\omega_R^2 K^2 \frac{R_2}{L_2} L_1}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega_R^2} \quad (2.5.8)$$

Zur Lösung des Gleichungssystems wurden die Ausdrücke für R_G und L_G in die Gleichung zur Berechnung der Resonanzfrequenz eingesetzt. Da es sich um eine Gleichung höherer Ordnung handelt, gibt es mehrere Lösungen. Durch Einsetzen der Werte für K , L_1 , R_1 , C und $\frac{R_2}{L_2}$ konnten die physikalisch nicht relevanten Scheinlösungen ausgeschlossen werden.

Damit ergibt sich der folgende Ausdruck für die Resonanzfrequenz:

$$\begin{aligned}
 \omega_R^2 = & \frac{1}{2L_1^2C(K^4 - 2K^2 + 1)} \left(-2CK^2 \frac{R_2}{L_2} L_1 R_1 - \left(\frac{R_2}{L_2} \right)^2 L_1^2 C + L_1 - L_1 K^2 \right. \\
 & - CR_1^2 + \left(-6 \left(\frac{R_2}{L_2} \right)^2 L_1^3 CK^2 - 2 \left(\frac{R_2}{L_2} \right)^2 L_1^2 C^2 R_1^2 + 2L_1 K^2 CR_1^2 + C^2 R_1^4 \right. \\
 & \quad \left. + 4C^2 K^2 \left(\frac{R_2}{L_2} \right)^3 L_1^3 R_1 - 4CK^2 \frac{R_2}{L_2} L_1^2 R_1 + 4CK^4 \frac{R_2}{L_2} L_1^2 R_1 \right. \quad (2.5.9) \\
 & \left. + 4C^2 K^2 \frac{R_2}{L_2} L_1 R_1^3 + \left(\frac{R_2}{L_2} \right)^4 L_1^4 C^2 + 2 \left(\frac{R_2}{L_2} \right)^2 L_1^3 C - 2L_1 CR_1^2 + L_1^2 \right. \\
 & \left. + L_1^2 K^4 - 2L_1^2 K^2 + 4K^4 L_1^3 C \left(\frac{R_2}{L_2} \right)^2 + 8K^2 L_1^2 C^2 R_1^2 \left(\frac{R_2}{L_2} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}
 \end{aligned}$$

In den Abbildungen 2.3 und 2.4 sind die Verläufe des Widerstandes R_G und der Induk-

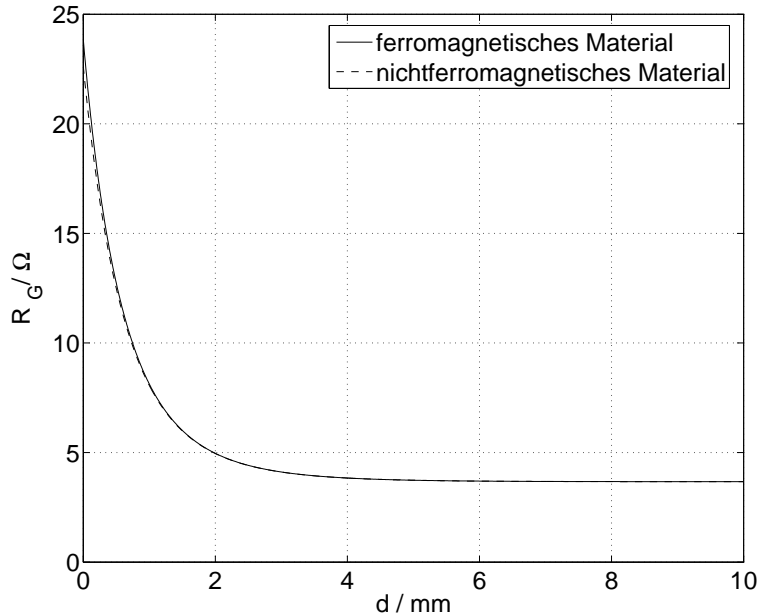
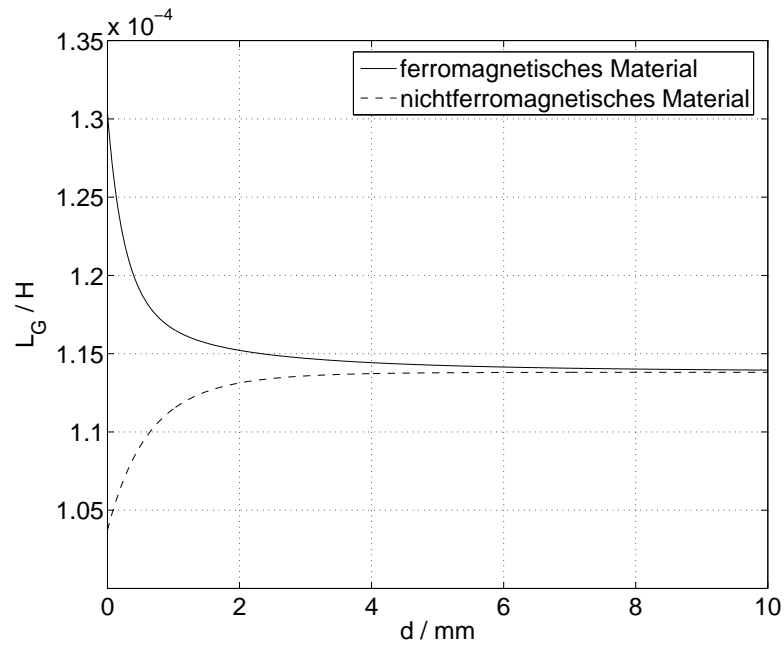
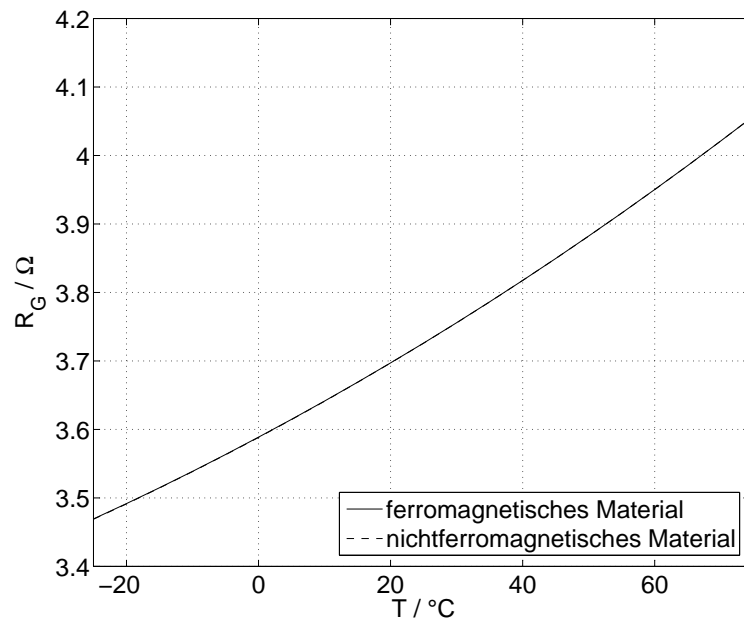
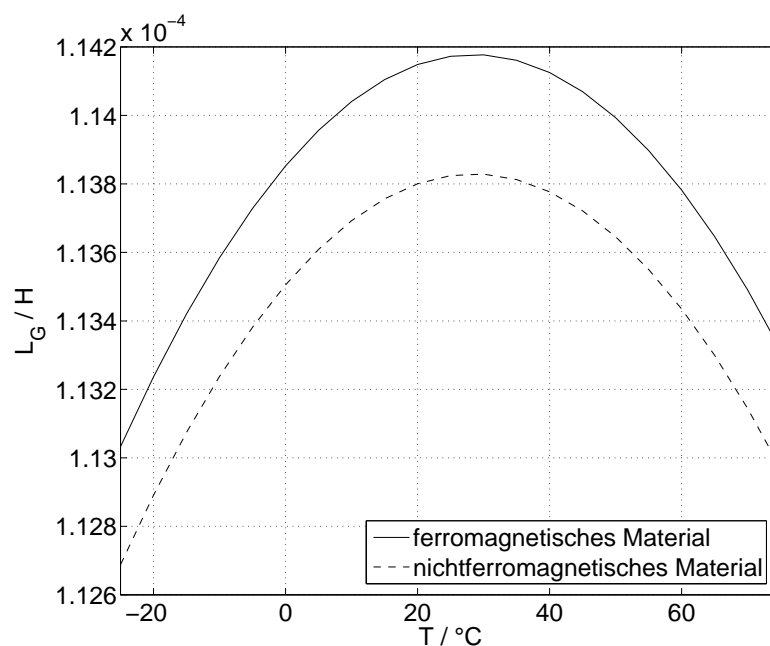


Abbildung 2.3: Verlauf des Widerstandes R_G über dem Targetabstand d

tivität L_G über dem Targetabstand bei einer Temperatur von $T = 20^\circ C$ dargestellt. In beiden Abbildungen sind jeweils zwei Kurven für die Annäherung eines ferromagnetischen und eines nicht ferromagnetischen Targets dargestellt. An Hand der Ergebnisse ist erkennbar, dass diese Materialeigenschaft einerseits kaum einen Einfluss auf den Widerstand hat, aber andererseits die Induktivität stark beeinflusst.

Die Abbildungen 2.5 und 2.6 zeigen die Verläufe des Widerstandes R_G und der Induktivität

Abbildung 2.4: Verlauf der Induktivität L_G über dem Targetabstand d Abbildung 2.5: Verlauf des Widerstandes R_G über der Temperatur

Abbildung 2.6: Verlauf der Induktivität L_G über der Temperatur

L_G über der Temperatur bei einem Abstand von $d = 6mm$. Vergleicht man die Ergebnisse der Abbildungen 2.3 und 2.5, kann man erkennen, dass die durch die Temperatur hervorgerufene Veränderung des Widerstandes R_G bei großen Abständen wesentlich größer ist als die Veränderung durch den Abstand. Die Temperaturkompensation ist deshalb eines der Hauptprobleme bei der Entwicklung induktiver Näherungssensoren für große Abstände. Um dieses Problem noch einmal zu verdeutlichen, wurde der Widerstand R_G in Abbildung 2.7 für ein ferromagnetisches Target über dem Abstand und der Temperatur dargestellt.

Vergleicht man die Verläufe des Widerstandes R_G und der Induktivität L_G , die in den vorhergehenden Abbildungen dargestellt wurden, mit den Verläufen aus der Fachliteratur [12, 29, 10] und dem Modell des IMTEK [11], kann man eine sehr gute qualitative Übereinstimmung feststellen.

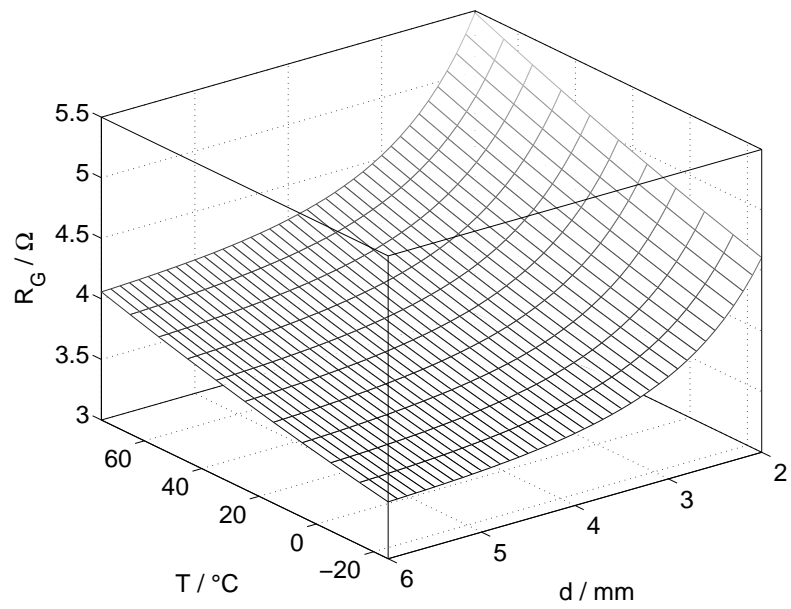


Abbildung 2.7: Verlauf des Widerstandes R_G über dem Targetabstand d und der Temperatur

3 Systemspezifikation

3.1 Allgemeine Systemanforderungen

Das Hauptziel des Sensorsystems ist das Erreichen eines hohen Schaltabstandes s . Der Schaltabstand s entspricht dem Targetabstand d , bei dem der induktive Näherungssensor bei Verwendung als Näherungsschalter auslöst. Dadurch werden neue Applikationen möglich und es vereinfacht sich der Einbau für den Anwender, da die Toleranzen niedriger gewählt werden können. Der maximale Nennschaltabstand s_N eines Sensorsystems wird in Vielfachen des Bemessungsschaltabstandes s_B angegeben. Da die Reichweite eines induktiven Näherungsschalters in erster Linie von der Feldverteilung und damit von der Größe der Senserspule abhängt, wird s_B in Abhängigkeit des Spulendurchmessers angegeben [13]. Ziel dieser Arbeit ist es, ein System zu entwickeln, das den 4-fachen Bemessungsschaltabstand erreicht:

$$s_N \geq 4s_B \quad (3.1.1)$$

Für viele regelungstechnische Aufgaben reicht eine einfache Schwellwertdetektion nicht aus. Deshalb besteht ein weiteres Ziel der Arbeit darin, ein Ausgangssignal zu erzeugen, welches eine kontinuierliche Abstandsinformation zur Verfügung stellt. Dabei steht die Bereitstellung der entsprechenden Abstandsinformation im Vordergrund. Eine Linearisierung ist im Rahmen dieser Arbeit nicht vorgesehen.

Ein weiteres Problem induktiver Näherungsschalter ist die Abhängigkeit des Schaltabstandes vom Targetmaterial. Im Sensormodell wird dieses Problem durch den Materialparameter $\frac{R_2}{L_2}$ sowie die Induktivitätsänderung bei Annäherung von ferromagnetischen

Materialien (μ_{KORR}) abgebildet. Das System, welches in dieser Arbeit entwickelt wird, soll so erweiterbar sein, dass man mit Hilfe einer zusätzlichen Information zwischen verschiedenen Materialien unterscheiden kann. Damit sind sowohl eine Materialerkennung als auch ein materialunabhängiger Schaltungspunkt möglich.

3.2 Ermittlung der Systemspezifikation

Im Mittelpunkt dieser Arbeit steht die Entwicklung einer Ausleseschaltung. Für das Erreichen hoher Schaltabstände wird aber auch ein optimiertes System aus Spule und Kern benötigt. Für die Erarbeitung der Spezifikation wird davon ausgegangen, dass ein Spulensystem zur Verfügung steht, das bei einer Annäherung des Targets auf den 4-fachen Bemessungsschaltabstand einen Dämpfungsunterschied von 1% gegenüber dem Wert ohne Target liefert. Mit dem Spulensystem des Sensors D12MM27, das dem Modell aus Abschnitt 2 zu Grunde liegt, wird dieser Wert bei 4-fachem Schaltabstand nicht erreicht. Aus diesem Grund wurde für die Ermittlung der Spezifikationswerte der Ausleseschaltung der Targetabstand d_1 ermittelt, bei dem die Dämpfung D durch das Target 1% beträgt. Die Dämpfung wird durch den Realteil R_G (Gleichung 2.1.14) der Impedanz Z verursacht:

$$D(d_1) = 0,01 = \frac{R_G(d_1) - R_G(\infty)}{R_G(\infty)} \quad (3.2.1)$$

$$R_G(d) = R_1 + \frac{\omega^2 K(d)^2 L_1 \frac{R_2}{L_2}}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega^2} \quad (3.2.2)$$

$$R_G(\infty) = R_1 \quad (3.2.3)$$

Da der Koppelfaktor K exponentiell vom Targetabstand d abhängig ist, lässt sich die Gleichung nur sehr schwer lösen. Aus diesem Grund wurde der Targetabstand d_1 durch Simulation ermittelt.

Das Simulationsergebnis, welches in Abbildung 3.1 dargestellt ist, zeigt, dass die Dämpfung bei einem Targetabstand zwischen $d = 5mm$ und $d = 6mm$ auf einen Wert von unter 1% sinkt. Für die weiteren Berechnungen wurde ein Targetabstand von $d = 6mm$

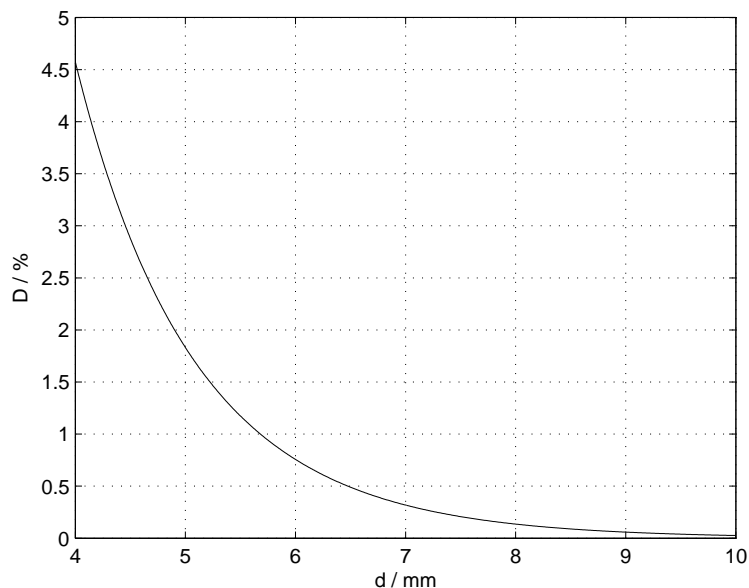


Abbildung 3.1: Verlauf der Dämpfung über dem Abstand

ausgewählt:

$$s_N = 6mm \quad (3.2.4)$$

Die in der Norm [13] angegebene Wiederholgenauigkeit gibt die zulässige Streuung des Schaltabstandes bei einer konstanten Temperatur an. Aus diesem Wert lässt sich der benötigte Signal-Rausch-Abstand (SNR) ableiten. Laut Norm darf der Schaltabstand s bei gleichbleibenden Arbeitsbedingungen maximal um $\pm 5\%$ um den Nennschaltabstand s_N variieren. Für dieses System wird eine maximale Abweichung von $\pm 1\%$ gefordert. Dadurch wird eine höhere Qualität des Systems erzielt und eine zusätzliche Sicherheit zur Einhaltung der Norm eingebaut.

$$1,01s_N \geq s \geq 0,99s_N \quad (3.2.5)$$

Des Weiteren benötigt man zur Berechnung des SNR den Dynamikbereich des Systems. Für einen kontinuierlichen Ausgang wird ein möglichst großer Arbeitsbereich benötigt. Ein Aufsetzen des Targets auf dem Sensor soll aber nicht möglich sein. Deshalb wird für den Sensor ein minimaler Targetabstand von $d = 1mm$ vorgesehen. Mit diesen Informationen

und dem Sensormodell kann die benötigte Systemauflösung berechnet werden:

$$\frac{\Delta R_{GMIN}}{R_{GMAX}} = \frac{R_G(6mm) - R_G(6,06mm)}{R_G(1mm)} = 1,85 \cdot 10^{-4} \quad (3.2.6)$$

$$\frac{1}{2^x} = 1,85 \cdot 10^{-4} \quad (3.2.7)$$

$$x = -\frac{\ln(1,85 \cdot 10^{-4})}{\ln(2)} = 12,4 \quad (3.2.8)$$

Um die Anforderungen zu erfüllen, wird ein System mit einer Genauigkeit von 13Bit benötigt.

Die absolute Genauigkeit, die durch das System über dem gesamten Temperaturbereich erreicht werden muss, wird durch den Realschaltabstand s_R charakterisiert [13]. Der Realschaltabstand darf um $\pm 10\%$ um den Nennschaltabstand s_N schwanken:

$$1,1s_N \geq s_R \geq 0,9s_N \quad (3.2.9)$$

Daraus lässt sich der Wert berechnen, mit dem das System mindestens abgeglichen werden muss:

$$\frac{\Delta R_{GABS}}{R_{GMAX}} = \frac{R_G(6mm) - R_G(6,6mm)}{R_G(1mm)} = 13,9 \cdot 10^{-4} \quad (3.2.10)$$

$$\frac{1}{2^x} = 13,9 \cdot 10^{-4} \quad (3.2.11)$$

$$x = -\frac{\ln(13,9 \cdot 10^{-4})}{\ln(2)} = 9,5 \quad (3.2.12)$$

Zur Erfüllung der Norm muss das System mit einer Genauigkeit von 10Bit abgeglichen werden.

Ein weiterer wichtiger Spezifikationswert für das System ist die zulässige Temperaturdrift. Wie für den Realschaltabstand beträgt die zulässige Abweichung durch Temperaturdrift $\pm 10\%$ des Nennschaltabstandes. Der Temperaturbereich, der durch das System abgedeckt werden soll, beträgt -25°C bis 75°C . Geht man davon aus aus, dass das System bei einer Temperatur von 25°C abgeglichen wird, kann man aus der 10prozentigen Abweichung einen maximal zulässigen Temperaturkoeffizienten für das System berechnen.

$$\frac{13,9 \cdot 10^{-4}}{50K} = 27,8 \cdot 10^{-5} K^{-1} \approx 28ppmK^{-1} \quad (3.2.13)$$

3.3 Grundkonzept zur Ermittlung des Abstandes

Ein Ziel der Arbeit ist die Möglichkeit zur Ausgabe einer kontinuierlichen Abstandsinformation. Dazu ist ein verzerrungsfreier Betrieb des Systems über einen großen Dämpfungsbereich nötig. Das bedeutet, dass die Amplitude am Oszillator in jedem Fall kleiner sein muss als die Versorgungsspannung, um eine ordnungsgemäße Funktion der Stromquellen zu ermöglichen. Des Weiteren darf die Amplitude nicht zu klein sein, um eine rechteckförmige Stromspeisung am Oszillator zu gewährleisten. Um eine hohe Linearität des Systems zu erreichen, ist eine möglichst konstante Aussteuerung der analogen Komponenten wünschenswert. Beispielsweise wirkt sich ein Offset in den Verstärkern des mehrstufigen Oszillators unterschiedlich stark auf das Signal aus, je nachdem, wie groß die Schwingungsamplitude ist. Niedrige Schwingungsamplituden haben außerdem den Nachteil, dass sich dadurch der Signal-Rausch-Abstand verringert.

Um diese Probleme zu lösen, wird in dieser Arbeit ein System mit Amplitudenregelung entworfen. Die Verwendung eines geschlossenen Regelkreises ist eine wichtige allgemeine Methode zur Unterdrückung von nichtlinearen Eigenschaften in der Auswerteelektronik [14]. Am einfachsten lässt sich die Amplitude durch die Veränderung des Speisestroms I_{IN} des Oszillators steuern. Als Abstandsinformation dient dann die Stellgröße I_{IN} . Mit diesem Konzept lässt sich eine kontinuierliche Abstandsinformation erzielen.

Des Weiteren soll in dem System im Gegensatz zu vielen anderen Konzepten [27, 31, 8] eine Digitalisierung der Abstandsinformation durchgeführt werden und nicht nur eine analoge Schwellwernerkenntnis. Dadurch lässt sich der Teach-In-Vorgang zu einer digitalen Wertspeicherung vereinfachen. Außerdem erhält man dadurch Zugriff auf die Methoden der digitalen Signalverarbeitung für Filterung, Kompensation und Linearisierung.

Eine weitere Anforderung an das System besteht darin, dass es so erweiterbar ist, dass ein materialunabhängiger Targetabstand ausgegeben werden kann. Aus diesem Grund wird ein frei schwingender LC-Oszillator an Stelle eines Relaxationsoszillators, wie in anderen Systemen [53], verwendet. Dadurch erhält man neben der Dämpfung noch die Resonanzfrequenz als zusätzliche Information. Mit Hilfe eines Kennlinienfeldes für verschiedene Materialien lässt sich daraus dann ein materialunabhängiger Targetabstand ableiten.

In diesem Zusammenhang ist die Amplitudenregelung ebenfalls wichtig. Nach Groszkowski hat der Klirrfaktor eines Oszillators nämlich einen entscheidenden Einfluss auf seine Schwingungsfrequenz [54]:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \sum_{k=2}^{k=\infty} (k^2 - 1)m_k^2 \quad (3.3.1)$$

$$m_k = \frac{U_k}{U_1} \quad (3.3.2)$$

In diesen Gleichungen ist ω_0 die Sollfrequenz, k die Nummer der Harmonischen, U_1 die Amplitude der Grundharmonischen und U_k die Amplitude der k -ten Harmonischen. Die Amplitudenregelung sorgt dafür, dass die Werte von U_k gegen Null gehen und der Einfluß dieses Effektes minimiert wird.

4 Konzept für das Auslesesystem

In diesem Abschnitt werden verschiedenen Auslesekonzepte zur Amplitudenregelung und Digitalisierung der Stellgröße qualitativ untersucht und verglichen. Das sinnvollste Konzept wird dann ausgewählt und im folgenden Abschnitt genauer untersucht.

4.1 System mit einem Gleichrichter

Das erste Konzept, das untersucht werden soll, ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Es besteht aus einem Instrumentationsverstärker, einem Gleichrichter, einem Tiefpassfilter, einem I-Regler, einem U-I-Wandler und einem ADC. Der Gleichrichter kann ein Diodengleichrichter oder ein Kreuzgleichrichter, welcher das Verstärkersignal aus dem Oszillator nutzt, sein. Die Verwendung eines Präzisionsdiodengleichrichters hat jedoch den Nachteil, dass ein zusätzlicher Verstärker benötigt wird. Da sowohl der Diodengleichrichter als auch die Kombination aus Kreuzgleichrichter und Filter eine Last für den Oszillator darstellen, benötigt man am Eingang einen zusätzlichen Instrumentationsverstärker als Puffer, der eine Impedanzwandlung durchführt. Danach folgt der Regler. Dieser kann zum Beispiel ein einfacher I-Regler sein, der auch die Subtraktion des Amplitudensollwertes U_{SOLL} durchführt. Der Regler kann sowohl als klassische Schaltung aus OPV, Widerständen und Kondensatoren als auch als SC-Schaltung ausgeführt werden. Die klassische Schaltung hat den Vorteil, dass sie sich mit dem Filter kombinieren lässt. Der Nachteil besteht jedoch darin, dass die Komponenten einer gewissen Temperaturschwankung unterliegen und ihr absoluter Wert sehr stark schwankt. Bei der SC-Schaltung werden die Koeffizienten durch das

Verhältnis von Kapazitäten festgelegt. Dadurch lässt sich eine sehr hohe absolute Genauigkeit und Temperaturstabilität erzielen. Ein weiterer Vorteil der SC-Schaltung besteht darin, dass sich mit relativ einfachen Mitteln eine Offsetkompensation durchführen lässt. Nach dem Regler wird das Spannungssignal mit einem U-I-Wandler in den Speisestrom I_{IN} umgewandelt und in den Oszillator zurück gekoppelt. Die Stellgröße, die am Ausgang des Reglers als Spannung vorliegt, wird zur Digitalisierung an den Eingang eines ADCs gelegt. Um die geforderten Auflösungen zu erreichen, sollte ein Sigma-Delta Modulator (SDM) verwendet werden.

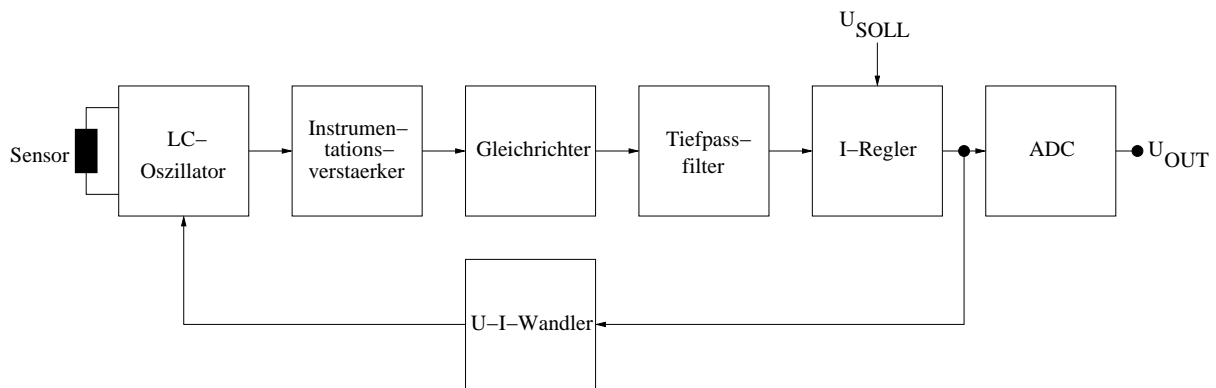


Abbildung 4.1: Auslesekonzept mit einem normalen Gleichrichter

Ein großer Nachteil des Systems besteht darin, dass sehr viele analoge Komponenten für die Signalverarbeitungskette notwendig sind. Dadurch wird es sehr schwierig, die Anforderungen an die Linearität, den SNR und die Temperaturdrift zu erfüllen. Ein weiterer Nachteil besteht in der großen Anzahl von Verstärkern, die in den Pufferverstärkern, dem Regler und dem ADC benötigt werden. Das bedeutet einen großen Flächen- und Leistungsverbrauch. Ein weiteres Problem stellt der Tiefpassfilter nach dem Gleichrichter dar. Die zusätzliche Polstelle in der Schleifenverstärkung des Regelkreises erschwert die Stabilisierung des Systems.

4.2 System mit einem Spitzenwertdetektor

Ein andere Möglichkeit besteht in der Verwendung eines Spitzenwertdetektors an Stelle des Gleichrichters. Das System, dessen Blockschaltbild in Abbildung 4.2 dargestellt ist, besteht aus einem Spitzenwertdetektor, einem Pufferverstärker, einem I-Regler, einem U-I-Wandler und dem ADC.

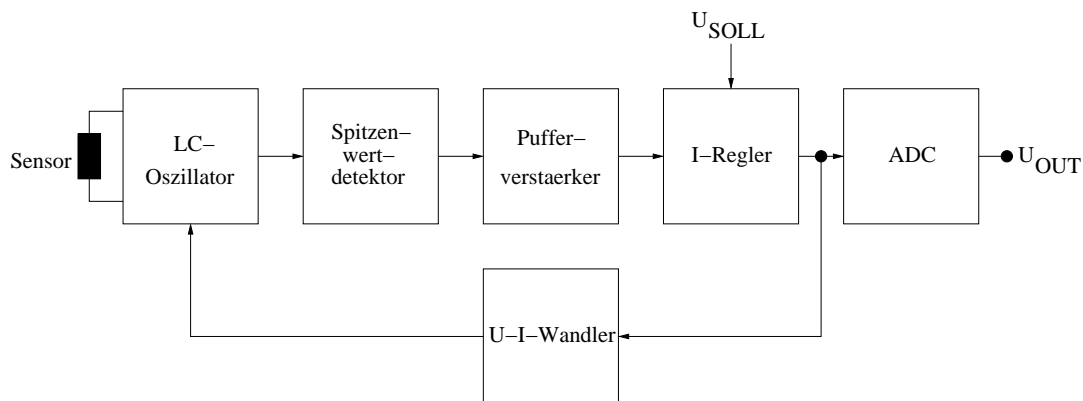


Abbildung 4.2: Auslesekonzept mit einem Spitzenwertdetektor

Da der Spitzenwertdetektor einen hochohmigen Eingang besitzt, kann der Instrumentationsverstärker entfallen. Der Tiefpassfilter wird im Gegensatz zu dem System mit einem Gleichrichter auch nicht mehr benötigt, da die Amplitude direkt ermittelt wird. Da der Spitzenwertdetektor nicht belastet werden kann, wird noch ein zusätzlicher Pufferverstärker benötigt. Obwohl im Vergleich zu dem System mit einem Gleichrichter ein Block eingespart werden kann, benötigt auch dieses Konzept eine Vielzahl verschiedener Analogkomponenten, was die Erreichung der Spezifikation bezüglich SNR und Linearität erschwert. Den größten Nachteil stellt jedoch der Spitzenwertdetektor selbst dar. Um die geforderte Genauigkeit bei der Amplitudenmessung zu erreichen, muss der verwendete Verstärker eine hohe Verstärkung, eine große Slew-Rate und eine sehr hohe Bandbreite besitzen. Das bedeutet, dass die Implementierung sehr anspruchsvoll ist und wahrscheinlich nicht mit jeder Technologie möglich ist.

4.3 Direkte Analog-Digital-Wandlung

Eine weitere Möglichkeit zur Gewinnung des Amplitudensignals besteht in der direkten Analog-Digital-Wandlung des Oszillatorsignals mit einem schnellen ADC. Danach lässt sich das Signal im Digitalteil gleichrichten und filtern. Die Stellgröße wird anschließend sehr einfach mit einem digitalen Regler ermittelt. Danach muss die digitale Stellgröße jedoch wieder mit einem DAC in ein analoges Signal umgewandelt werden, bevor sie in den Oszillator eingespeist werden kann. Das Blockschaltbild zu diesem Konzept ist in Abbildung 4.3 dargestellt.

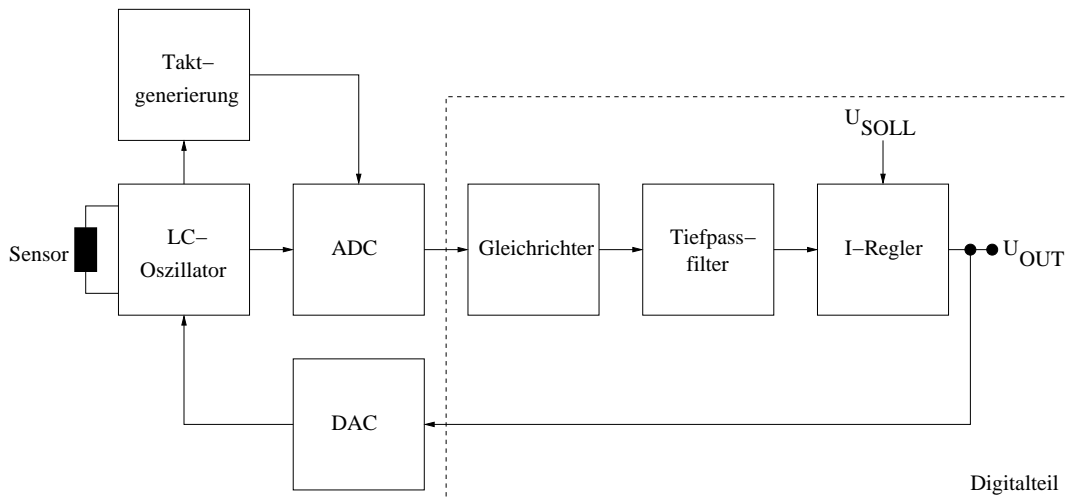


Abbildung 4.3: Auslesekonzept mit direkter Analog-Digital-Wandlung

Um das Oszillatorsignal, das eine Frequenz von bis zu 1MHz haben kann, in ein digitales Signal umwandeln zu können, wird ein sehr schneller ADC benötigt. Nyquist-Rate-ADCs kommen jedoch auf Grund der geforderten Auflösung nicht in Frage. Ein SDM mit einer Überabtastrate von 64 müsste bei einer Oszillatorfrequenz von 1MHz aber bereits mit einer Frequenz von 128MHz laufen. Dieser Wert ist mit einem vertretbaren Leistungsverbrauch nicht mehr zu erreichen. Das bedeutet, dass dieses Konzept nur bei niedrigeren Oszillatorfrequenzen verwendet werden kann.

Ein weiteres Problem dieses Konzeptes ist der relativ hohe Aufwand, der im Digitalteil nötig ist. Nachteilig ist auch, dass ein zusätzlicher DAC benötigt wird.

4.4 Synchronabtastung mit einem SC-Integrator

Einen völlig anderen Ansatz stellt die direkte Spitzenwertabtastung mit einem SC-Integrator dar. Gleichrichtung und Regelung lassen sich damit in einem Element realisieren. Da die Kondensatoren keine ohmsche Last für den Oszillator darstellen, ist auch kein Pufferverstärker mehr nötig. Die Stellgröße und damit auch die Abstandsinformation liegt nun am Ausgang des SC-Reglers an. Das Spannungssignal wird anschließend mit einem U-I-Wandler wieder in einen Strom umgewandelt und in den Oszillator zurück gekoppelt. Die Stellgröße, die am Ausgang des SC-Reglers als Spannung vorliegt, kann anschließend mit einem ADC, vorzugsweise einem SDM, digitalisiert werden. Abbildung 4.4 zeigt das Blockschaltbild zu diesem Konzept.

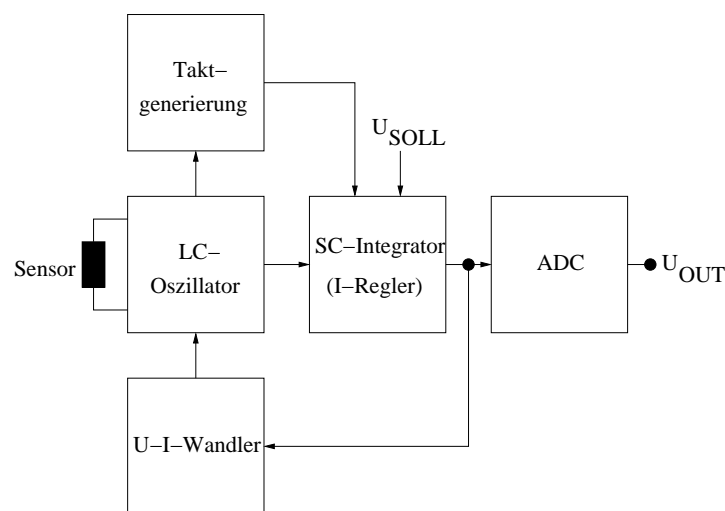


Abbildung 4.4: Auslesekonzept mit Synchronabtastung durch einen SC-Integrator

Ein großer Vorteil dieses Systems besteht darin, dass nur ein Verstärker für Gleichrichtung, Sollwertsubtraktion und Amplitudenregelung benötigt wird. Des Weiteren ist es mit der

SC-Schaltung möglich, auf sehr einfache Weise das $1/f$ -Rauschen und das Verstärkeroffset zu unterdrücken. Aus diesem Grund lässt sich mit diesem Konzept eine sehr hohe Genauigkeit erzielen. Der große Nachteil des Konzeptes liegt in dem um 90° verschobenen Takt für die Spitzenwertabtastung. Um diesen Takt zu erzeugen, werden zusätzliche Baugruppen benötigt, die den Vorteil des Konzeptes bei Leistungs- und Flächenverbrauch zum Teil wieder zunichtemachen.

4.5 SDM aus SC-Integrator, Komparator und LC-Oszillator

Wird der SC-Integrator mit einem Komparator kombiniert, ergibt sich ein einfacher Sigma-Delta Modulator (SDM). Im Unterschied zu den vorherigen Konzepten wird bei diesem Ansatz ein getakteter Strom mit konstantem Betrag in den Oszillator zurück gekoppelt. Der mittlere Strom wird durch das pulsdichtemodulierte Signal des SDM bestimmt. Am Ausgang des Komparators steht damit direkt die Dämpfungsinformation des LC-Schwingkreises in digitaler Form zur Verfügung. Das Blockschaltbild ist in Abbildung 4.5 dargestellt.

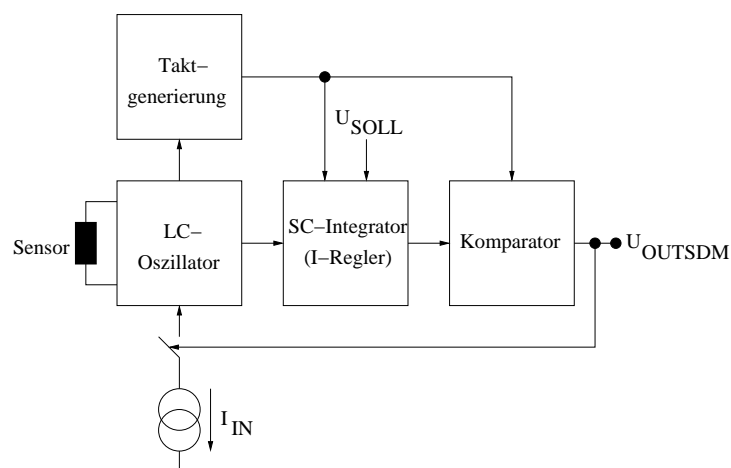


Abbildung 4.5: SDM aus SC-Integrator, Komparator und LC-Oszillator

Der größte Vorteil dieses Konzeptes besteht darin, dass kein zusätzlicher ADC für die Digitalisierung der Dämpfungsinformation benötigt wird. Das verringert sowohl den Leistungs- als auch den Flächenverbrauch. Außerdem verringern sich die Rauschanforderungen an die einzelnen Schaltungsblöcke, da der Rauschanteil des ADCs entfällt. Ein weiterer Vorteil dieses Schaltungskonzeptes besteht in der getakteten Stromrückkopplung. Da der mittlere Strom durch die Pulsdichtemodulation festgelegt wird, muss die eigentliche Stromquelle nur noch einen konstanten Strom liefern. Dadurch werden Nichtlinearitäten des U-I-Wandlers eliminiert.

4.6 Synchroner Abtastung mit einem BPSDM

Eine weitere Möglichkeit besteht in der direkten synchronen Abtastung der Schwingkreisspannung mit einem Bandpass-SDM (BPSDM). Für die Rückkopplung gibt es bei diesem Konzept verschiedene Möglichkeiten. Die erste Möglichkeit besteht darin, das Ausgangssignal direkt in den Oszillator einzukoppeln. Dabei entsteht jedoch ein sehr komplexer Regelkreis, der besonders beim Start-Up und in Kombination mit einem weiteren Regelkreis, wie zum Beispiel einer PLL für die Taktgenerierung, enorme Schwierigkeiten verursacht. Bei der zweiten Variante wird das Ausgangssignal im Digitalteil gefiltert, gleichgerichtet und dann einem digitalen Regler zugeführt. Das Ausgangssignal des digitalen Reglers wird anschließend mit einem DAC in einen Strom umgewandelt und in den Oszillator zurückgespeist. In den Abbildungen 4.6 und 4.7 sind die zugehörigen Blockschaltbilder dargestellt.

Beide Varianten bieten im Vergleich zu dem Konzept mit einem normalen SDM jedoch keinen Vorteil. Ein Nachteil beider Varianten besteht darin, dass man für einen BPSDM wesentlich mehr Verstärker im Analogteil benötigt (doppelte Anzahl bei gleicher Auflösung). Außerdem muss der BPSDM mindestens mit der 4-fachen Frequenz der Oszillatorfrequenz laufen, was die Geschwindigkeitsanforderungen an die Schaltungen im Vergleich zu dem Konzept mit einem normalen SDM verdoppelt. Ein weiterer Nachteil besteht in der erhöhten Jitterempfindlichkeit dieses Konzeptes, da der BPSDM auch in der Nähe des Nulldurchganges der Oszillatorspannung abtastet. Des Weiteren wird für die Auswer-

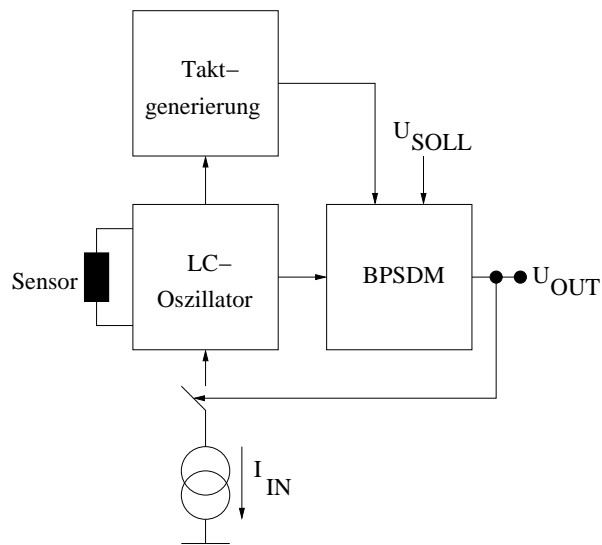


Abbildung 4.6: BPSDM mit direkter Rückkopplung

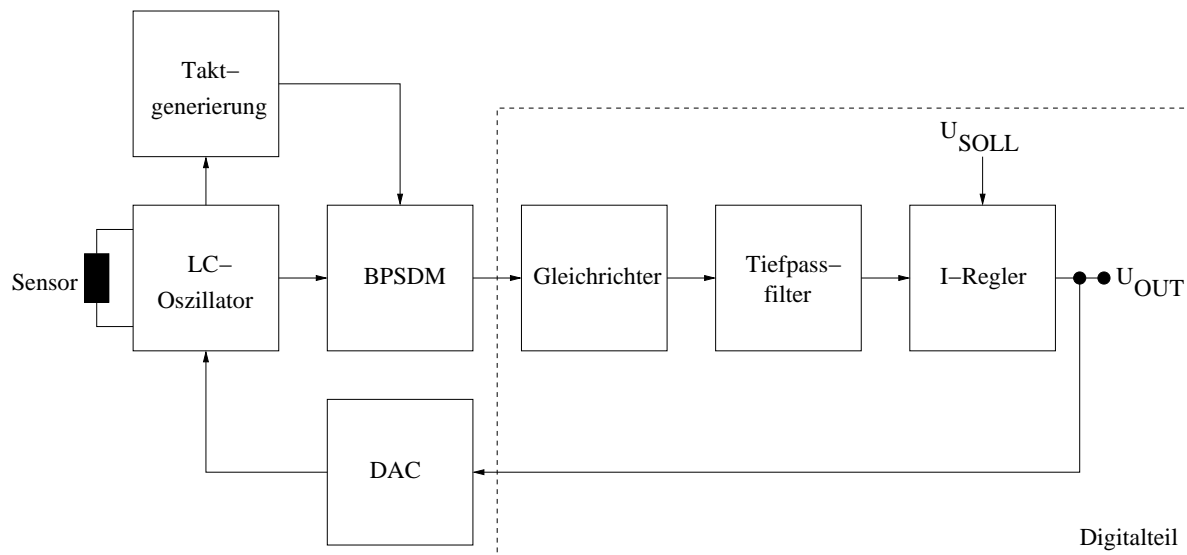


Abbildung 4.7: BPSDM mit digitalem Regler

tung des BPSDM-Signals zusätzlich zum Digitalfilter eine Gleichrichtung im Digitalteil benötigt, was den digitalen Aufwand zusätzlich erhöht.

4.7 Konzeptauswahl

Das beste Konzept bezüglich Aufwand und zu erwartender Genauigkeit ist das in Abschnitt 4.5 vorgestellte Verfahren mit einem SC-Integrator, der eine Spitzenwertabtastung durchführt, und einem Komparator die in Kombination mit dem Oszillator einen SDM bilden. Mit relativ wenigen Blöcken lässt sich damit die Digitalisierung der Abstandsinformation und die Amplitudenregelung durchführen. Dieser Ansatz verspricht deshalb die höchste Auflösung beim niedrigsten Flächen- und Leistungsverbrauch. Dieses Konzept wird in den folgenden Abschnitten genauer untersucht.

5 Systementwurf

5.1 Oszillatordesign

5.1.1 Grundlagen

Ein Oszillator kann wie eine Verstärkerschaltung als System mit negativer Rückkopplung betrachtet werden [35]. Solch ein System ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Das System hat folgende Übertragungsfunktion:

$$\frac{U_{OUT}(s)}{U_{IN}(s)} = \frac{H(s)}{1 + H(s)} \quad (5.1.1)$$

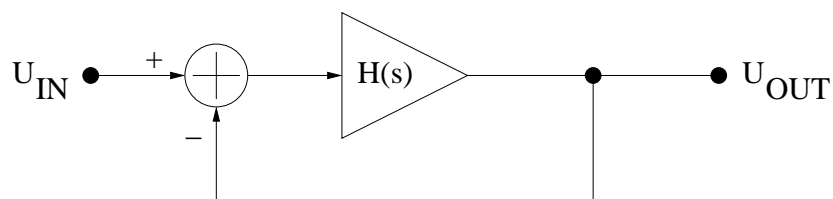


Abbildung 5.1: System mit negativer Rückkopplung

Wenn sich die Phasenverschiebung durch den Verstärker $H(s)$ bei hohen Frequenzen zu stark ändert, kann es zu einer positiven Rückkopplung und damit zu Oszillationen kommen. Das System verstärkt dann sein eigenes Rauschen und liefert ein periodisches Ausgangssignal, auch wenn das Eingangssignal 0 ist. Die Erfüllung dieser Schwingbedingung

bei der Frequenz ω_0 wird durch das sogenannte Barkhausenkriterium beschrieben [15]:

$$|H(j\omega_0)| \geq 1 \quad (5.1.2)$$

$$\angle H(j\omega_0) = 180^\circ \quad (5.1.3)$$

Ein weiteres Konzept zur Beschreibung von Oszillatoren ist das Prinzip des negativen Widerstandes. Dazu wird zuerst die Reihenersatzschaltung des Sensors aus dem Widerstand R_G und der Induktivität L_G (siehe Abbildung 2.1) in eine Parallelersatzschaltung aus dem Widerstand R_{PG} und der Induktivität L_{PG} umgerechnet. In Abbildung 5.2 sind die beiden Ersatzschaltungen dargestellt.

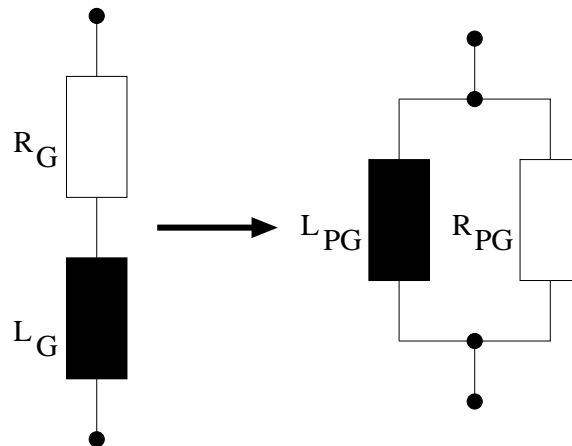


Abbildung 5.2: Umwandlung der Reihenersatzschaltung des Sensors in eine Parallelersatzschaltung

Für die Umrechnung werden die Impedanzen der Reihen- und Parallelschaltung gleichge-

setzt:

$$R_G + L_G s = \frac{R_{PG} L_{PG} s}{R_{PG} + L_{PG} s} \quad (5.1.4)$$

$$R_G R_{PG} + s(R_G L_{PG} + R_{PG} L_G) + s^2 L_G L_{PG} = R_{PG} L_{PG} s \quad (5.1.5)$$

$$s = j\omega \quad (5.1.6)$$

$$R_G R_{PG} + j\omega(R_G L_{PG} + R_{PG} L_G) - \omega^2 L_G L_{PG} = j\omega R_{PG} L_{PG} \quad (5.1.7)$$

$$\Rightarrow R_G R_{PG} - L_G L_{PG} \omega^2 = 0 \quad (5.1.8)$$

$$R_G L_{PG} + R_{PG} L_G = R_{PG} L_{PG} \quad (5.1.9)$$

$$R_{PG} = \frac{L_G L_{PG} \omega^2}{R_G} \quad (5.1.10)$$

$$L_{PG} = L_G + \frac{R_G^2}{L_G \omega^2} \quad (5.1.11)$$

$$L_G \gg \frac{R_G^2}{L_G \omega^2} \quad (5.1.12)$$

$$\Rightarrow L_{PG} \approx L_G \quad (5.1.13)$$

$$\Rightarrow R_{PG} \approx \frac{L_G^2 \omega^2}{R_G} \quad (5.1.14)$$

In Abbildung 5.3 ist ein Schwingkreis dargestellt, der durch den Widerstand R_{PG} gedämpft wird. Gibt man einen Impuls auf den Schwingkreis, wird die Schwingung in Abhängigkeit von der Größe des Widerstandes abklingen. Schaltet man, wie in Abbildung 5.4 darge-

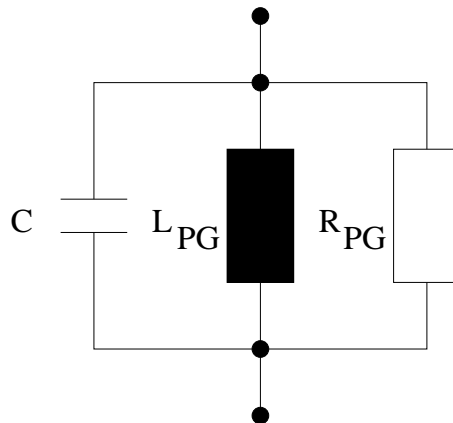


Abbildung 5.3: Schwingkreis mit Dämpfungswiderstand

stellt, einen negativen Widerstand R_N parallel zum Schwingkreis, wird der resultierende

Widerstand R_{GESAMT} unendlich groß, wenn $R_N = -R_{PG}$ ist. Das bedeutet, dass der Schwingkreis entdämpft ist und dauerhaft oszilliert:

$$R_{GESAMT} = R_{PG} \parallel R_N \quad (5.1.15)$$

$$\lim_{R_N \rightarrow -R_{PG}} R_{GESAMT} = \infty \quad (5.1.16)$$

Dieses Konzept eignet sich sehr gut für den Entwurf elektronischer Schaltungen, die der Entdämpfung von Schwingkreisen dienen. Es ist jedoch zu beachten, dass $R_N = -R_{PG}$ praktisch nicht zu realisieren ist, sondern nur den theoretischen Punkt darstellt, ab dem die Schwingbedingung erfüllt ist. In der Praxis wird dafür gesorgt, dass $R_N > -R_{PG}$ ist, so dass die Schwingbedingung auch unter Einbeziehung aller möglichen Schwankungen erfüllt bleibt.

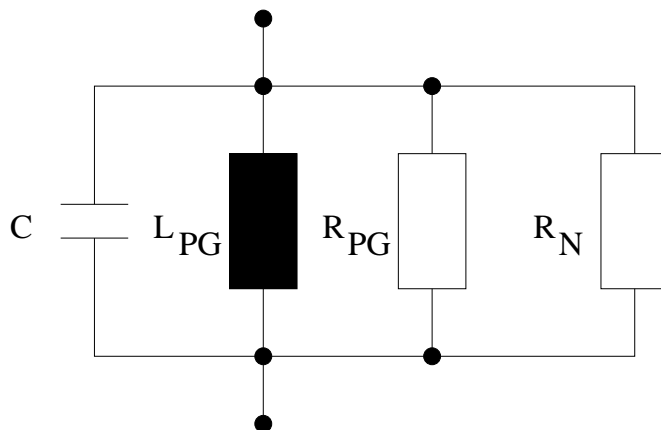


Abbildung 5.4: Schwingkreis mit Dämpfungswiderstand und negativem Widerstand

5.1.2 Harmonischer Oszillator

Um einen hohen Schaltabstand zu erzielen, ist es nötig, eine möglichst hohe magnetische Feldstärke am Ort des Targets zu erzeugen. Dieser Wert wird zum einen von der räumlichen Verteilung des magnetischen Feldes und zum anderen von der Höhe des Stromes durch die Sensorensule beeinflusst. Die räumliche Verteilung des Magnetfeldes am Ort des

Targets wird vor allem von der Konstruktion des Systems aus Spule und Spulenkern bestimmt. Diese soll aber nicht Gegenstand dieser Arbeit sein. Der Spulenstrom lässt sich dadurch maximieren, dass die Spule innerhalb eines LC-Schwingkreises in Resonanz betrieben wird. Die Verwendung eines freilaufenden harmonischen LC-Oszillators hat außerdem den Vorteil, dass man zwei unabhängige Informationen gewinnen kann, nämlich Schwingungsamplitude und Resonanzfrequenz.

5.1.3 Mehrstufige Rückkopplung

Das angestrebte System soll die Möglichkeit bieten, eine kontinuierliche Abstandsinformation auszugeben. Dazu muss die Schwingung im Oszillator unter allen möglichen Dämpfungsbedingungen erhalten bleiben. Das bedeutet, dass der Betrag des negativen Widerstandes, der durch die Rückkopplung zur Verfügung gestellt wird, unter allen Umständen kleiner sein muss als der Realteil der Spulenimpedanz. Ein sehr häufig verwendeter LC-Oszillator ist der sogenannte negativ- g_m -Oszillator, der in Abbildung 5.5 dargestellt ist. Da dieser Oszillator differentiell aufgebaut ist, bietet er eine sehr gute PSRR. Außerdem wirken sich äußere Störungen auf beide Ausgänge gleich stark aus, so dass ihre Wirkung stark unterdrückt wird. Aus diesem Grund wird auch in dieser Arbeit solch eine differentielle Struktur verwendet. In Abbildung 5.6 ist das Kleinsignalersatzschaltbild des Transistorpaares des negativ- g_m -Oszillators dargestellt. Daraus lässt sich der negative Widerstand R_N ableiten, der durch den Oszillator zur Verfügung gestellt wird.

$$u_{IN} = u_{GS2} - u_{GS1} \quad (5.1.17)$$

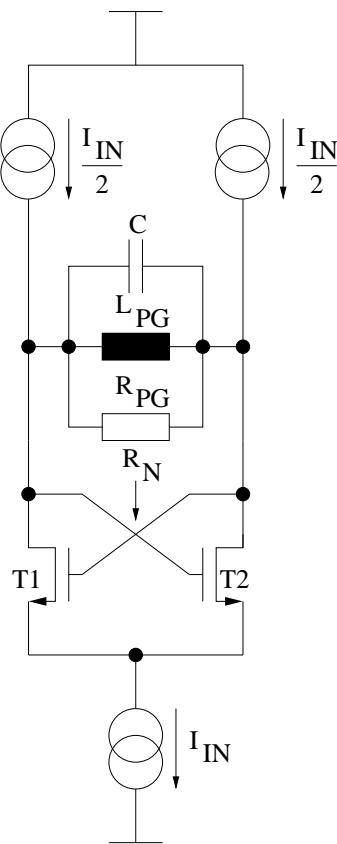


Abbildung 5.5: Negativ- g_m -Oszillator

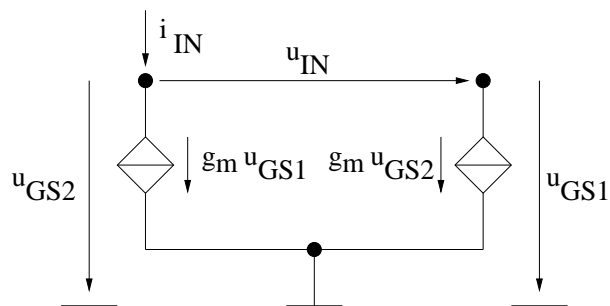


Abbildung 5.6: Kleinsignalersatzschaltbild des negativ- g_m -Oszillators

Unter der Annahme, dass der Oszillator symmetrisch angesteuert wird, lässt sich folgende Berechnung anstellen:

$$u_{GS1} = -\frac{u_{IN}}{2} \quad (5.1.18)$$

$$u_{GS2} = \frac{u_{IN}}{2} \quad (5.1.19)$$

$$i_{IN} = g_m u_{GS1} \quad (5.1.20)$$

$$i_{IN} = -g_m \frac{u_{IN}}{2} \quad (5.1.21)$$

$$R_N = \frac{i_{IN}}{u_{IN}} \quad (5.1.22)$$

$$R_N = -\frac{2}{g_m} \quad (5.1.23)$$

Da die Transkonduktanz g_m positiv ist, muss der Widerstand wie erwartet negativ sein. Die Dämpfung ist am größten, wenn der Abstand zwischen Sensor und Target 0 ist. Aus Messungen mit verschiedenen Sensorsystemen ist bekannt, dass der Wert des Parallelwiderstandes R_{PG} auf bis zu 100Ω absinken kann. Von diesem Wert lässt sich nun das benötigte g_m ableiten.

Um eine dauerhafte Schwingung zu erzeugen, muss der Betrag des negativen Widerstandes R_N mindestens gleich dem Parallelwiderstand R_{PG} sein. Beim Anschwingen des Oszillators muss die Amplitude jedoch steigen. Dazu muss der Betrag von R_N sogar kleiner sein als R_{PG} . Deshalb wurde für die Berechnung der Faktor 2 ausgewählt:

$$R_{PG} = 2|R_N| \quad (5.1.24)$$

$$R_{PG} = \frac{4}{g_m} \quad (5.1.25)$$

$$g_m = \frac{4}{R_{PG}} \quad (5.1.26)$$

$$g_m = 40mS \quad (5.1.27)$$

Die größte Transkonduktanz bei einem bestimmten Strom lässt sich mit einem MOSFET in schwacher Inversion erzielen. In diesem Arbeitsbereich zeigt der Drainstrom I_D einen exponentiellen Verlauf über der Gate-Source-Spannung U_{GS} im Gegensatz zu dem quadra-

tischen Verlauf bei starker Inversion:

$$I_D = I_0 \exp\left(\frac{U_{GS} - U_T}{nU_{TH}}\right) \quad (5.1.28)$$

$$g_m = \frac{\delta I_D}{\delta U_{GS}} \quad (5.1.29)$$

$$g_m = \frac{I_0}{nU_{TH}} \exp\left(\frac{U_{GS} - U_T}{nU_{TH}}\right) \quad (5.1.30)$$

$$g_m = \frac{I_D}{nU_{TH}} \quad (5.1.31)$$

U_{TH} ist die Temperaturspannung, U_T die Schwellenspannung und n ist der sogenannte „slope factor“, der größer als 1 ist. Der „slope factor“ lässt sich aus der Oberflächen-Verarmungs-Kapazität C_d und der Oxidkapazität C_{OX} berechnen [55]:

$$n \approx 1 + \frac{C_d}{C_{OX}} \quad (5.1.32)$$

Für die NMOS Transistoren in der verwendeten Technologie wurde ein Wert von $n = 2,5$ angenommen [36]:

$$I_D = g_m n U_T \quad (5.1.33)$$

$$I_D = 40mS \cdot 26mV \cdot 2,5 \quad (5.1.34)$$

$$I_D = 2,6mA \quad (5.1.35)$$

Um einen Transistor bei dieser Stromstärke in schwacher Inversion betreiben zu können, sind sehr große $\frac{W}{L}$ -Verhältnisse nötig. Das verdeutlicht die folgende Rechnung. Um an der Grenze zwischen starker und schwacher Inversion zu arbeiten, muss der Strom I_0 ca. 8 mal so groß sein wie I_D [44]. Der exakte Wert lässt sich herleiten, in dem die Transkonduktanzen beim Übergang von schwacher zu starker Inversion bei einem bestimmten Strom I_D gleichgesetzt werden:

$$\left[\frac{g_m}{I_D}\right]_{\text{schwache Inversion}} = \left[\frac{g_m}{I_D}\right]_{\text{starke Inversion}} \quad (5.1.36)$$

$$\frac{2}{U_{GS} - U_T} = \frac{1}{nU_{TH}} \quad (5.1.37)$$

Damit lässt sich nun das Verhältnis von I_D/I_0 berechnen:

$$\frac{I_D}{I_0} = e^{\left(\frac{2nU_{TH}}{nU_{TH}}\right)} \quad (5.1.38)$$

$$\frac{I_D}{I_0} = e^2 = 7,39 \quad (5.1.39)$$

Mit diesem Wert kann dann das benötigte $\frac{W}{L}$ -Verhältnis berechnet werden:

$$I_0 = 7,39I_D \quad (5.1.40)$$

$$I_0 = 2n\mu_n C_{OX} U_{TH}^2 \frac{W}{L} \quad (5.1.41)$$

$$\frac{W}{L} = \frac{7,39I_D}{2n\mu_n C_{OX} U_{TH}^2} \quad (5.1.42)$$

$$\frac{W}{L} = 47372 \quad (5.1.43)$$

Sowohl das Ergebnis für den benötigten Strom als auch die Transistorgröße zeigen, dass dieses einfache Konzept nicht praktikabel ist. Ein weiterer Nachteil von Transistoren, die in schwacher Inversion betrieben werden, ist das schlechtere Matching. Das führt zu einer höheren Offset-Spannung als in starker Inversion.

Um dieses Problem zu lösen, wird ein mehrstufiger Oszillator entworfen. Das bedeutet, dass das Oszillatorsignal verstärkt wird, bevor es auf die beiden Transistoren M1 und M2 zurück gekoppelt wird. Da die meisten anderen LC-Oszillatoren für den HF-Bereich entworfen werden, ist diese Struktur eher unüblich, da es nahezu unmöglich ist, mit einem mehrstufigen Oszillator die Geschwindigkeitsanforderungen bei diesen Frequenzen zu erfüllen. Die Arbeitsfrequenzen dieses Oszillators liegen aber nur in einem Bereich zwischen $100kHz$ und $1MHz$. Die daraus resultierenden Geschwindigkeitsanforderungen lassen sich relativ einfach erfüllen. In Abbildung 5.7 ist ein mehrstufiger negativ- g_m -Oszillator dargestellt. Abbildung 5.8 zeigt das Kleinsignalersatzschaltbild zur Berechnung des negativen Widerstandes des Oszillators. Die Berechnung des negativen Widerstandes erfolgt analog zur Herleitung von Gleichung 5.1.23 und liefert folgendes Ergebnis:

$$R_N = -\frac{2}{g_m A} \quad (5.1.44)$$

Das Ergebnis zeigt, dass die Transkonduktanz um die Verstärkung A erhöht wird. Bereits eine Verstärkung von $A = 1000$ lässt die benötigte Transkonduktanz auf $g_m = 40\mu S$ schrumpfen. Dafür wird nur noch ein Strom von $I_D = 2,6\mu A$ benötigt.

Der mehrstufige Oszillator besitzt noch einen weiteren gravierenden Vorteil. Die Schwingungsamplitude ist abhängig von der Verlustleistung im Schwingkreis und von der eingespeisten Leistung durch den Oszillator. Wenn sich Verlustleistung und eingespeiste Leistung genau aufheben, bleibt die Schwingungsamplitude konstant. Bei einer bestimmten

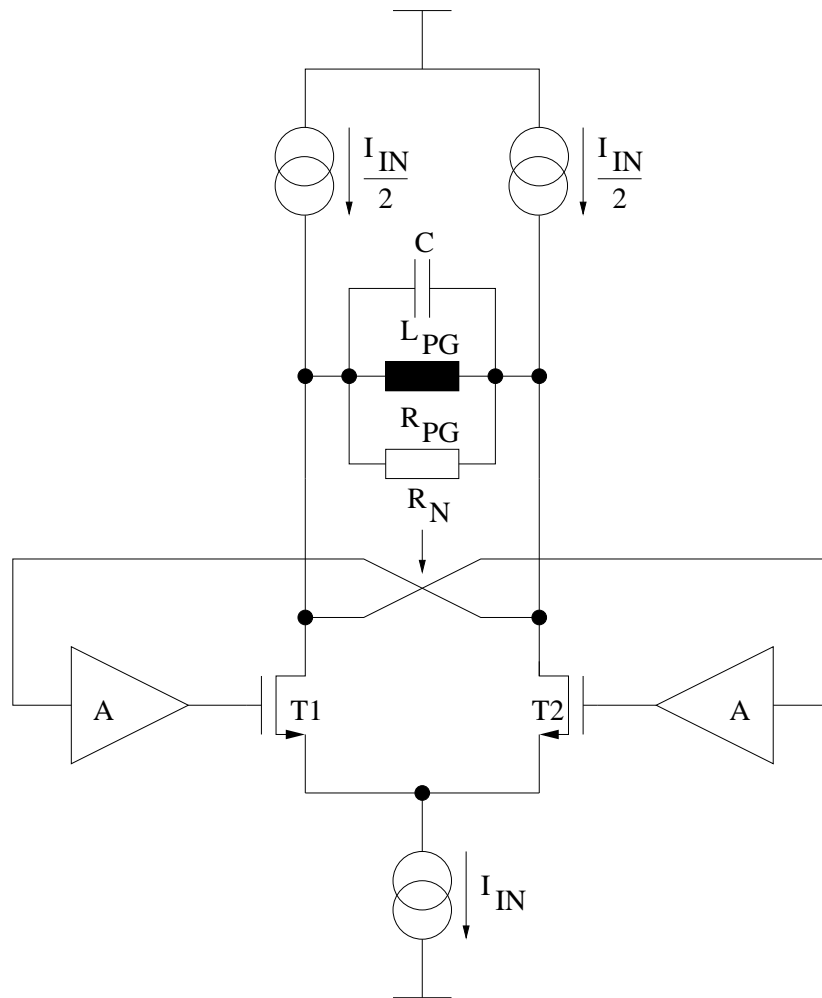


Abbildung 5.7: Mehrstufiger negativ- g_m -Oszillator

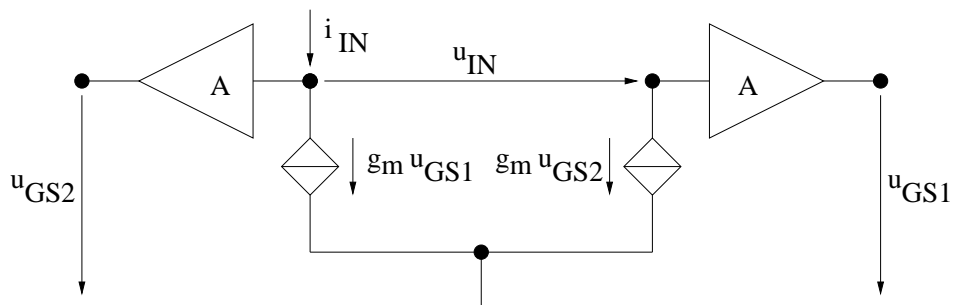


Abbildung 5.8: Kleinsignalersatzschaltbild es mehrstufigen negativ- g_m -Oszillators

Amplitude ist die eingespeiste Leistung vom Verlauf und der Höhe des eingespeisten Stromes abhängig. Dieser ist wiederum abhängig von der Transkonduktanz.

In Abbildung 5.9 sind die Verläufe des Speisestromes für zwei verschiedene Transkonduk-

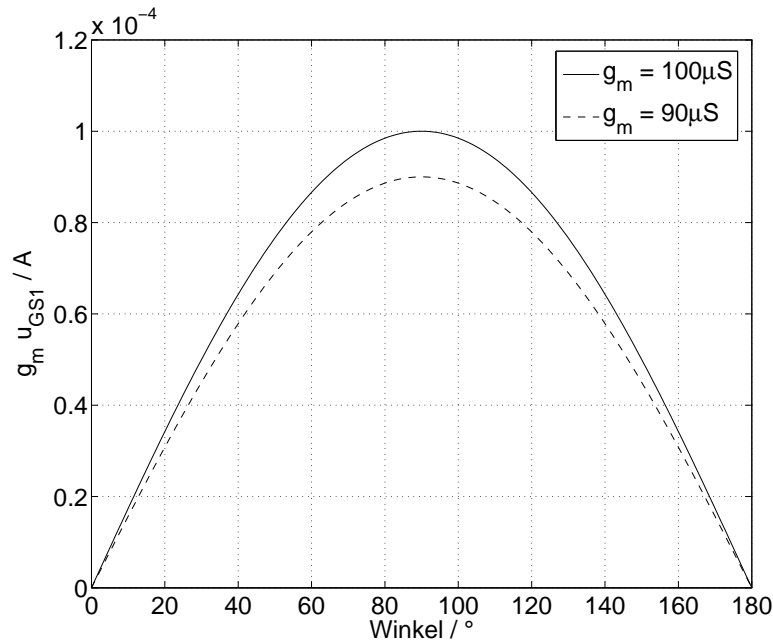


Abbildung 5.9: Speisestrom $g_m u_{GS1}$ für eine Halbwelle einer sinusförmigen Oszillatorspannung bei verschiedenen Transkonduktanzen im negativ- g_m -Oszillator

tanzen im normalen negativ- g_m -Oszillator für eine Halbwelle einer sinusförmigen Schwingung mit einer Amplitude von 1V dargestellt. Der Maximalstrom, der eingespeist werden kann, wird von der Tailstromquelle auf $I_{IN} = 100 \mu A$ begrenzt. Das Ergebnis zeigt, dass der eingespeiste Strom stark von der Höhe der Transkonduktanz abhängt. Da die Transkonduktanz eine relativ hohe Temperaturabhängigkeit aufweist, wären die harten Anforderungen an die Temperaturstabilität mit diesem Konzept kaum zu erfüllen.

Abbildung 5.10 zeigt das Ergebnis der Simulation für einen mehrstufigen negativ- g_m -Oszillator. Bei diesem Konzept ist der eingespeiste Strom ausschließlich von der Höhe des Tailstroms I_{IN} abhängig. Selbst extrem große Schwankungen der Transkonduktanz g_m und der Verstärkung A haben kaum Einfluss auf den eingespeisten Strom. Die Schwingungsamplitude ist bei diesem Konzept also unabhängig von der Transkonduktanz und wird ausschließlich von I_{IN} bestimmt.

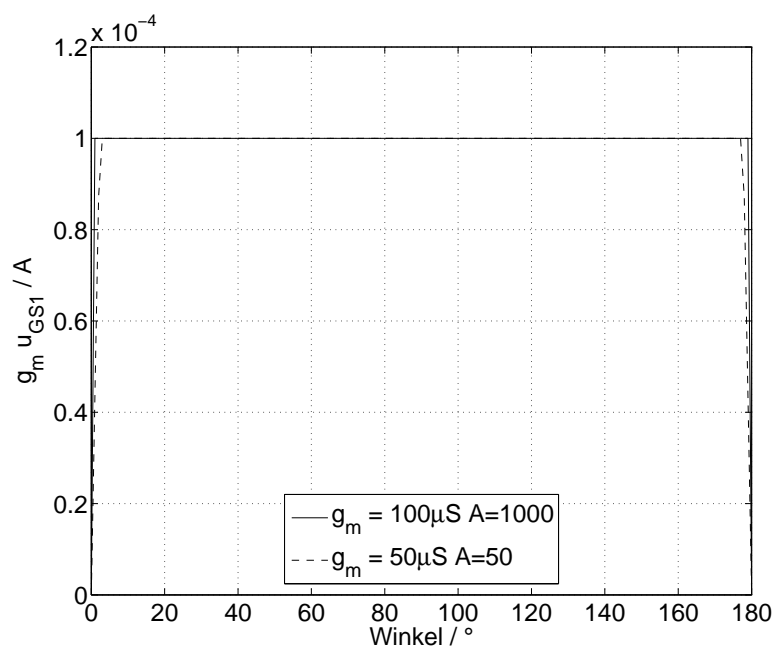


Abbildung 5.10: Speisestrom $g_m u_{GS1}$ für eine Halbwelle einer sinusförmigen Oszillatorspannung bei verschiedenen Transkonduktanzen und Verstärkungen im mehrstufigen Oszillator

5.1.4 Sensorübertragungsfunktion

In diesem Abschnitt wird eine Übertragungsfunktion erarbeitet, die den Zusammenhang zwischen dem Speisestrom I_{IN} und der Amplitude der Schwingkreissspannung $\hat{U}_C(t)$ beschreibt.

Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, dass der eingespeiste Strom bei der Verwendung eines zweistufigen Oszillators nahezu unabhängig von der Transkonduktanz des Oszillators ist. Er wird ausschließlich vom Tailstrom I_{IN} bestimmt. Im linearen Modell mit einem negativen Widerstand lässt sich das so interpretieren, dass die Transkonduktanz so groß wird, dass R_N gegen 0 geht. Dadurch lässt sich der Oszillator zu einem Schwingkreis mit einer rechteckförmigen Stromeinspeisung vereinfachen. Das entsprechende Schaltbild des Schwingkreises ist in Abbildung 5.11 dargestellt.

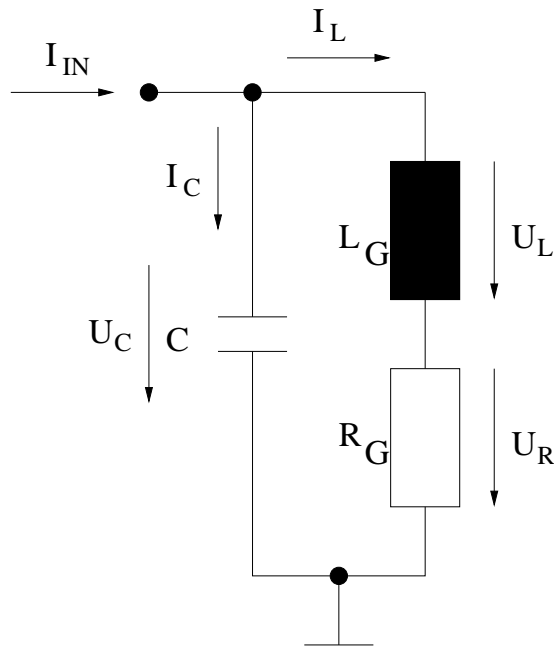


Abbildung 5.11: Schaltbild des Schwingkreises

Zur Berechnung der Übertragungsfunktion wird der folgende Ansatz verwendet:

$$E_{SK} = \int_0^t (P_{IN}(t) - P_{OUT}(t)) dt \quad (5.1.45)$$

Die Energie E_{SK} , die zum Zeitpunkt t im Schwingkreis gespeichert ist, entspricht dem zeitlichen Integral über der Differenz zwischen eingespeister Leistung P_{IN} und Verlustleistung P_{OUT} . Unter der Annahme, dass am Schwingkreis eine sinusförmige Schwingung vorliegt und die Änderung der Amplitude wesentlich langsamer erfolgt als die Schwingung selbst, kann $E_{SK}(t)$ durch die beiden folgenden Zusammenhänge ausgedrückt werden:

$$E_{SK}(t) = \frac{1}{2} C \hat{U}_C(t)^2 \quad (5.1.46)$$

$$E_{SK}(t) = \frac{1}{2} L_G \hat{I}_L(t)^2 \quad (5.1.47)$$

Mit diesem Ansatz lässt sich der Verlauf der Schwingungsamplitude, die Einhüllende, berechnen. Eine weitere Annahme betrifft den Speisestrom. Im vorigen Abschnitt wurde gezeigt, dass der Speisestrom I_{IN} bei einem mehrstufigen negativ- g_m -Oszillator ausschließlich vom Tailstrom abhängig ist. Die Kombination aus Verstärker und Transistor sorgt nur

noch dafür, dass der Strom in der richtigen Polarität eingespeist wird. Aus diesem Grund wird für die folgende Berechnung angenommen, dass der Speisestrom I_{IN} einen rechteckförmigen Verlauf hat und sein Betrag sich sehr viel langsamer ändert als die Schwingkreisspannung. Der rechteckförmige Speisestrom lässt sich als Fourierreihe darstellen [20]:

$$I_{IN}(t) = \hat{I}_{IN}(t) \frac{4}{\pi} \left(\sin(2\pi \frac{t}{T}) + \frac{1}{3} \sin(2\pi \frac{3t}{T}) + \dots \right) \quad (5.1.48)$$

In Bezug auf Frequenzen, die sich von der Resonanzfrequenz des Schwingkreises unterscheiden, wirkt der Schwingkreis als Filter. Das bedeutet, dass die höherfrequenten Anteile des Speisestromes unterdrückt werden und nur die Grundwelle einen Beitrag zur eingespeisten Leistung liefert. Damit lassen sich eingespeiste Leistung und Verlustleistung berechnen:

$$P_{IN}(t) = \frac{4\hat{I}_{IN}(t)}{\pi\sqrt{2}} \frac{\hat{U}_C(t)}{\sqrt{2}} \quad (5.1.49)$$

$$P_{OUT}(t) = \frac{\hat{I}_L(t)^2}{2} R_G \quad (5.1.50)$$

$$P_{OUT}(t) = \frac{CR_G}{2L_G} \hat{U}_C(t)^2 \quad (5.1.51)$$

Die eingespeiste Leistung entspricht dem Produkt aus dem Effektivwert der Grundwelle des Speisestroms und dem Effektivwert der Schwingkreisspannung. Die Verlustleistung lässt sich aus dem Spulenstrom und dem Verlustwiderstand ableiten. Mit Hilfe der Gleichungen 5.1.46 und 5.1.47 lässt sich der Spulenstrom I_L eliminieren und damit auch die Verlustleistung in Abhängigkeit der Schwingkreisspannung darstellen. Setzt man die Gleichungen 5.1.46, 5.1.49 und 5.1.51 in Gleichung 5.1.45 ein, erhält man eine Differentialgleichung, aus der sich die Übertragungsfunktion vom Betrag des Speisestroms \hat{I}_{IN} zur Schwingkreisamplitude \hat{U}_C ableiten lässt:

$$\frac{1}{2} C \hat{U}_C(t)^2 = \int_0^t \left(\frac{2\hat{I}_{IN}(t)\hat{U}_C(t)}{\pi} - \frac{CR_G}{2L_G} \hat{U}_C(t)^2 \right) dt \quad (5.1.52)$$

In dieser Form kann die Gleichung jedoch noch nicht bzw. nur sehr schwer Laplace-transformiert werden, da sie sowohl quadratische Funktionen als auch Produkte von Zeitfunktionen enthält. Aus diesem Grund werden beide Seiten der Gleichung nach der Zeit abgeleitet und durch die Spannungsamplitude dividiert. Danach lässt sich die Gleichung sehr leicht transformieren und so umstellen, dass sich die gewünschte Übertragungsfunktion

tion ergibt:

$$\hat{U}_C(t)'C = \frac{2\hat{I}_{IN}(t)}{\pi} - \frac{CR_G}{2L_G}\hat{U}_C(t) \quad (5.1.53)$$

$$s\hat{U}_C(s)C = \frac{2\hat{I}_{IN}(s)}{\pi} - \frac{CR_G}{2L_G}\hat{U}_C(s) \quad (5.1.54)$$

$$\Rightarrow H_{OSZI}(s) = \frac{\hat{U}_C(s)}{\hat{I}_{IN}(s)} = \frac{4L_G}{\pi R_G C} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2L_G}{R_G}s} \quad (5.1.55)$$

An Hand der Gleichung kann man erkennen, dass sich die Schwingungsamplitude nicht beliebig schnell ändern kann. Die 3dB Grenzfrequenz f_G des Systems beträgt:

$$f_G = \frac{R_G}{4\pi L_G} \quad (5.1.56)$$

5.2 PLL

Ein wichtiger Punkt bei der Spitzenwertabtastung ist die Erzeugung des entsprechenden Taktes. Er muss eine Phasenverschiebung von exakt 90° besitzen. Zur Erzeugung dieses Taktes gibt es verschiedene Möglichkeiten. Man kann eine PLL [35, 37], einen Quadraturoszillator [40, 41, 42] oder einen Polyphasenfilter [38, 39] verwenden. Für einen Quadraturoszillator wird jedoch eine zusätzliche Spule benötigt. Der Polyphasenfilter ist zwar gut dafür geeignet, zwei Signale zu erzeugen, die 90° Phasenverschiebung zueinander haben, die Erzeugung eines Signals mit exakt 90° Phasenverschiebung zu einem Eingangssignal ist jedoch sehr schwierig. Die besten Eigenschaften für diese Anwendung bietet die PLL. Sie hat den großen Vorteil, dass Bauelementeschwankungen, Temperaturdrift und Offsets durch den Regelkreis unterdrückt werden und keinen Einfluss auf die Genauigkeit der 90° Phasenverschiebung haben. Ein Nachteil der PLL ist jedoch der zusätzliche Flächen- und Leistungsverbrauch durch die Elektronik.

In Abbildung 5.12 ist die Grundstruktur einer Charge-Pump-PLL [35, 37] dargestellt. Sie besteht aus einem Phasenfrequenzdetektor PFD, einer Ladungspumpe bzw. Charge-Pump CP, dem Loopfilter LPF, einem spannungsgesteuerten Oszillator VCO und einem Takteiler. Der PFD vergleicht das Ausgangssignal des Takteilers mit dem Eingangssignal und generiert entsprechende Steuerpulse für die CP. Je nachdem, ob das Ausgangssignal

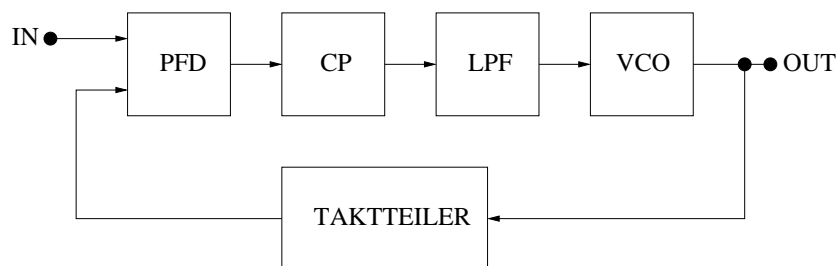


Abbildung 5.12: Grundstruktur einer Charge-Pump-PLL

des Taktteilers dem Eingangssignal hinterherläuft oder vorseilt, schiebt die CP zusätzliche Ladung auf den LPF oder zieht sie vom LPF ab. Dadurch entsteht am LPF die Steuerspannung für den VCO, der mit einer entsprechenden Schwingungsfrequenz darauf reagiert. Das Ausgangssignal des VCO wird dann wiederum an den Taktteiler angelegt und je nach Bedarf heruntergeteilt. Der entstehende Regelkreis erzeugt einen zum Eingangssignal phasensynchronen Takt höherer Frequenz.

Für das ausgewählte Konzept wird der doppelte Takt benötigt. Damit ist es möglich, sowohl die Amplitude der positiven als auch die Amplitude der negativen Halbwelle abzutasten.

5.2.1 Systementwurf PLL

Zur Dimensionierung der PLL ist es notwendig, ein lineares Modell des Regelkreises aufzustellen [37]. Das lineare Modell einer Charge-Pump-PLL ist in Abbildung 5.13 dargestellt.

Am Eingang der PLL wird die Phasendifferenz zwischen Eingangssignal und Ausgangssignal des Taktteilers gebildet. Damit wird die Wirkung des PFD nachgebildet. Diese Differenz wird anschließend an der CP in einen äquivalenten Strom umgewandelt, der proportional zur Phasenverschiebung ist. Die CP lässt sich demnach als einfacher Verstärkungsfaktor modellieren. Der Strom I_P entspricht dem Pulsstrom der CP und wird als Charge-Pump-Current bezeichnet:

$$H_{CP}(s) = \frac{I_P}{2\pi} \quad (5.2.1)$$

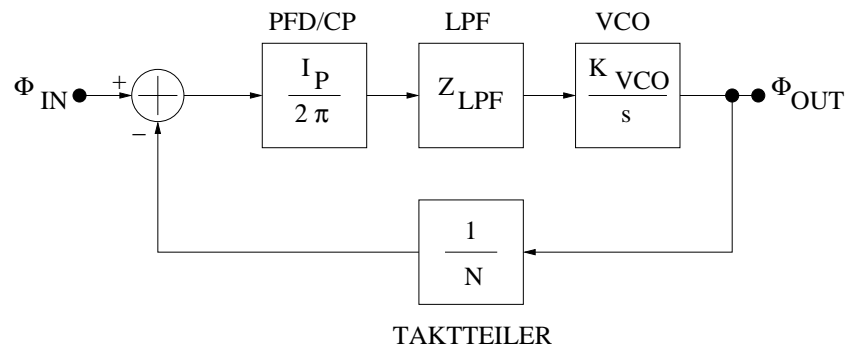


Abbildung 5.13: Lineares Modell einer Charge-Pump-PLL

Um eine stabile PLL mit einer niedrigen Welligkeit am Ausgang des LPF zu erhalten, wird in diesem Entwurf der LPF einer sogenannten Typ-II-PLL verwendet. Der LPF ist in Abbildung 5.14 dargestellt.

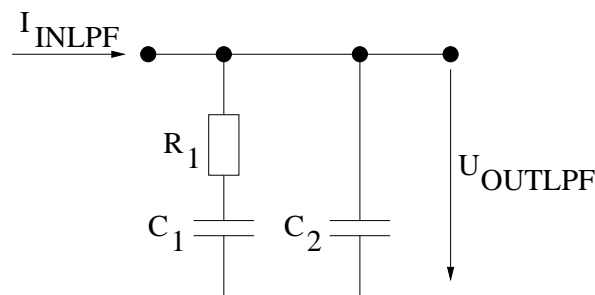


Abbildung 5.14: LPF einer Typ-II-PLL

Der Kondensator C_1 hat die Aufgabe, den Ausgangsstrom der CP zu integrieren und in eine Spannung umzuwandeln. Mit Hilfe des Widerstandes R_1 wird eine zusätzliche Nullstelle in der Übertragungsfunktion erzeugt, die der Stabilisierung des Regelkreises dient. Der Kondensator C_2 dient der Dämpfung der Welligkeit, die entsteht, wenn der Stromimpuls der CP durch die Reihenschaltung aus C_1 und R_1 fließt. Da der LPF eine Strom-Spannungswandlung durchführt, wird zur Modellierung des Baublocks die Impedanz benötigt:

$$Z_{LPF}(s) = \frac{1}{sC_2} \parallel \left(R_1 + \frac{1}{sC_1} \right) \quad (5.2.2)$$

$$Z_{LPF}(s) = \frac{1 + R_1 C_1 s}{C_1 s + C_2 s + R_1 C_1 C_2 s^2} \quad (5.2.3)$$

Bei der Modellierung des VCO ist zu beachten, dass die Regelgröße in dem linearen Modell die Phase ist. In Bezug auf die Phase wirkt der Oszillator als Integrator. Wie stark sich die Phase bei einer bestimmten LPF-Spannung ändert, wird von der sogenannten VCO-Verstärkung K_{VCO} bestimmt. Damit ergibt sich die folgende Übertragungsfunktion für den VCO:

$$H_{VCO}(s) = \frac{K_{VCO}}{s} \quad (5.2.4)$$

Der Takteiler lässt sich relativ einfach nachbilden, da er für Frequenz und Phase als einfacher Teiler wirkt. Der Wert N ist der sogenannte Teilerfaktor:

$$H_D(s) = \frac{1}{N} \quad (5.2.5)$$

Damit ergibt sich folgende Schleifenverstärkung H_{PLL} des offenen Regelkreises für das System:

$$H_{PLL}(s) = H_{CP}(s) \cdot Z_{LPF}(s) \cdot H_{VCO}(s) \cdot H_D(s) \quad (5.2.6)$$

$$H_{PLL}(s) = \frac{I_P K_{VCO}}{2\pi N} \cdot \frac{1 + R_1 C_1 s}{(C_1 + C_2) s^2 + C_1 C_2 R_1 s^3} \quad (5.2.7)$$

Mit diesen Zusammenhängen lässt sich auch die Gesamtübertragungsfunktion H_{PLLCL} des geschlossenen Regelkreises berechnen:

$$H_{PLLCL}(s) = \frac{\Phi_{OUT}}{\Phi_{IN}} \quad (5.2.8)$$

$$H_{PLLCL}(s) = \frac{H_{CP}(s) \cdot Z_{LPF}(s) \cdot H_{VCO}(s)}{1 + H_{CP}(s) \cdot Z_{LPF}(s) \cdot H_{VCO}(s) \cdot H_D(s)} \quad (5.2.9)$$

Die Aufgabe bei der Dimensionierung besteht nun darin, die Elemente des Loopfilters C_1 , R_1 und C_2 , den CP-Current I_P und die VCO-Verstärkung K_{VCO} so zu wählen, dass die PLL bei dem benötigten Teilerfaktor N und der gewünschten Bandbreite BW_{PLL} eine ausreichende Phasenreserve ϕ_R besitzt.

Für die Spitzenwertabtastung wird der doppelte Takt benötigt. Die fallende Flanke des doppelten Taktes muss exakt bei 90° des Eingangssignals liegen, um den Spitzenwert genau zu treffen. Dazu benötigt das Ausgangssignal der PLL einen Duty-Cycle von exakt 50%. Wenn der VCO lediglich mit der doppelten Frequenz läuft, ist es schaltungstechnisch

sehr schwierig, diesen Wert zu garantieren. Aus diesem Grund läuft der VCO mit der 4-fachen Frequenz des Eingangssignals. Der doppelte Takt mit einem Duty-Cycle von 50% entsteht durch einmaliges Teilen des VCO-Signals. Das bedeutet, dass der Teilerfaktor $N = 4$ beträgt. Um unter allen Umständen ein stabiles System zu erhalten, ist erfahrungsgemäß eine Phasenreserve von mindestens $\phi_R = 30^\circ$ nötig. Das angestrebte Auslesesystem soll eine Signalbandbreite von einigen kHz haben. Um zu verhindern, dass die PLL die Geschwindigkeit des Gesamtsystems unnötig verringert, wird bei der Dimensionierung eine Bandbreite von mindestens $BW_{PLL} = 10kHz$ gefordert. Im Gegensatz zu einer PLL für Anwendungen in der drahtlosen Kommunikation muss diese PLL einen sehr großen Frequenzbereich abdecken, denn das Auslesesystem soll für Arbeitsfrequenzen zwischen $100kHz$ und $1MHz$ geeignet sein. Des Weiteren ist zu beachten, dass bei einer realen PLL keine beliebig hohen Spannungen am Loopfilter möglich sind. Das theoretische Maximum liegt bei der Versorgungsspannung von $5V$. In der Praxis ist es jedoch kaum möglich, diese Spannung voll auszunutzen, da es sehr schwer ist, eine CP und einen VCO zu entwickeln, welche im gesamten Versorgungsspannungsbereich korrekt arbeiten. Aus diesem Grund sollte die Spannung am LPF im eingeschwungenen Zustand mindestens $0,5V$ und maximal $3V$ betragen. Bei einer Arbeitsfrequenz von $100kHz$ muss der VCO mit einer Geschwindigkeit von $400kHz$ schwingen. Aus diesem Zusammenhang lässt sich nun das Maximum von K_{VCO} bestimmen, das bei dieser Frequenz erlaubt ist, um den vorgegebenen Spannungsbereich nicht zu verlassen:

$$K_{VCO} = \frac{f}{U_{LPF}} \quad (5.2.10)$$

$$K_{VCO} = \frac{400kHz}{0,5V} \quad (5.2.11)$$

$$K_{VCO} = 0,8 \frac{MHz}{V} \quad (5.2.12)$$

Bei der maximalen Arbeitsfrequenz von $1MHz$ muss der VCO mit einer Frequenz von $4MHz$ schwingen. Unter der Voraussetzung, dass der VCO die zuvor berechnete maximale

Verstärkung besitzt, ergibt sich folgende Spannung am Loopfilter:

$$U_{LPF} = \frac{f}{K_{VCO}} \quad (5.2.13)$$

$$U_{LPF} = \frac{4MHz}{0,8 \frac{MHz}{V}} \quad (5.2.14)$$

$$U_{LPF} = 5V \quad (5.2.15)$$

Das Ergebnis übersteigt die maximal zulässige Spannung von 3V am Loopfilter. Das bedeutet, dass die PLL einen VCO mit variabler Verstärkung benötigt. Die minimale VCO-Verstärkung bei der maximalen Arbeitsfrequenz kann aus der maximal zulässigen LPF-Spannung bestimmt werden:

$$K_{VCO} = \frac{f}{U_{LPF}} \quad (5.2.16)$$

$$K_{VCO} = \frac{4MHz}{3V} \quad (5.2.17)$$

$$K_{VCO} = 1,33 \frac{MHz}{V} \quad (5.2.18)$$

Der VCO sollte also eine Verstärkung besitzen, die mindestens zwischen $0,8MHz/V$ und $1,33MHz/V$ einstellbar ist.

Der Trade-Off bei der Wahl des CP-Currents I_P besteht darin, dass ein niedriger Strom die Welligkeit der LPF-Spannung verringert und ein hoher Strom die Stabilität des Systems erhöht [35]. Um eine einfache Implementierung zu gewährleisten, sollte der Strom zwischen $10\mu A$ und $1\mu A$ liegen.

Um die Dimensionierung des Loopfilters in Abhängigkeit von den restlichen PLL-Eigenschaften durchführen zu können, müssen die Ausdrücke für die Bandbreite BW_{PLL} und die Phasenreserve der Schleifenverstärkung aufgestellt werden:

$$H_{PLL}(j\omega) = -\frac{I_P K_{VCO}}{2\pi N} \cdot \frac{1 + R_1 C_1 j\omega}{(C_1 + C_2)\omega^2 + C_1 C_2 R_1 j\omega^3} \quad (5.2.19)$$

$$H_{PLL}(j\omega) = -\frac{I_P K_{VCO}}{2\pi N(C_1 + C_2)\omega^2} \cdot \frac{1 + R_1 C_1 j\omega}{1 + \frac{C_1 C_2 R_1}{C_1 + C_2} j\omega} \quad (5.2.20)$$

Die Bandbreite der PLL entspricht der Frequenz, bei der der Betrag der Schleifenverstär-

kung den Wert 1 annimmt:

$$|H_{PLL}(j\omega)| = \frac{I_P K_{VCO}}{2\pi N(C_1 + C_2)\omega^2} \cdot \sqrt{\frac{1 + (R_1 C_1 \omega)^2}{1 + \left(\frac{C_1 C_2 R_1}{C_1 + C_2} \omega\right)^2}} \quad (5.2.21)$$

$$|H_{PLL}(j\omega)|_{\omega_{BWPLL}} = 1 \quad (5.2.22)$$

$$1 = \frac{I_P K_{VCO}}{2\pi N(C_1 + C_2)\omega_{BWPLL}^2} \cdot \sqrt{\frac{1 + (R_1 C_1 \omega_{BWPLL})^2}{1 + \left(\frac{C_1 C_2 R_1}{C_1 + C_2} \omega_{BWPLL}\right)^2}} \quad (5.2.23)$$

Da die Schleifenverstärkung eine Pol- und eine Nullstelle besitzt, ist ein Extremwert in der Phasenverschiebung zu erwarten. Wenn die Frequenz des Extremwertes mit der Bandbreite der Schleifenverstärkung übereinstimmt, ergibt sich die maximale Phasenreserve für eine bestimmte Kombination aus Pol- und Nullstelle [37]:

$$\phi(\omega) = \arctan(R_1 C_1 \omega) - \arctan\left(\frac{C_1 C_2 R_1}{C_1 + C_2} \omega\right) + 180^\circ \quad (5.2.24)$$

Um den Extremwert der Phasenverschiebung zu finden, wird die Ableitung gebildet und gleich 0 gesetzt:

$$\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = \frac{R_1 C_1}{1 + (R_1 C_1 \omega)^2} - \frac{\frac{C_1 C_2 R_1}{C_1 + C_2}}{1 + \left(\frac{C_1 C_2 R_1}{C_1 + C_2} \omega\right)^2} \quad (5.2.25)$$

$$0 = \frac{R_1 C_1}{1 + (R_1 C_1 \omega_E)^2} - \frac{\frac{C_1 C_2 R_1}{C_1 + C_2}}{1 + \left(\frac{C_1 C_2 R_1}{C_1 + C_2} \omega_E\right)^2} \quad (5.2.26)$$

$$\omega_E = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_1^2 C_2 R_1^2}{C_1 + C_2}}} \quad (5.2.27)$$

Mit Hilfe der Gleichungen 5.2.23, 5.2.24 und 5.2.27 und den gegebenen PLL-Eigenschaften lässt sich nun der LPF dimensionieren. Um die folgende Berechnung übersichtlicher darzustellen, werden die beiden Konstanten K_1 und K_2 eingeführt:

$$K_1 = R_1 C_1 \quad (5.2.28)$$

$$K_2 = \frac{R_1 C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (5.2.29)$$

$$\phi(\omega) = \arctan(K_1 \omega) - \arctan(K_2 \omega) + 180^\circ \quad (5.2.30)$$

$$\omega_E = \frac{1}{\sqrt{K_1 K_2}} \quad (5.2.31)$$

Die Phasenreserve ϕ_R des Systems ist die Differenz zwischen der Phasenverschiebung bei ω_{BWPLL} und 180° . Wie bereits erwähnt, wird die optimale Phasenreserve erzielt, wenn

$\omega_{BWPLL} = \omega_E$ ist. Mit diesem Zusammenhang lassen sich nun die Konstanten K_1 und K_2 bestimmen:

$$\phi_R = \phi(\omega_E) - 180^\circ \quad (5.2.32)$$

$$K_2 = \frac{1}{K_1 \omega_E^2} \quad (5.2.33)$$

$$\phi_R = \arctan(K_1 \omega_E) - \arctan(K_2 \omega_E) \quad (5.2.34)$$

$$\phi_R = \arctan\left(\frac{K_1 \omega_E - K_2 \omega_E}{1 + K_1 K_2 \omega_E}\right) \quad (5.2.35)$$

$$\phi_R = \arctan\left(\frac{K_1^2 \omega_E^2 - 1}{2K_1 \omega_E}\right) \quad (5.2.36)$$

$$\tan(\phi_R) = \frac{K_1^2 \omega_E^2 - 1}{2K_1 \omega_E} \quad (5.2.37)$$

$$0 = K_1^2 - \frac{2 \tan(\phi_R)}{\omega_E} - \frac{1}{\omega_E^2} \quad (5.2.38)$$

$$K_1 = \frac{\tan(\phi_R)}{\omega_E} \pm \sqrt{\left(\frac{\tan(\phi_R)}{\omega_E}\right)^2 + \frac{1}{\omega_E^2}} \quad (5.2.39)$$

$$K_1 = \frac{\tan(\phi_R)}{\omega_E} \pm \frac{1}{\omega_E} \sqrt{\tan(\phi_R)^2 + 1} \quad (5.2.40)$$

$$K_1 = \frac{\tan(\phi_R)}{\omega_E} \pm \frac{1}{\omega_E} \sqrt{\frac{\sin(\phi_R)^2}{\cos(\phi_R)^2} + 1} \quad (5.2.41)$$

$$K_1 = \frac{\tan(\phi_R)}{\omega_E} \pm \frac{1}{\omega_E \cos(\phi_R)} \quad (5.2.42)$$

Eine numerische Überprüfung der beiden Lösungen zeigt, dass die Subtraktion des zweiten Terms in Gleichung 5.2.42 nur eine Scheinlösung darstellt, da K_1 sonst einen negativen Wert annehmen würde, was physikalisch nicht möglich ist:

$$K_1 = \frac{\tan(\phi_R)}{\omega_E} + \frac{1}{\omega_E \cos(\phi_R)} \quad (5.2.43)$$

$$K_1 = \frac{1}{\omega_E} (\tan(\phi_R) + \sec(\phi_R)) \quad (5.2.44)$$

Werden die Konstanten K_1 und K_2 in die Gleichung 5.2.23 eingesetzt, lässt sich daraus der Wert der Kapazität C_2 ermitteln:

$$1 = \frac{I_P K_{VCO} K_2}{2\pi N K_1 C_2 \omega_{BWPLL}^2} \cdot \sqrt{\frac{1 + (K_1 \omega_{BWPLL})^2}{1 + (K_2 \omega_{BWPLL})^2}} \quad (5.2.45)$$

$$C_2 = \frac{I_P K_{VCO} K_2}{2\pi N K_1 \omega_{BWPLL}^2} \cdot \sqrt{\frac{1 + (K_1 \omega_{BWPLL})^2}{1 + (K_2 \omega_{BWPLL})^2}} \quad (5.2.46)$$

Aus dem Quotienten von K_1 und K_2 sowie C_2 kann C_1 berechnet werden:

$$\frac{K_2}{K_1} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (5.2.47)$$

$$C_1 = C_2 \left(\frac{K_1}{K_2} - 1 \right) \quad (5.2.48)$$

Im letzten Schritt wird R_1 aus C_1 und K_1 berechnet:

$$R_1 = \frac{K_1}{C_1} \quad (5.2.49)$$

Mit Hilfe dieser Gleichungen lassen sich nun verschiedene Dimensionierungen auf ihre Tauglichkeit hin überprüfen. In Tabelle 5.1 sind einige exemplarische Lösungen angegeben. Daran lässt sich erkennen, in welchem Wertebereich nach der günstigsten Lösung gesucht werden muss. Besonders störend an den Ergebnissen ist der große Widerstand, da

$K_{VCO}/(MHz/V)$	$I_P/\mu A$	BW_{PLL}/kHz	$\phi_R/^\circ$	N	C_1/pF	$R_1/M\Omega$	C_2/pF
0,8	2	10	45	4	32,3	1,2	6,7
1,33	2	20	45	4	13,4	1,4	2,8
0,8	2	10	60	4	55,8	1,1	4,3
1,33	2	20	60	4	23,2	1,3	1,8

Tabelle 5.1: Verschiedene Dimensionierungsbeispiele der PLL

er sehr viel Chipfläche benötigt. Die Berechnung beruht darauf, dass die Transitfrequenz der Schleifenverstärkung mit dem Extremwert der Phasenverschiebung übereinstimmt. Diese Bedingung muss jedoch nicht zwingend eingehalten werden. Durch die Berechnung des Amplituden- und Phasenfrequenzgangs für verschiedene Dimensionierungsvarianten konnte die folgende Dimensionierung gefunden werden, welche einen guten Kompromiss hinsichtlich Flächenbedarf, Stabilität und Bandbreite darstellt.

$$K_{VCO} = 0,8 \dots 1,33 MHz/V \quad (5.2.50)$$

$$I_P = 2\mu A \quad (5.2.51)$$

$$N = 4 \quad (5.2.52)$$

$$C_1 = 30pF \quad (5.2.53)$$

$$R_1 = 500k\Omega \quad (5.2.54)$$

$$C_2 = 5pF \quad (5.2.55)$$

Der Amplitudenfrequenzgang der Schleifenverstärkung für die verschiedenen VCO-Verstärkungen sowie der Phasenfrequenzgang sind in Abbildung 5.15 dargestellt.

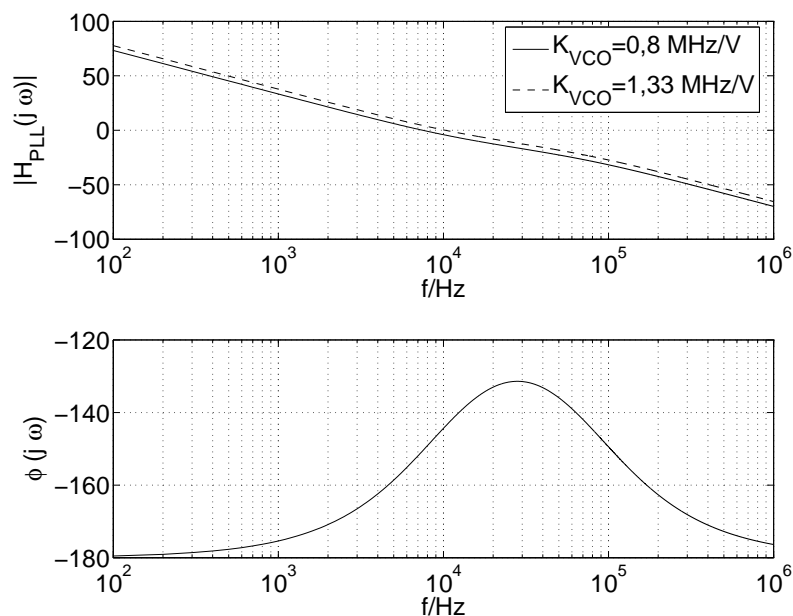


Abbildung 5.15: Frequenzgang der Schleifenverstärkung

Mit dieser Dimensionierung hat die PLL die in Tabelle 5.2 angegebenen Eigenschaften.

$K_{VCO}/(MHz/V)$	BW_{PLL}/kHz	$\phi_R/^\circ$
0,8	7,5	30
1,33	10	35

Tabelle 5.2: Eigenschaften der PLL mit der endgültigen Dimensionierung

5.3 Amplitudenregelung mit einem SDM 1. Ordnung

Nun wird das System aus Abschnitt 4.5 näher untersucht, bei dem ein SDM (Sigma-Delta Modulator) 1. Ordnung als Regler und ADC arbeitet. Zuerst wird das Oszillatorsignal

ins Basisband gemischt. In einer SC-Schaltung geschieht das durch eine Spitzenwertabtastung des Oszillatorsignals. Dazu erhält die SC-Schaltung den doppelten Oszillatortakt von der PLL und tastet auf der fallenden Flanke ab. Durch die Spitzenwertabtastung erhält man die Amplitudeninformation des Oszillatorsignals. Im nächsten Schritt wird der Amplitudensollwert U_{SOLL} subtrahiert. Diese Operation kann von der gleichen SC-Schaltung durchgeführt werden, die auch die Spitzenwertabtastung vornimmt. Da der Oszillator eine Tiefpasscharakteristik aufweist, wird noch ein Integrator benötigt, um einen I-Regler für die Amplitude zu erhalten. Diese Aufgabe kann ebenfalls von der SC-Schaltung übernommen werden. Nach dem Integrator folgt ein getakteter Komparator, der das 1Bit-Signal erzeugt, das wieder in den Oszillator eingespeist wird und gleichzeitig auch als Ausgangssignal dient. Durch eine Multiplikation des Rückkopplungssignals des Oszillators und des 1Bit-Signals aus dem Komparator wird der Regelkreis geschlossen. Da der SDM auf der fallenden Flanke arbeitet, hat das 1Bit-Signal 90° Phasenverschiebung zum Oszillatorsignal. Dadurch wird gewährleistet, dass der eingespeiste Strom keinen DC-Anteil besitzt. Dieser Umstand verhindert, dass es zu einem signalabhängigen Offset im Oszillator kommt. Abbildung 5.16 zeigt das Blockschaltbild des Konzeptes.

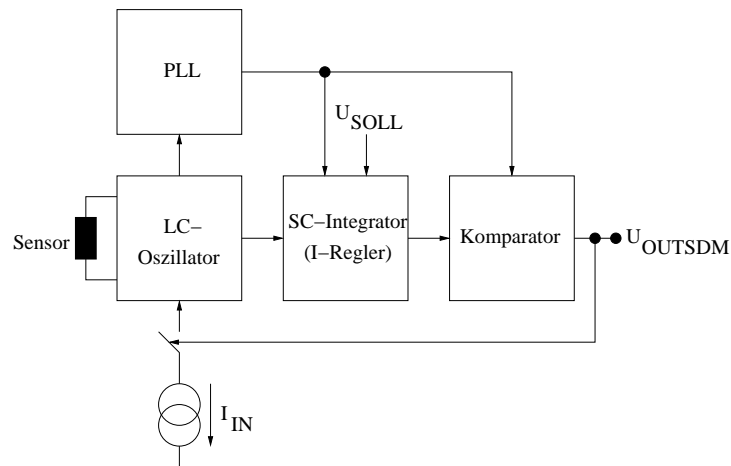


Abbildung 5.16: Blockschaltbild des Regelkreises mit einem SDM 1. Ordnung

In Abbildung 5.17 ist das linearisierte Modell des SDM 1. Ordnung mit LC-Oszillator dargestellt. Der SDM regelt das Rückkopplungssignal, welches in diesem Fall der Schwing-

ungsamplitude des Oszillators \hat{U}_C entspricht, so, dass es gleich dem Eingangswert U_{SOLL} ist. Diese beiden Werte werden am Eingang des SDM voneinander subtrahiert.

Der zeitdiskrete Integrator wurde durch die Übertragungsfunktion eines einfachen Integrators mit der Übertragungskonstante K_V [56] nachgebildet. Die Übertragungskonstante wird in der realen SC-Schaltung durch das Verhältnis der Samplingkapazität zur Integrationskapazität festgelegt.

$$H_{INT}(z) = \frac{K_V}{z - 1} \quad (5.3.1)$$

Der Komparator wird durch ein lineares Modell aus einer Verstärkung G und einem additiven Quantisierungsfehler $E_Q(z)$ ersetzt [16, 17].

In Realität erfolgt die Rückkopplung, wie in Abbildung 5.16 dargestellt, durch An- und Abschalten des Stromes I_{IN} . Um dieses Verhalten im linearisierten Modell nachzubilden, wird der Widerstand R_{REF} eingeführt. Der Widerstand R_{REF} ist im realen System so nicht vorhanden. Er gibt an, wie groß der Strom ist, der in den Oszillator eingespeist wird, wenn das Ausgangssignal des Komparators 1 ist:

$$R_{REF} = \frac{MAX(U_{OUTSDM})}{I_{IN}} \quad (5.3.2)$$

$$R_{REF} = \frac{1V}{I_{IN}} \quad (5.3.3)$$

Der Oszillator selbst wird durch seine Übertragungsfunktion H_{OSZI} aus Gleichung 5.1.55 nachgebildet. Die Abtaststufe $1/T_S$ stellt die Spitzenwertabtastung und somit den Übergang vom zeitkontinuierlichen in den zeitdiskreten Bereich dar. Dabei ist T_S die Samplingperiode der SC-Schaltung.

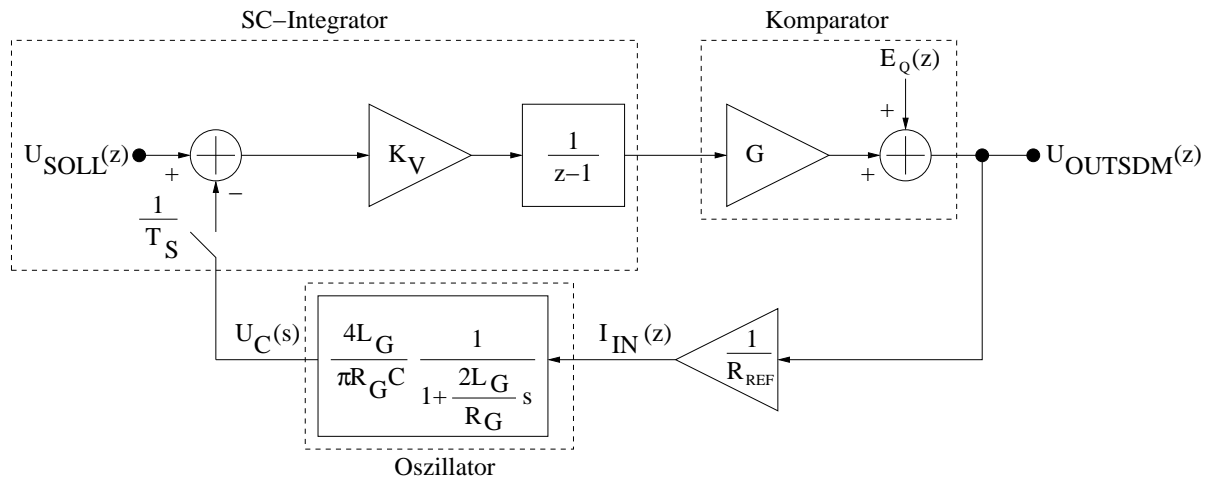


Abbildung 5.17: Linearisiertes Modell des SDM 1. Ordnung

Aus dem linearisierten Modell lässt sich die Übertragungsfunktion berechnen, die aus der Signalübertragungsfunktion STF und der Rauschübertragungsfunktion NTF besteht. Da es sich um ein gemischtes System aus zeitdiskreten und zeitkontinuierlichen Komponenten handelt, muss eine Übertragungsfunktion umgerechnet werden. Da die Stabilitätsuntersuchung über eine Analyse der Polstellen durchgeführt werden soll, wird die Übertragungsfunktion des Integrators $H_{INT1}(z)$ in den Laplace-Bereich transformiert. Dazu wird der folgende Zusammenhang zwischen Laplace- und z-Transformation verwendet [18]:

$$z = e^{sT_s} \quad (5.3.4)$$

Die Exponentialfunktion kann durch ihre Potenzreihenentwicklung ersetzt werden [20]:

$$e^{sT_s} = 1 + \frac{sT_s}{1!} + \frac{(sT_s)^2}{2!} + \dots \quad (5.3.5)$$

Unter der Annahme, dass $\omega \ll \frac{1}{T_s}$ ist, lässt sich dieser Ausdruck wie folgt vereinfachen:

$$\Rightarrow e^{sT_s} \approx 1 + sT_s \quad (5.3.6)$$

Damit ergibt sich der folgende Ausdruck für $H_{INT}(s)$:

$$H_{INT}(s) = \frac{K_V}{sT_s} \quad (5.3.7)$$

Mit Hilfe der Übertragungsfunktionen der einzelnen Komponenten lässt sich nun $U_{OUTSDM}(s)$ berechnen:

$$U_{OUTSDM}(s) = \frac{H_{INT}(s)G}{1 + \frac{1}{R_{REF}}H_{OSZI}(s)H_{INT}(s)G}U_{SOLL}(s) + \frac{1}{1 + \frac{1}{R_{REF}}H_{OSZI}(s)H_{INT}(s)G}E_Q(s) \quad (5.3.8)$$

$$U_{OUTSDM}(s) = \frac{R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} \cdot \frac{1 + \frac{2L_G s}{R_G}}{1 + \frac{T_S R_{REF}\pi R_G C}{4L_G K_V G} s + \frac{2L_G T_S R_{REF}\pi R_G C}{R_G 4L_G K_V G} s^2} U_{SOLL}(s) + \frac{R_{REF}\pi R_G C}{4L_G K_V G} \cdot \frac{sT_S(1 + \frac{2L_G s}{R_G})}{1 + \frac{T_S R_{REF}\pi R_G C}{4L_G K_V G} s + \frac{2L_G T_S R_{REF}\pi R_G C}{R_G 4L_G K_V G} s^2} E_Q(s) \quad (5.3.9)$$

$$STF = \frac{R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} \cdot \frac{1 + \frac{2L_G s}{R_G}}{1 + \frac{T_S R_{REF}\pi R_G C}{4L_G K_V G} s + \frac{2L_G T_S R_{REF}\pi R_G C}{R_G 4L_G K_V G} s^2} \quad (5.3.10)$$

$$NTF = \frac{R_{REF}\pi R_G C}{4L_G K_V G} \cdot \frac{sT_S(1 + \frac{2L_G s}{R_G})}{1 + \frac{T_S R_{REF}\pi R_G C}{4L_G K_V G} s + \frac{2L_G T_S R_{REF}\pi R_G C}{R_G 4L_G K_V G} s^2} \quad (5.3.11)$$

Aus der Übertragungsfunktion lässt sich für $s = j\omega$ und $\omega = 0$ der Zusammenhang zwischen dem vom Targetabstand abhängigen Widerstand R_G und dem Ausgangswert des SDM U_{OUTSDM} berechnen:

$$U_{OUTSDM} = \frac{U_{SOLL}\pi R_G C R_{REF}}{4L_G} \quad (5.3.12)$$

Der Zusammenhang zwischen dem Widerstand R_G und dem Targetabstand d ist sehr kompliziert und wurde in Abschnitt 2 ausführlich erläutert. Er soll an dieser Stelle nicht noch einmal wiederholt werden.

Für numerische Untersuchungen des Systems ist es nötig, den Widerstand R_{REF} zu berechnen. Dazu muss der Dynamikbereich des Systems festgelegt werden. Der minimale Targetabstand, bei dem das System noch in der Lage sein muss, die Oszillatoramplitude zu regeln, soll $d = 1mm$ betragen. Mit Hilfe des Sensormodells aus Abschnitt 2 lassen sich damit $R_G(d = 1mm)$ und $L_G(d = 1mm)$ berechnen. Die Regelgrenze des SDM stellt den Punkt dar, bei dem der SDM gerade eine dauerhafte 1 ausgibt. Das bedeutet $U_{OUTSDM} = 1V$. Die Sollspannung soll $U_{SOLL} = 3V$ betragen. Da das System mit einer Versorgungsspannung von $5V$ arbeiten soll, ist es ohne Weiteres möglich, einen Oszillator für eine differentielle Schwingungsamplitude von $3V$ zu entwerfen. Die Schwingkreis Kapazität beträgt $C = 2,47nF$. Mit Hilfe von Gleichung 5.4.5 und diesen Werten lassen sich dann

der Widerstand R_{REF} sowie der Strom I_{IN} in der realen Implementierung berechnen:

$$R_G(d = 1mm) = 11,43\Omega \quad (5.3.13)$$

$$L_G(d = 1mm) = 115,3\mu H \quad (5.3.14)$$

$$U_{SOLL} = 3V \quad (5.3.15)$$

$$U_{OUTSDM} = 1V \quad (5.3.16)$$

$$C = 2,47nF \quad (5.3.17)$$

$$R_{REF} = \frac{U_{OUTSDM}4L_G}{U_{SOLL}\pi R_G C} \quad (5.3.18)$$

$$R_{REF} = 1,733k\Omega \quad (5.3.19)$$

Da Sigma-Delta Modulatoren an der Aussteuerungsgrenze nicht mehr korrekt arbeiten, wurde für die weiteren Untersuchungen ein Wert von $R_{REF} = 1,3k\Omega$ gewählt, was einer Aussteuerung von 75% entspricht. Daraus lässt sich nun I_{IN} ableiten:

$$I_{IN} = \frac{MAX(U_{OUTSDM})}{R_{REF}} \quad (5.3.20)$$

$$I_{IN} = 769\mu A \quad (5.3.21)$$

Ein weiterer Wert, der für die numerische Analyse des Systems benötigt wird, ist T_S . Da der Sigma-Delta Modulator für die Spitzenwertabtastung mit der doppelten Frequenz des Oszillators arbeitet, beträgt die Periodendauer:

$$T_S = \frac{1}{2f_R} \quad (5.3.22)$$

Die Resonanzfrequenz f_R lässt sich mit Gleichung 2.5.9 berechnen. Daraus kann dann auch T_S abgeleitet werden:

$$f_R = 300kHz \quad (5.3.23)$$

$$T_S = \frac{1}{600kHz} \quad (5.3.24)$$

Die Größe der Komparatorverstärkung G lässt sich nicht exakt bestimmen. Sie hängt sehr stark vom jeweiligen Eingangssignal ab. Als eine gute Näherung hat sich die sogenannte unity-gain-approximation erwiesen [17, 16]. Das bedeutet, dass die Schleifenverstärkung des offenen Regelkreises 1 ist:

$$1 = K_V G \frac{1}{R_{REF}} \frac{4L_G}{\pi R_G C} \quad (5.3.25)$$

Bis auf G sind alle Werte in dieser Gleichung bekannt. Die Annahme wird überprüft, indem G mit der in [16] gegebenen Gleichung aus Simulationsergebnissen berechnet wird:

$$G = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sum_{n=0}^N U_{INKOMP}(n) U_{OUTSDM}(n)}{\sum_{n=0}^N U_{INKOMP}(n)^2} [16] \quad (5.3.26)$$

U_{INKOMP} ist die Eingangsspannung des Komparators. Die Simulationen wurden bei einem Abstand von $d = 10mm$ und zwei verschiedenen Übertragungskonstanten K_V durchgeführt:

$$R_G(d = 10mm) = 4,53\Omega \quad (5.3.27)$$

$$L_G(d = 10mm) = 114 \cdot 10^{-6}H \quad (5.3.28)$$

$$K_V = 1 \quad (5.3.29)$$

$$\Rightarrow G = 0,12 \quad (5.3.30)$$

$$\Rightarrow K_V G \frac{1}{R_{REF}} \frac{4L_G}{\pi R_G C} = 1,2 \quad (5.3.31)$$

$$K_V = 0,1 \quad (5.3.32)$$

$$\Rightarrow G = 1,2 \quad (5.3.33)$$

$$\Rightarrow K_V G \frac{1}{R_{REF}} \frac{4L_G}{\pi R_G C} = 1,2 \quad (5.3.34)$$

$$(5.3.35)$$

Die Simulationsergebnisse bestätigen die „unity-gain-approximation“. Außerdem konnte nachgewiesen werden, dass K_V die Schleifenverstärkung nicht beeinflusst.

Mit dieser Näherung kann die Übertragungsfunktion stark vereinfacht werden:

$$U_{OUTSDM}(s) = \frac{R_{REF} \pi R_G C}{4L_G} \cdot \frac{1 + \frac{2L_G}{R_G} s}{1 + T_S s + \frac{2L_G T_S}{R_G} s^2} U_{SOLL}(s) + \frac{s T_S (1 + \frac{2L_G}{R_G} s)}{1 + T_S s + \frac{2L_G T_S}{R_G} s^2} E_Q(s) \quad (5.3.36)$$

In der vereinfachten Übertragungsfunktion kann man erkennen, dass die Pole unabhängig von der Übertragungskonstante K_V des Integrators sind. Das bedeutet, dass ihre Lage im Schaltungsentwurf nicht beeinflusst werden kann. In Abbildung 5.18 sind die Pole des Systems dargestellt. Das Ergebnis zeigt, dass die beiden konjugiert komplexen Polstellen einen negativen Realteil besitzen, dessen Betrag jedoch wesentlich geringer ist als der Betrag des Imaginärteils. Das bedeutet, dass das System zwar stabil ist, jedoch eine sehr

niedrige Dämpfung aufweist.

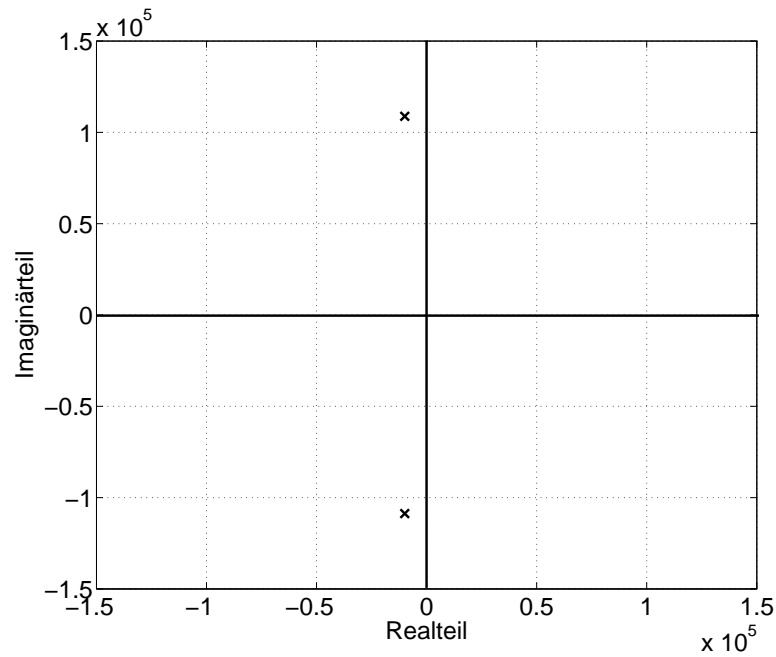


Abbildung 5.18: Polstellen des Systems mit einem SDM 1. Ordnung

In Abbildung 5.19 ist der zeitliche Verlauf der Oszillatorspannung dargestellt. Das Bild zeigt, dass die Amplitude der Oszillatorspannung von einer starken Schwingung überlagert ist. Das liegt wahrscheinlich daran, dass das System nur eine geringe Dämpfung aufweist.

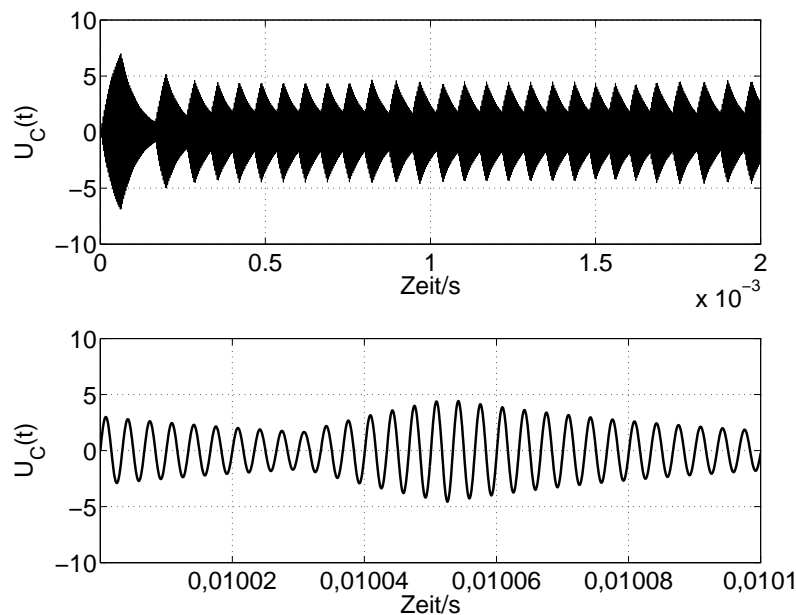


Abbildung 5.19: Zeitlicher Verlauf der Oszillatorspannung

Da das System mit einem SDM 1. Ordnung nahe an der Stabilitätsgrenze arbeitet und die Stabilität des Systems durch das Systemdesign nicht beeinflusst werden kann (unabhängig von K_V), eignet sich dieses Konzept nicht zum Auslesen induktiver Näherungssensoren. Aus diesem Grund wird im nächsten Abschnitt ein SDM 2. Ordnung näher untersucht.

5.4 Amplitudenregelung mit einem SDM 2. Ordnung

Abbildung 5.20 zeigt das Blockschaltbild des SDM 2. Ordnung. Das System wurde im Vergleich zu dem SDM 1. Ordnung um einen Integrator und eine zusätzliche Rückkopplungsschleife erweitert. In Abbildung 5.21 ist das linearisierte Modell des Systems dargestellt. Es enthält in der Rückkopplung zusätzlich den Faktor $\frac{1}{2}$. Das liegt daran, dass das Komparatorsignal mit dem vollen Wertebereich $-1 \leq U_{OUTSDM}(z) \leq 1$ in den zweiten Integrator eingespeist wird, aber nur Werte zwischen 0 und 1 in den Oszillator eingespeist werden.

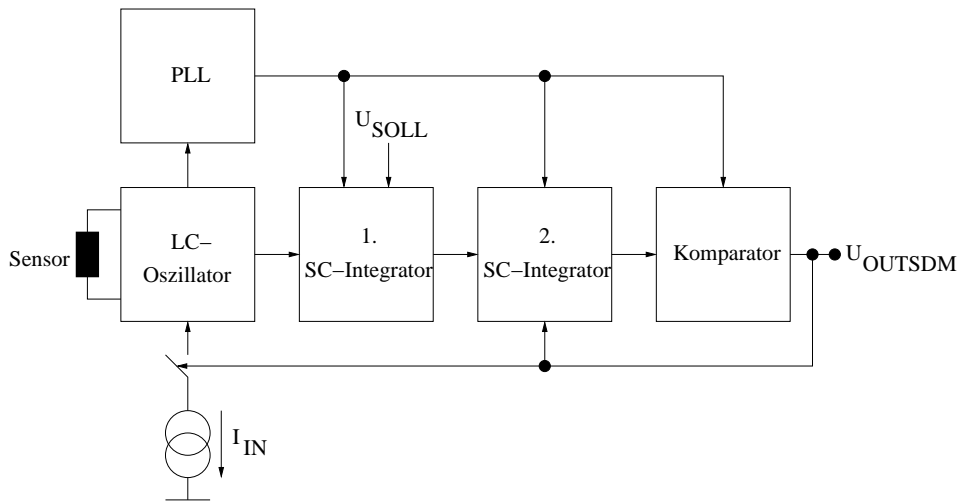


Abbildung 5.20: Blockschaltbild des Regelkreises mit einem SDM 2. Ordnung

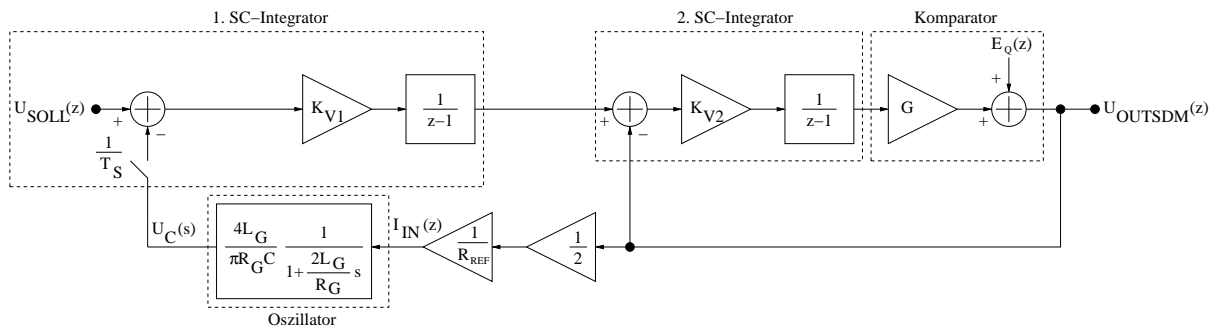


Abbildung 5.21: Linearisiertes Modell des SDM 2. Ordnung

Aus dem linearisierten Modell lässt sich unter Einbeziehung der in Abschnitt 5.3 eingeführten Transformation von $H_{INT}(z)$ in den Laplace-Bereich die Übertragungsfunktion

berechnen:

$$U_{OUTSDM}(s) = \frac{GH_{INT2}(s)H_{INT1}(s)}{1 + GH_{INT2}(s) + GH_{INT2}(s)H_{INT1}(s)\frac{1}{2}\frac{1}{R_{REF}}H_{OSZI}(s)}U_{SOLL}(s) + \frac{1}{1 + GH_{INT2}(s) + GH_{INT2}(s)H_{INT1}(s)\frac{1}{2}\frac{1}{R_{REF}}H_{OSZI}(s)}E_Q(s) \quad (5.4.1)$$

$$U_{OUTSDM}(s) = \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} \quad (5.4.2)$$

$$\cdot \frac{1 + \frac{2L_G}{R_G}s}{1 + \frac{T_S R_{REF}\pi R_G C}{K_{V1}2L_G}s + (1 + \frac{T_S R_G}{GK_{V2}L_G^2})\frac{T_S R_{REF}\pi C}{K_{V1}}s^2 + \frac{T_S^2 R_{REF}\pi C}{GK_{V1}K_{V2}}s^3}U_{SOLL}(s) + \frac{T_S^2 2R_{REF}\pi R_G C}{GK_{V1}K_{V2}4L_G} \cdot \frac{(1 + \frac{2L_G}{R_G}s)^2}{1 + \frac{T_S R_{REF}\pi R_G C}{K_{V1}2L_G}s + (1 + \frac{T_S R_G}{GK_{V2}L_G^2})\frac{T_S R_{REF}\pi C}{K_{V1}}s^2 + \frac{T_S^2 R_{REF}\pi C}{GK_{V1}K_{V2}}s^3}E_Q(s)$$

Die Übertragungsfunktion lässt sich in STF und NTF unterteilen:

$$STF = \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} \cdot \frac{1 + \frac{2L_G}{R_G}s}{1 + \frac{T_S R_{REF}\pi R_G C}{K_{V1}2L_G}s + (1 + \frac{T_S R_G}{GK_{V2}L_G^2})\frac{T_S R_{REF}\pi C}{K_{V1}}s^2 + \frac{T_S^2 R_{REF}\pi C}{GK_{V1}K_{V2}}s^3} \quad (5.4.3)$$

$$NTF = \frac{T_S^2 2R_{REF}\pi R_G C}{GK_{V1}K_{V2}4L_G} \cdot \frac{(1 + \frac{2L_G}{R_G}s)^2}{1 + \frac{T_S R_{REF}\pi R_G C}{K_{V1}2L_G}s + (1 + \frac{T_S R_G}{GK_{V2}L_G^2})\frac{T_S R_{REF}\pi C}{K_{V1}}s^2 + \frac{T_S^2 R_{REF}\pi C}{GK_{V1}K_{V2}}s^3} \quad (5.4.4)$$

Wie in Abschnitt 5.3 lässt sich für $s = j\omega$ und $\omega = 0$ der Zusammenhang zwischen dem vom Targetabstand abhängigen Widerstand R_G und dem Ausgangswert des SDM U_{OUTSDM} berechnen:

$$U_{OUTSDM} = \frac{U_{SOLL}\pi 2R_G C R_{REF}}{4L_G} \quad (5.4.5)$$

Diese Gleichung unterscheidet sich durch einen Faktor 2 von Gleichung 5.4.5. Der Faktor entsteht durch die Modellierung der Rückkopplung im linearisierten Modell mit einem zusätzlichen Faktor 1/2.

Im nächsten Schritt wird die Stabilität des Systems untersucht. Dazu ist es wiederum nötig, die Komparatorverstärkung G zu ermitteln. Die Annahme, dass die Schleifenverstärkung der äußeren Schleife des Regelkreises 1 beträgt [17], welche in Abschnitt 5.3

verwendet wurde, konnte bei diesem System nicht bestätigt werden. Statt dessen gilt in diesem System, dass die Schleifenverstärkung der inneren Schleife 1 beträgt:

$$K_{V2}G = 1 \quad (5.4.6)$$

Diese Annahme lässt sich empirisch mit der direkten Rückkopplung des Komparators in den zweiten Integrator begründen. Sie wurde wiederum mit Simulationen und Gleichung 5.3.26 aus [16] überprüft:

$$R_G(d = 10mm) = 4,53\Omega \quad (5.4.7)$$

$$L_G(d = 10mm) = 114 \cdot 10^{-6}H \quad (5.4.8)$$

$$K_{V1} = 0,025 \quad (5.4.9)$$

$$K_{V2} = 1 \quad (5.4.10)$$

$$\Rightarrow G = 1,08 \quad (5.4.11)$$

$$\Rightarrow K_{V2}G = 1,08 \quad (5.4.12)$$

$$K_{V1} = 0,025 \quad (5.4.13)$$

$$K_{V2} = 0,1 \quad (5.4.14)$$

$$\Rightarrow G = 10,8 \quad (5.4.15)$$

$$\Rightarrow K_{V2}G = 1,08 \quad (5.4.16)$$

$$K_{V1} = 0,0025 \quad (5.4.17)$$

$$K_{V2} = 1 \quad (5.4.18)$$

$$\Rightarrow G = 1,18 \quad (5.4.19)$$

$$\Rightarrow K_{V2}G = 1,18 \quad (5.4.20)$$

$$(5.4.21)$$

Die Simulationsergebnisse bestätigen die Annahme. Ein weiterer wichtiger Punkt, der mit den Simulationen bestätigt werden konnte, ist die Tatsache, dass G und K_{V1} unabhängig voneinander sind. Dadurch kann die Stabilität des Systems mit Hilfe von K_{V1} beeinflusst werden. Das ist ein wichtiger Unterschied zu dem System mit einem SDM 1. Ordnung.

Mit Hilfe der getroffenen Annahme kann die Übertragungsfunktion nun vereinfacht wer-

den:

$$\begin{aligned}
 U_{OUTSDM}(s) &= \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} & (5.4.22) \\
 &\cdot \frac{1 + \frac{2L_G}{R_G} s}{1 + \frac{T_S R_{REF}\pi R_G C}{K_{V1} 2L_G} s + (1 + \frac{T_S R_G}{L_G^2}) \frac{T_S R_{REF}\pi C}{K_{V1}} s^2 + \frac{T_S^2 R_{REF}\pi C}{K_{V1}} s^3} U_{SOLL}(s) \\
 &+ \frac{T_S^2 2R_{REF}\pi R_G C}{K_{V1} 4L_G} \\
 &\cdot \frac{(1 + \frac{2L_G}{R_G} s)^2}{1 + \frac{T_S R_{REF}\pi R_G C}{K_{V1} 2L_G} s + (1 + \frac{T_S R_G}{L_G^2}) \frac{T_S R_{REF}\pi C}{K_{V1}} s^2 + \frac{T_S^2 R_{REF}\pi C}{K_{V1}} s^3} E_Q(s)
 \end{aligned}$$

Das Ergebnis zeigt deutlich, dass sich die Lage der Polstellen bei diesem System mit Hilfe von K_{V1} beeinflussen lässt. Abbildung 5.22 zeigt die Wurzelortskurve des Nennerpolynoms bei Variation von K_{V1} .

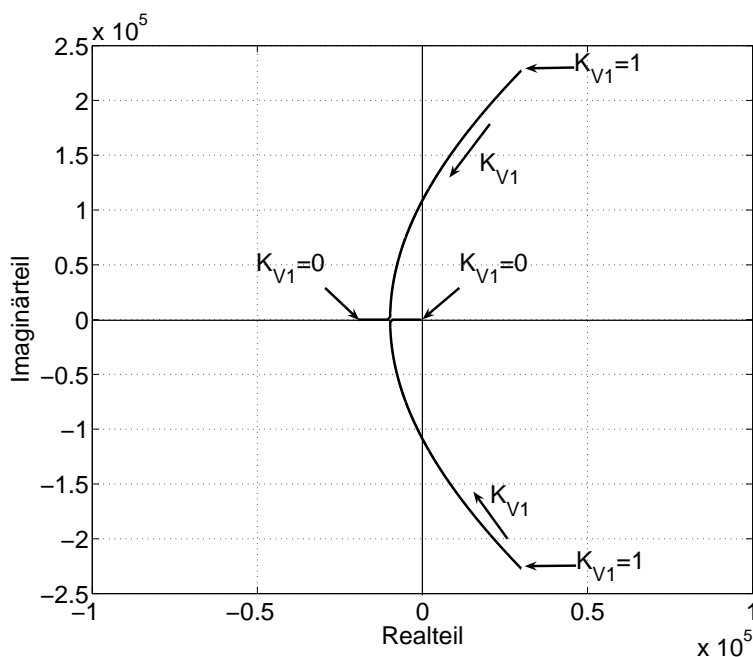


Abbildung 5.22: Wurzelortskurve des Nennerpolynoms der Übertragungsfunktion des Systems mit einem SDM 2. Ordnung bei Variation von K_{V1}

Die Wurzelortskurve zeigt sehr deutlich, dass $K_{V1} < 1$ sein muss, um ein stabiles System zu erhalten. In Abbildung 5.22 ist zu beachten, dass die dritte Polstelle nicht sichtbar ist, da sie einen sehr großen negativen Realteil besitzt. Der abgebildete Bereich des Realteils wurde jedoch so gewählt, dass die Veränderung der Lage der beiden konjugiert

komplexen Polstellen, welche die Stabilität beeinflussen, deutlich zu erkennen ist. Aus diesem Grund wurden die folgenden Werte für die Übertragungskonstanten der Integratoren ausgewählt:

$$K_{V1} = 0,025 \quad (5.4.23)$$

$$K_{V2} = 1 \quad (5.4.24)$$

In Abbildung 5.23 ist die Oszillatorspannung $U_C(t)$ bei einem Sprung des Targetabstandes d von 10mm auf 1mm und zurück für $K_{V1} = 0,025$ und $K_{V1} = 1$ dargestellt. Das Ergebnis zeigt deutlich, dass das System bei $K_{V1} = 1$ instabil ist. Außerdem ist zu beachten, dass die dynamischen Eigenschaften des Systems vom Targetabstand d abhängig sind. Das ist auch an der Übertragungsfunktion zu erkennen, da die abstandsabhängigen Werte R_G und L_G die Lage der Pole beeinflussen. In der Simulation ist deutlich zu erkennen, dass sich das Einschwingverhalten bei $d = 1mm$ von dem bei $d = 10mm$ unterscheidet. Die Simulation zeigt, dass die Phasenreserve des Systems bei großen Abständen geringer ist. Aus diesem Grund müssen die Stabilitätsuntersuchungen immer bei sehr großen Abständen ($d = 10mm$) durchgeführt werden.

Um die Genauigkeit des Systems vorhersagen zu können, wird mit Hilfe der NTF der Einfluss des Quantisierungsfehlers E_Q auf das Ausgangssignal U_{OUTSDM} berechnet. Im Gegensatz zur Stabilitätsuntersuchung wird diese Berechnung im z -Bereich durchgeführt. Das hat den Vorteil, dass sich die Übertragungsfunktion leichter mit den Eigenschaften eines normalen zeitdiskreten SDM 2. Ordnung vergleichen lässt und bei der Berechnung des SNR ähnliche mathematische Methoden angewendet werden können. Die zeitdiskrete Übertragungsfunktion lässt sich wiederum aus dem linearisierten Modell in Abbildung 5.21 ableiten. Im Unterschied zur Stabilitätsanalyse wird jedoch hier die zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion des Oszillators $H_{OSZI}(s)$ mit Hilfe der Bilineartransformation [18] in den z -Bereich umgerechnet:

$$s = \frac{2}{T_S} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (5.4.25)$$

$$H_{OSZI}(s) = \frac{4L_G}{\pi R_G C} \frac{1}{1 + \frac{2L_G}{R_G} s} \quad (5.4.26)$$

$$\Rightarrow H_{OSZI}(z) = \frac{4L_G}{\pi R_G C} \frac{1}{1 + \frac{2L_G}{R_G} \frac{2}{T_S} \cdot \frac{z-1}{z+1}} \quad (5.4.27)$$

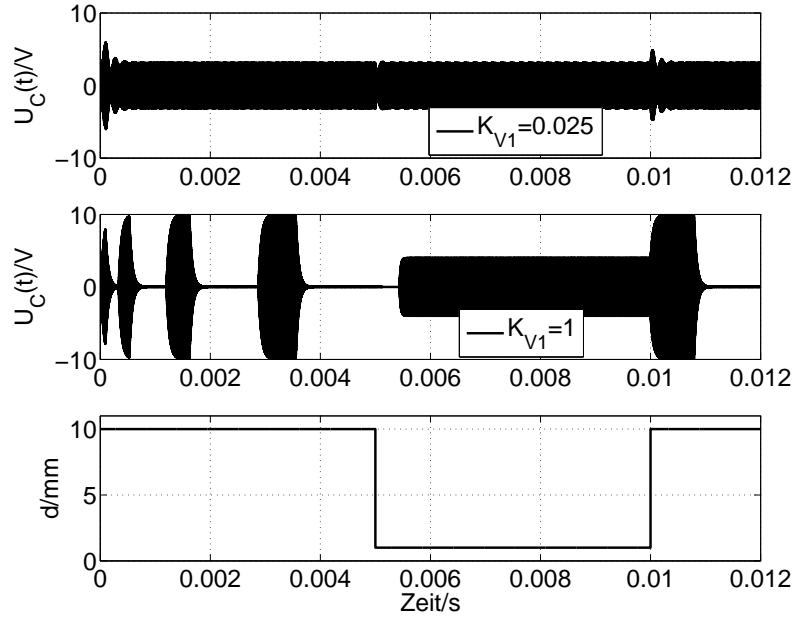


Abbildung 5.23: Oszillatorspannung bei einem Sprung des Targetabstandes für verschiedene Werte von K_{V1}

Damit lässt sich nun die Übertragungsfunktion im z -Bereich aufstellen:

$$\begin{aligned}
 U_{OUTSDM}(z) &= \frac{GH_{INT2}(z)H_{INT1}(z)}{1 + GH_{INT2}(z) + GH_{INT2}(z)H_{INT1}(z)\frac{1}{2}\frac{1}{R_{REF}}H_{OSZI}(z)}U_{SOLL}(z) \\
 &+ \frac{1}{1 + GH_{INT2}(z) + GH_{INT2}(z)H_{INT1}(z)\frac{1}{2}\frac{1}{R_{REF}}H_{OSZI}(z)}E_Q(z) \\
 U_{OUTSDM}(z) &= \frac{GK_{V1}K_{V2}\frac{1}{(z-1)^2}}{1 + GK_{V2}\frac{1}{z-1} + GK_{V1}K_{V2}\frac{4L_G}{R_{REF}2\pi R_G C}\frac{1}{1+\frac{2L_G}{R_G}\frac{2}{T_S}\frac{z-1}{z+1}}\frac{1}{(z-1)^2}}U_{SOLL}(z) \\
 &+ \frac{1}{1 + GK_{V2}\frac{1}{z-1} + GK_{V1}K_{V2}\frac{4L_G}{R_{REF}2\pi R_G C}\frac{1}{1+\frac{2L_G}{R_G}\frac{2}{T_S}\frac{z-1}{z+1}}\frac{1}{(z-1)^2}}E_Q(z) \\
 STF &= \frac{GK_{V1}K_{V2}\frac{1}{(z-1)^2}}{1 + GK_{V2}\frac{1}{z-1} + GK_{V1}K_{V2}\frac{4L_G}{R_{REF}2\pi R_G C}\frac{1}{1+\frac{2L_G}{R_G}\frac{2}{T_S}\frac{z-1}{z+1}}\frac{1}{(z-1)^2}} \quad (5.4.28)
 \end{aligned}$$

$$NTF = \frac{1}{1 + GK_{V2}\frac{1}{z-1} + GK_{V1}K_{V2}\frac{4L_G}{R_{REF}2\pi R_G C}\frac{1}{1+\frac{2L_G}{R_G}\frac{2}{T_S}\frac{z-1}{z+1}}\frac{1}{(z-1)^2}} \quad (5.4.29)$$

Um mit Hilfe der NTF die spektrale Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers $S_{QSDM}(f)$ am Ausgang des SDM 2. Ordnung zu berechnen, wird die spektrale Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers am Komparator $S_Q(f)$ benötigt. In Abbildung 5.24 ist die Transfer-

funktion des verwendeten 1Bit-Komparators dargestellt und in Abbildung 5.25 der daraus abgeleitete Verlauf des Quantisierungsfehlers E_Q . [17, 19]. Der Quantisierungsfehler ist als $E_Q = U_{OUT} - U_{IN}$ definiert.

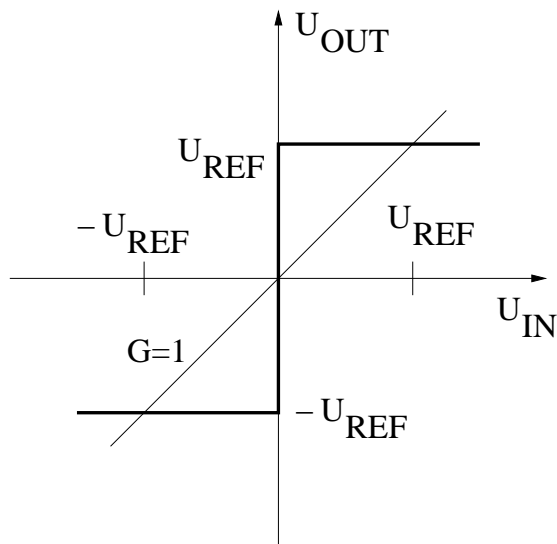


Abbildung 5.24: Transferfunktion des Komparators

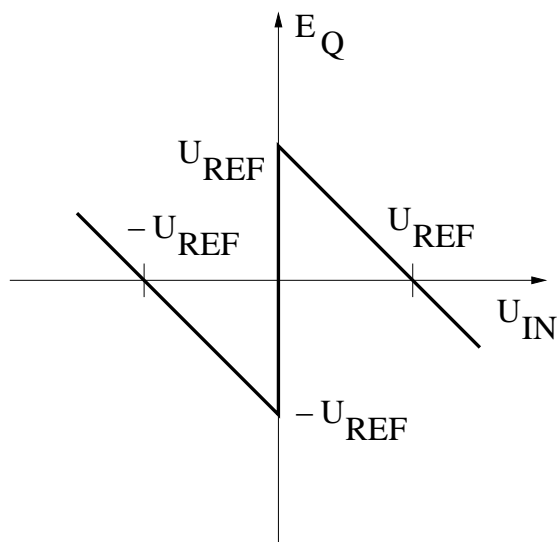


Abbildung 5.25: Quantisierungsfehler des Komparators

Unter der Annahme, dass der Quantisierungsfehler unabhängig vom Eingangssignal des Komparators ist und sich wie weißes Rauschen verhält [16, 17, 19], ergibt sich eine konstante Wahrscheinlichkeitsdichte $p_E(E_Q)$ für den Quantisierungsfehler im Intervall $-U_{REF} \leq E_Q \leq U_{REF}$. Das bedeutet, dass der Quantisierungsfehler gleichverteilt ist. Aus der Randbedingung, dass die Wahrscheinlichkeit $P_E(E_Q) = 1$ für $E_Q \leq U_{REF}$ ist, lässt sich der Wert von $p_E(E_Q)$ ableiten [20, 19]:

$$P_E(E_Q \leq U_{REF}) = 1 = \int_{-U_{REF}}^{U_{REF}} p_E(E_Q) dE_Q \quad (5.4.30)$$

$$1 = p_E(E_Q) \int_{-U_{REF}}^{U_{REF}} dE_Q \quad (5.4.31)$$

$$1 = p_E(E_Q) 2U_{REF} \quad (5.4.32)$$

$$p_E(E_Q) = \frac{1}{2U_{REF}} \quad (5.4.33)$$

Die Wahrscheinlichkeitsdichte des Quantisierungsfehlers ist in Abbildung 5.26 dargestellt.

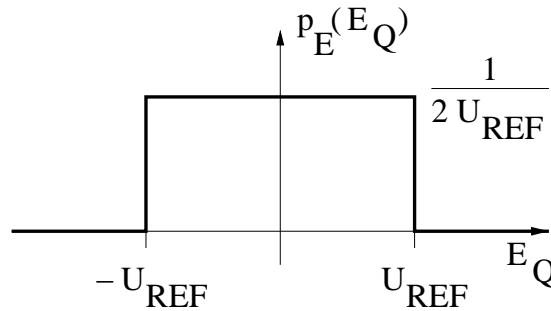


Abbildung 5.26: Wahrscheinlichkeitsdichte des Quantisierungsfehlers

Da das Moment zweiter Ordnung des Quantisierungsfehlers seinem Effektivwertquadrat E_{QEFF}^2 entspricht [18], lässt sich mit Hilfe der Wahrscheinlichkeitsdichte die Quantisierungsrauschleistung P_Q am Ausgang des Komparators berechnen [17, 19]:

$$E_{QEFF}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} E_Q^2 p_E(E_Q) dE_Q \quad (5.4.34)$$

$$E_{QEFF}^2 = \frac{1}{2U_{REF}} \int_{-U_{REF}}^{U_{REF}} E_Q^2 dE_Q = \frac{1}{2U_{REF}} \left[\frac{1}{3} E_Q^3 \right]_{-U_{REF}}^{U_{REF}} \quad (5.4.35)$$

$$P_Q = E_{QEFF}^2 = \frac{U_{REF}^2}{3} \quad (5.4.36)$$

Aus der Quantisierungsrauschleistung lässt sich nun die spektrale Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers $S_Q(f)$ ableiten. Da angenommen wurde, dass sich der Quantisierungsfehler wie weißes Rauschen verhält, muss die spektrale Leistungsdichte im Intervall $-\frac{f_A}{2} \leq f \leq \frac{f_A}{2}$ konstant sein (f_A ist die Abtastfrequenz). Mit Hilfe des Zusammenhangs zwischen spektraler Leistungsdichte und Leistung lässt sich nun ein Ausdruck für die spektrale Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers aufstellen [21]:

$$P_Q = \int_{-\frac{f_A}{2}}^{\frac{f_A}{2}} S_Q(f) df \quad (5.4.37)$$

$$S_Q(f) = \frac{U_{REF}^2}{3f_A} \quad (5.4.38)$$

In Abbildung 5.27 ist die spektrale Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers dargestellt.

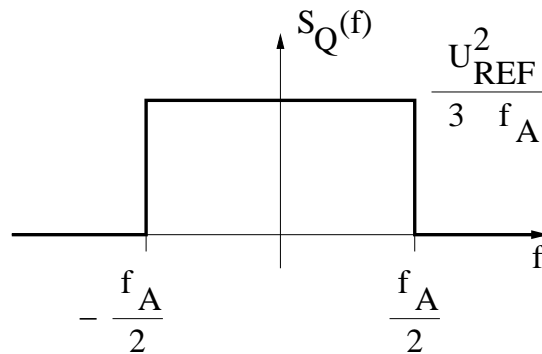


Abbildung 5.27: Spektrale Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers

Zur Berechnung der spektralen Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers $S_{QSDM}(f)$ am Ausgang des SDM 2. Ordnung wird das Quadrat des Absolutwertes der NTF mit der spektralen Leistungsdichte des Quantisierungsfehlers am Ausgang des Komparators multipliziert:

$$S_{QSDM}(f) = |NTF(f)|^2 \cdot S_Q(f) \quad (5.4.39)$$

In Abbildung 5.28 ist der Verlauf des Amplitudenspektrums des Quantisierungsrauschens am Ausgang im Vergleich zu dem eines normalen Sigma-Delta Modulators 2. Ordnung ohne

Oszillator in der Rückkopplung und dem Spektrum von $U_{OUTSDM}(z)$ aus einer Systemsimulation dargestellt. Dazu wurden die in Abschnitt 5.3 ermittelten Werte verwendet. Der Vergleich des Simulationsergebnisses mit dem theoretischen Modell ergibt eine gute Übereinstimmung. Das bedeutet, dass das theoretische Modell die Realität sehr gut nachbildet. Der leichte Unterschied entsteht lediglich dadurch, dass der Wert G für die Verstärkung des Komparators in Realität etwas von der getroffenen Annahme $G = 1$ abweicht. Der Vergleich mit dem Verhalten eines normalen SDM 2. Ordnung ergibt, dass das Quantisierungsrauschen des neuen Systems wesentlich höher liegt als das eines normalen SDM 2. Ordnung. Außerdem kann man sehen, dass der Anstieg der NTF des neuen Systems unterhalb der Grenzfrequenz des Oszillators den gleichen Anstieg wie die NTF eines normalen SDM 2. Ordnung besitzt. Nach einer Resonanzüberhöhung im Bereich der Grenzfrequenz des Oszillators verhält sich das neue System jedoch wie ein SDM 1. Ordnung.

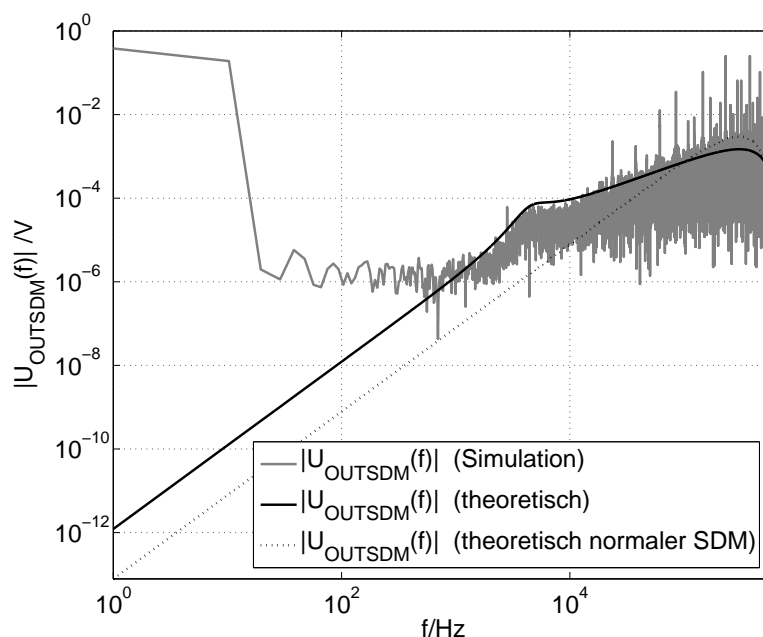


Abbildung 5.28: Vergleich der Amplitudenspektren des Quantisierungsrauschens am Ausgang des Systems mit dem eines normalen SDM 2. Ordnung und mit einem Simulationsergebnis

Um den SNR des Systems theoretisch berechnen zu können, muss die NTF vereinfacht

werden. Zuerst wird die Annahme $K_{V2}G = 1$ in die NTF eingesetzt:

$$K_{V2}G = 1 \quad (5.4.40)$$

$$\Rightarrow NTF = \frac{1}{1 + \frac{1}{z-1} + K_{V1} \frac{4L_G}{R_{REF} 2\pi R_G C} \frac{1}{1 + \frac{2L_G}{R_G} \frac{z-1}{T_S} \frac{1}{z+1}} \frac{1}{(z-1)^2}} \quad (5.4.41)$$

Die in Abbildung 5.28 dargestellten Ergebnisse zeigen, dass sich das System im interessierenden Bereich unterhalb der Grenzfrequenz des Oszillators wie ein normaler SDM 2. Ordnung ohne Oszillator in der Rückkopplung mit einem zusätzlichen Verstärkungsfaktor verhält. Für die Berechnung des SNR wird die Polstelle des Oszillators deshalb vernachlässigt:

$$NTF \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{z-1} + K_{V1} \frac{4L_G}{R_{REF} 2\pi R_G C} \frac{1}{(z-1)^2}} \quad (5.4.42)$$

Das nächste Ziel besteht darin, den Faktor zu identifizieren, der diese vereinfachte NTF von der NTF eines normalen SDM 2. Ordnung unterscheidet. Dazu wird die NTF des normalen SDM 2. Ordnung aus der vereinfachten NTF ausgeklammert:

$$NTF \approx \frac{(z-1)^2}{z^2} \frac{1}{1 - \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} K_{V1} \frac{4L_G}{R_{REF} 2\pi R_G C}} \quad (5.4.43)$$

Die beiden Verzögerungsfaktoren lassen sich bei niedrigen Frequenzen ebenfalls vernachlässigen:

$$\frac{1}{z} \approx 1 (f \ll f_S) \quad (5.4.44)$$

$$\frac{1}{z^2} \approx 1 (f \ll f_S) \quad (5.4.45)$$

$$\Rightarrow NTF \approx \frac{(z-1)^2}{z^2} \frac{1}{K_{V1} \frac{4L_G}{R_{REF} 2\pi R_G C}} \quad (5.4.46)$$

$$C_{NTF} = \frac{1}{K_{V1} \frac{4L_G}{R_{REF} 2\pi R_G C}} \quad (5.4.47)$$

In Abbildung 5.29 werden die theoretischen Verläufe der Amplitudenspektren des Quantisierungsrauschens am Ausgang des SDM für verschiedene NTF miteinander verglichen. Der Vergleich zwischen den Verläufen zeigt, dass die vereinfachte NTF den Verlauf im Signalband sehr gut nachbildet und für die Berechnung des SNR geeignet ist.

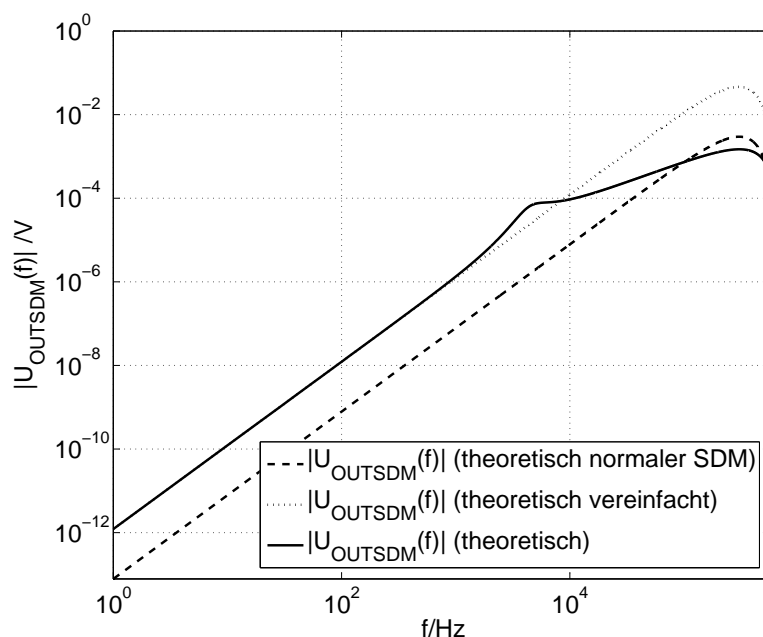


Abbildung 5.29: Vergleich der theoretischen Verläufe der Amplitudenspektren des Quantisierungsrauschens am Ausgang des SDM

Im nächsten Schritt wird der Amplitudenfrequenzgang $|NTF(z)|$ der Rauschübertragungsfunktion berechnet [19]:

$$NTF(z) = C_{NTF}(1 - z^{-1})^2 \quad (5.4.48)$$

$$z = e^{j2\pi fT_s} [17, 19, 18, 34] \quad (5.4.49)$$

$$|NTF(f)| = \sqrt{NTF(f)^2} \quad (5.4.50)$$

$$|NTF(f)| = \sqrt{NTF(f)NTF(f)^*} \quad (5.4.51)$$

$$|NTF(f)| = C_{NTF}(1 - e^{-j2\pi fT_s})(1 - e^{j2\pi fT_s}) \quad (5.4.52)$$

$$|NTF(f)| = C_{NTF}(2 - (e^{j2\pi fT_s} + e^{-j2\pi fT_s})) \quad (5.4.53)$$

$$\cos(\alpha) = \frac{1}{2}(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) [34] \quad (5.4.54)$$

$$|NTF(f)| = C_{NTF}(2 - 2\cos(2\pi fT_s)) \quad (5.4.55)$$

$$\sin^2(\alpha) = \frac{1}{2}(1 - \cos(2\alpha)) [34] \quad (5.4.56)$$

$$|NTF(f)| = C_{NTF}4\sin^2(\pi fT_s) \quad (5.4.57)$$

Damit lässt sich die Quantisierungsrauschleistung im Signalband P_{QS} am Ausgangs des

SDM berechnen [17, 19]:

$$S_{QSDM}(f) = |NFT(f)|^2 \cdot S_Q(f) \quad (5.4.58)$$

$$P_{QS} = \int_{-\frac{f_N}{2}}^{\frac{f_N}{2}} S_{QSDM}(f) df \quad (5.4.59)$$

$$P_{QS} = \int_{-\frac{f_N}{2}}^{\frac{f_N}{2}} C_{NTF}^2 A^2 \sin^4(\pi f T_S) \frac{U_{REF}^2}{3f_A} df \quad (5.4.60)$$

$$T_S = \frac{1}{f_A} \quad (5.4.61)$$

$$f_A \gg f \quad (5.4.62)$$

$$\Rightarrow \frac{\pi f}{f_A} \ll 1 \quad (5.4.63)$$

$$\Rightarrow \sin\left(\frac{\pi f}{f_A}\right) \approx \frac{\pi f}{f_A} [20] \quad (5.4.64)$$

$$P_{QS} = C_{NTF}^2 A^2 \frac{U_{REF}^2}{3f_A} \pi^4 \frac{1}{f_A^4} \int_{-\frac{f_N}{2}}^{\frac{f_N}{2}} f^4 df \quad (5.4.65)$$

$$P_{QS} = C_{NTF}^2 A^2 \frac{U_{REF}^2}{3f_A} \pi^4 \frac{1}{f_A^4} \frac{1}{5} [f^5]_{-\frac{f_N}{2}}^{\frac{f_N}{2}} \quad (5.4.66)$$

$$P_{QS} = C_{NTF}^2 A^2 \frac{U_{REF}^2}{3f_A} \pi^4 \frac{1}{f_A^4} \frac{1}{5} \frac{1}{2^4} f_N^5 \quad (5.4.67)$$

$$P_{QS} = C_{NTF}^2 U_{REF}^2 \frac{1}{15} \pi^4 \left(\frac{f_N}{f_A}\right)^5 \quad (5.4.68)$$

Nun muss die Signalleistung bestimmt werden. Dazu wird die Amplitude berechnet, die eine sinusförmige Änderung des Targetabstandes von 0,06mm Amplitude (1%) bei dem in Abschnitt 3 ermittelten maximalen Schaltabstand von 6mm am Ausgang erzeugt. Das entspricht dem minimalen Signal, das noch erkannt werden muss. Mit Gleichung 5.4.5 lassen sich die entstehende Amplitude am Ausgang des SDM und die Signalleistung berechnen:

$$\hat{U} = \frac{U_{SOLL} \pi 2 C R_{REF}}{4L_G} (R_G(6mm) - R_G(6,06mm)) \quad (5.4.69)$$

$$P_S = \frac{\hat{U}^2}{2} \quad (5.4.70)$$

Aus P_{QS} und P_S lässt sich nun der SNR berechnen:

$$SNR = \frac{P_S}{P_{QS}} \quad (5.4.71)$$

$$SNR = 23,75dB \quad (5.4.72)$$

Das Ergebnis der theoretischen Untersuchung zeigt, dass der SNR des Systems ausreicht, um eine Änderung des Targetabstandes von 1% zu erkennen.

In Abbildung 5.30 ist das Amplitudenspektrum der Ausgangsspannung des Systems bei dem im Abschnitt 3 ermittelten maximalen Schaltabstand von 6mm und einer sinusförmigen Änderung des Targetabstandes von $0,06\text{mm}$ Amplitude (1%) mit einer Geschwindigkeit von 500Hz sowie ohne Änderung des Targetabstandes dargestellt. Das 500Hz -Signal sowie der theoretisch vorhergesagte Verlauf des Spektrums sind in diesem Simulationsergebnis sehr gut zu erkennen.

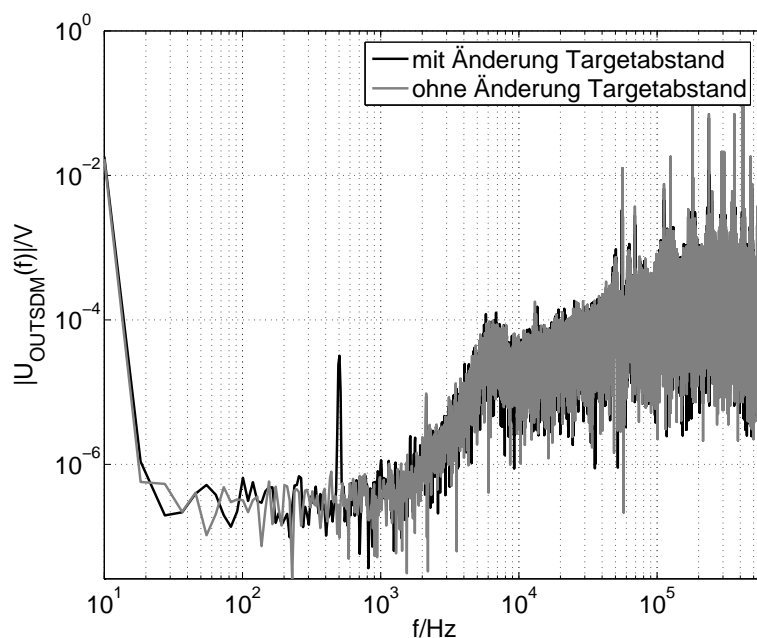


Abbildung 5.30: Amplitudenspektrum des SDM 2. Ordnung mit und ohne Änderung des Targetabstandes

Aus dem Simulationsergebnis lässt sich der SNR für verschiedene Bandbreiten berechnen:

$$SNR_{3\text{kHz}} \approx 0\text{dB} \quad (5.4.73)$$

$$SNR_{1\text{kHz}} = 17,79\text{dB} \quad (5.4.74)$$

Das Ergebnis der Simulation stimmt gut mit der theoretischen Berechnung überein. Der

Unterschied wird vor allem dadurch verursacht, dass in der Systemsimulation die PLL mit enthalten ist. Deren Phasenrauschen beeinflusst das Ergebnis etwas. Außerdem muss man beachten, dass das linearisierte Modell die Realität nicht exakt nachbildet und geringe Abweichungen deshalb zu erwarten sind. Das Ergebnis zeigt außerdem, dass man mit der Systembandbreite unter der Bandbreite des Oszillators bleiben sollte, um nicht in den Bereich der Resonanzüberhöhung der NTF zu geraten. Bei der Bandbreite von $1kHz$ wird der für die sichere Unterscheidung der minimalen Änderung des Targetabstandes von 1% bei einem Abstand von $6mm$ benötigte SNR von $6dB$ sicher überschritten und das System erfüllt die Genauigkeitsanforderungen der Spezifikation.

Zur Erhöhung der Genauigkeit hat der Anwender neben der Bandbreite als weiteren Freiheitsgrad den Dynamikbereich zur Verfügung. Für die Berechnungen und Simulationen in diesem Abschnitt wurde der Dynamikbereich des Systems so eingestellt, dass das System bis zu einem minimalen Abstand von $1mm$ in der Lage ist, die Amplitude auf den Sollwert von $3V$ zu regeln und ein abstandsabhängiges Ausgangssignal zu liefern. Dazu wurde der Widerstand $R_{REF} = 1,3k\Omega$ ausgewählt. Wenn dieser große Abstandsbereich in der Applikation nicht benötigt wird, kann R_{REF} verringert werden. Dadurch erhöht sich die durch die minimale Abstandsänderung hervorgerufene Änderung der Ausgangsspannung und damit auch der SNR. Der SNR für $R_{REF} = 2k\Omega$ und einer Bandbreite von $1kHz$ beträgt:

$$SNR_{1kHz} = 20,01dB \quad (5.4.75)$$

5.5 Systementwurf für den Digitalfilter

Zur Vervollständigung des Systems wird ein Digitalfilter benötigt, der das hochfrequente Quantisierungsrauschen des SDM 2. Ordnung unterdrückt und das Ausgangssignal so aufbereitet, dass ein Vergleich mit einem Schwellwert möglich ist. Um den Hardwareaufwand auf dem IC zu minimieren, wurde ein zweistufiges Konzept ausgewählt. Die erste Stufe besteht aus einem sinc-Filter und wird auf dem IC implementiert. Der Vorteil des sinc-Filters besteht darin, dass er keine Multiplizierer benötigt, was den Hardwareaufwand stark redu-

ziert. Der Nachteil des sinc-Filters besteht in seiner relativ niedrigen Steilheit. Aus diesem Grund wird als zweite Stufe ein normaler FIR- oder IIR-Filter verwendet. Diese Filter besitzen eine wesentlich höhere Steilheit als der sinc-Filter. Damit wird eine ausreichende Unterdrückung des hochfrequenten Quantisierungsrauschens erzielt. Sowohl FIR- als auch IIR-Filter benötigen Koeffizienten und Multiplizierer. Bei einer Implementierung auf dem IC würde das einen enormen Hardwareaufwand bedeuten. Deshalb werden die Filter in einem Mikrocontroller realisiert. Da innerhalb des sinc-Filters eine Dezimation der Abtastrate erfolgt, sind die Geschwindigkeitsnachteile des Mikrocontrollers gegenüber einer Hardwarerealisierung kein Problem.

Der Vorteil eines FIR-Filters mit symmetrischen Koeffizienten liegt in seinem linearen Phasenverlauf, der zu einer konstanten Gruppenlaufzeit führt. Der IIR-Filter hingegen benötigt für die gleiche Steilheit weniger Punkte. Da die zweite Filterstufe als Software in einem Mikrocontroller implementiert wird, kann der Filter nachträglich an die Applikation angepasst werden, je nachdem, welche Eigenschaft wichtiger ist. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit beide Filter entwickelt.

Die Verwendung eines Mikrocontrollers hat außerdem viele Vorteile für das Gesamtsystem und bringt ein Höchstmaß an Flexibilität. Neben der digitalen Filterung können verschiedenste Aufgaben wie Kompensation, Kalibrierung und Linearisierung vom Mikrocontroller übernommen werden.

5.5.1 Sinc-Filter

Zuerst muss die Dezimationsrate DEZ des sinc-Filters festgelegt werden. Da der Mikrocontroller den FIR- bzw. IIR-Filter sequentiell berechnen muss, benötigt er genügend Zeit. Deshalb ist eine hohe Dezimationsrate erstrebenswert. Andererseits ist die Steilheit des sinc-Filters nicht hoch genug, um direkt bis zur Nyquist-Frequenz f_N zu dezimieren. Deshalb wird eine Zwischenfrequenz f_Z gewählt, die der vierfachen Nyquist-Frequenz entspricht. Dieser Wert wird auch in anderen Systemen verwendet [16]. Mit Hilfe des in Abschnitt 2 beschriebenen Sensors und der in Abschnitt 5.4 festgelegten Signalbandbreite

von $f_{SBW} = 1kHz$ kann nun DEZ berechnet werden:

$$f_R = 300kHz \quad (5.5.1)$$

$$\Rightarrow f_A = 600kHz \quad (5.5.2)$$

$$f_{SBW} = 1kHz \quad (5.5.3)$$

$$\Rightarrow f_N = 2f_{SBW} = 2kHz \quad (5.5.4)$$

$$f_Z = 4f_N = 8kHz \quad (5.5.5)$$

$$DEZ = \frac{f_A}{f_Z} = 75 \quad (5.5.6)$$

Die Dezimationsrate sollte eine Zweierpotenz ($DEZ = 2^x$) sein, da der benötigte Takt dann sehr einfach durch mehrfache Taktteilung erzeugt werden kann. Aus diesem Grund wird $DEZ = 64$ gewählt:

$$DEZ = 64 \quad (5.5.7)$$

$$f_Z = \frac{f_A}{DEZ} = 9,375kHz \quad (5.5.8)$$

Im nächsten Schritt wird die Ordnung K_{SINC} des sinc-Filters festgelegt. Je höher die Ordnung des Filters, desto höher ist seine Steilheit und damit auch seine Rauschunterdrückung. Mit der Ordnung steigt aber auch der Hardwareaufwand. Das Ziel ist deshalb, die niedrigste Filterordnung zu finden, mit der die Genauigkeitsanforderungen der Spezifikation noch erfüllt werden können. Nachfolgend ist die Übertragungsfunktion des sinc-Filters $H_{SINC}(z)$ dargestellt [16, 19]:

$$H_{SINC}(z) = \frac{1}{DEZ^{K_{SINC}}} \cdot \left(\frac{1 - z^{-DEZ}}{1 - z^{-1}} \right)^{K_{SINC}} \quad (5.5.9)$$

In Abbildung 5.31 sind die Amplitudenfrequenzgänge eines sinc-Filters 1. Ordnung und eines sinc-Filters 2. Ordnung für $DEZ = 64$ dargestellt. In den Abbildungen 5.28 und 5.30 kann man erkennen, dass das System hochfrequente Störungen in der Nähe der halben Abtastfrequenz mit einer Amplitude bis zu $U_{STOER} = 0,1 \cdot U_{REF}$ erzeugt, die über dem Rauschpegel liegen. Diese Störungen können bei der Dezimation ins Basisband gemischt werden. Um zu verhindern, dass dadurch die Genauigkeit des Systems verringert wird, muss der sinc-Filter in diesem Bereich eine ausreichende Unterdrückung A_D besitzen. In

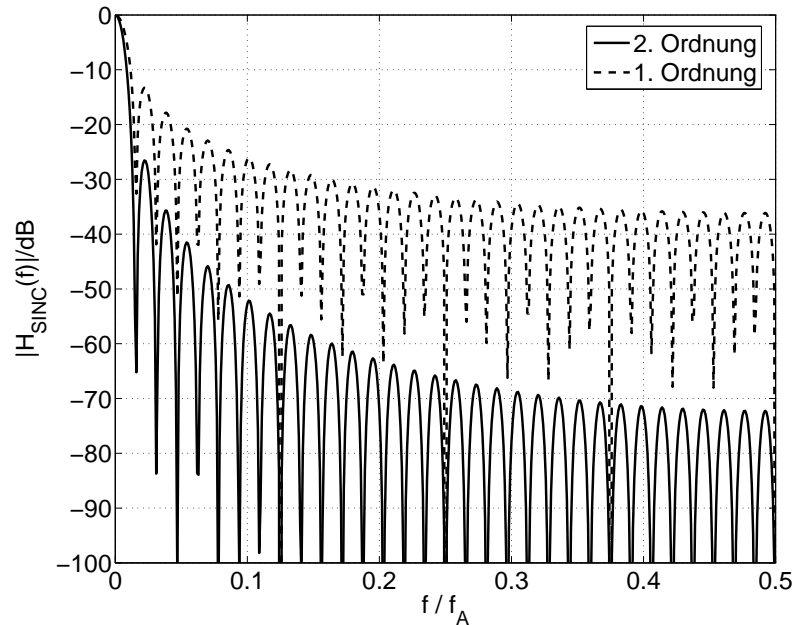


Abbildung 5.31: Vergleich der Amplitudenfrequenzgänge eines sinc-Filters 1. Ordnung und eines sinc-Filters 2. Ordnung

Abschnitt 3 wurde berechnet, dass das System eine Auflösung von 12,4Bit benötigt. Daraus lässt sich der SNR ableiten [16, 17, 19]. Eine einzelne Störung im Basisband muss auf jeden Fall kleiner sein als dieser Wert.

$$SNR = 6,02dB \cdot 12,4 + 1,76dB = 76,41dB \quad (5.5.10)$$

$$\frac{U_{STOER}}{U_{REF}} = -20dB \quad (5.5.11)$$

$$A_{DMIN} = 76,41dB - 20dB = 56,41dB \quad (5.5.12)$$

Die Unterdrückung des sinc-Filters muss in der Nähe der halben Abtastrate also mindestens 57dB betragen. In Abbildung 5.31 kann man erkennen, dass diese Bedingung von einem sinc-Filter 1. Ordnung nicht erfüllt wird. Der sinc-Filter 2. Ordnung reicht für die Anforderungen des Systems jedoch aus. Normalerweise wird für einen SDM der Ordnung L ein sinc-Filter mit der Ordnung $K_{SINC} = L + 1$ verwendet. Da hier jedoch noch ein steiler IIR- oder FIR-Filter folgt, reicht $K_{SINC} = L$ aus.

In Abbildung 5.32 sind die Amplitudenspektren des Ausgangssignals des Systems inklusive sinc-Filter dargestellt. Die Störung, die beim sinc-Filter 1. Ordnung ins Basisband gefaltet wird, sowie der höhere Rauschpegel, sind gut zu erkennen. Das Simulationsergebnis bestä-

tigt also die theoretische Vorhersage.

Für die Implementierung des sinc-Filters wird seine Übertragungsfunktion in einen IIR-

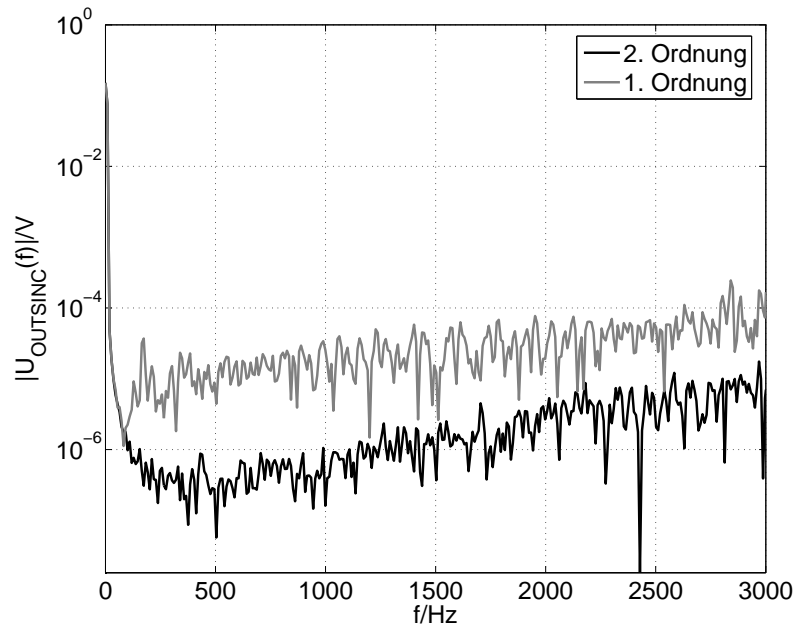


Abbildung 5.32: Amplitudenspektren des Ausgangssignals des Systems mit sinc-Filtern 1. und 2. Ordnung

Anteil, der bei der hohen Frequenz arbeitet, und einen FIR-Anteil nach der Dezimation aufgeteilt [16]:

$$H_{SINC}(z) = \frac{1}{DEZ^{K_{SINC}}} \cdot \frac{1}{(1 - z^{-1})^{K_{SINC}}} \cdot (1 - z^{-DEZ})^{K_{SINC}} \quad (5.5.13)$$

Daraus lässt sich die in Abbildung 5.33 dargestellte Implementierung des sinc-Filters mit $DEZ = 64$ und $K_{SINC} = 2$ ableiten [16]. Der Skalierungsfaktor $\frac{1}{DEZ^{K_{SINC}}}$ wurde dabei vernachlässigt, da er durch einen shift-Befehl im Mikrocontroller realisiert werden kann.

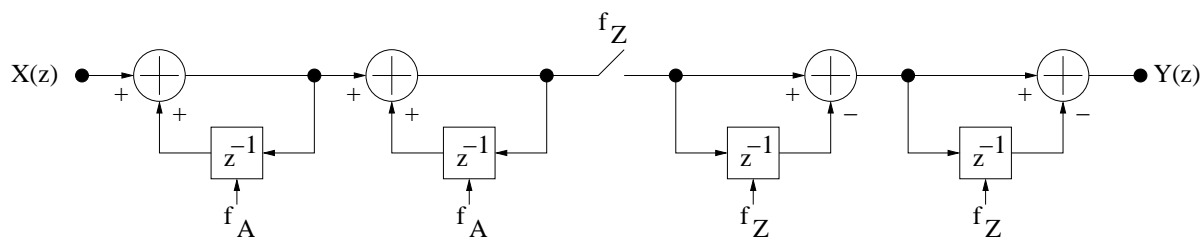


Abbildung 5.33: Blockschaltbild des sinc-Filters 2. Ordnung

Bei dem IIR-Teil handelt es sich um zwei Integratoren, die zwangsläufig bei einem Eingangssignal verschieden von 0 irgendwann einmal überlaufen. In [16, 22] wurde gezeigt, dass bei der Verwendung von modulo-Arithmetik und der Einhaltung einer Mindestwortbreite bei den Addierern und Speichern der natürliche Überlauf keinen Fehler verursacht. Die Mindestwortbreite WB_{MIN} wird durch den folgenden Zusammenhang beschrieben [16]. Dabei ist WB_{IN} die Wortbreite des Eingangssignals $X(z)$, die in unserem Fall 1Bit beträgt.

$$WB_{MIN} = K_{SINC} \log_2(DEZ) + WB_{IN} \quad (5.5.14)$$

$$WB_{MIN} = 13Bit \quad (5.5.15)$$

Abbildung 5.34 zeigt den Phasenverlauf des sinc-Filters. Der Sprung, welcher bei großen Phasenverschiebungen zu erkennen ist, beträgt 360° und ist nur durch ein Darstellungsproblem bedingt.

5.5.2 FIR-Filter

Zuerst muss die Signalbandbreite f_{SBW} des Filters festgelegt werden. Im Abschnitt 5.4 wurde festgestellt, dass die Genauigkeitsanforderungen des Systems mit einer Bandbreite von $1kHz$ erfüllt werden können. Aus diesem Grund wird für den Filterentwurf $f_{SBW} = 1kHz$ ausgewählt. Im nächsten Schritt wird der Beginn des Stopbandes f_{STB} festgelegt. Dabei ist zu beachten, dass die Anzahl der Filterpunkte ansteigt, je näher f_{STB} an f_{SBW} heranrückt. Wird f_{STB} jedoch zu groß gewählt, ist die Rauschunterdrückung des Filters im Übergangsbereich zwischen f_{SBW} und f_{STB} zu gering. Versuche mit verschiedenen Werten

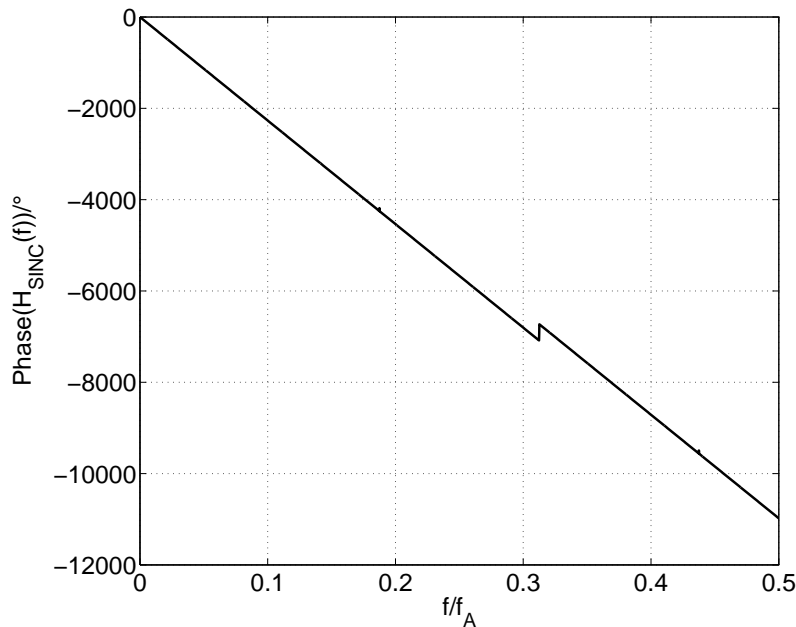


Abbildung 5.34: Phasenfrequenzgang eines sinc-Filters 2. Ordnung

von f_{STB} haben gezeigt, dass ein Wert von $f_{STB} = 2,5kHz$ einen guten Kompromiss zwischen Filterlänge und Rauschunterdrückung darstellt. Zur Berechnung der Koeffizienten wird außerdem der zulässige Ripple im Pass- und im Stopband benötigt. Er sollte kleiner sein als der Wert eines LSB, nach der in Abschnitt 3 berechneten Mindestauflösung von 12,4Bit:

$$Ripple \leq \frac{1}{2^{12,4}} = 0,000185 \quad (5.5.16)$$

$$Ripple = 0,0001 \quad (5.5.17)$$

Mit diesen Werten wurde der Entwurf durchgeführt. Dafür wurde ein Kaiser-Fenster verwendet [23]. Für die Koeffizientenberechnung wurden die Funktionen der Signal-Processing-Toolbox von Matlab genutzt. Das Ergebnis ist ein Filter mit 32 Punkten. Da der Mikrocontroller nur eine begrenzte Wortbreite für die Signalverarbeitung zur Verfügung stellt, wurden die Koeffizienten auf 4 Nachkommastellen gerundet. Das entspricht in etwa einer Wortbreite von 15Bit. Der erste und der letzte Punkt sind so klein, dass sie nach der Rundung den Wert 0 annehmen und vernachlässigt werden können. Danach hat der Filter nur noch 30 Punkte. Da der Filter symmetrisch ist, müssen im Mikrocontroller jedoch nur

15 verschiedene Koeffizienten gespeichert werden. In Tabelle 5.3 sind die Koeffizienten des FIR-Filters aufgelistet. Die Übertragungsfunktion des FIR-Filters lautet:

$$H_{FIR}(z) = \sum_{i=1}^{30} K_i z^{-i} \quad (5.5.18)$$

In Abbildung 5.35 ist der Amplitudenfrequenzgang des FIR-Filters dargestellt und Abbildung 5.36 zeigt dessen Phasenfrequenzgang.

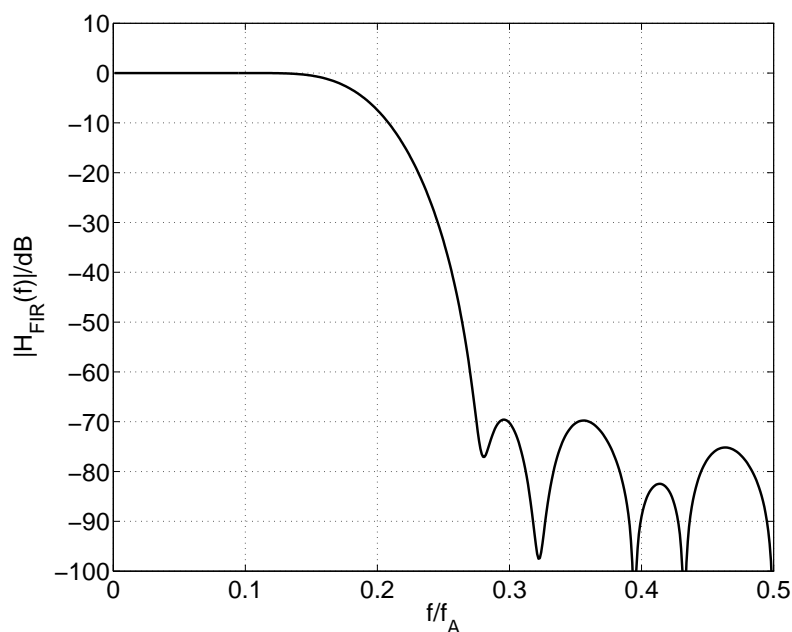


Abbildung 5.35: Amplitudenfrequenzgang des FIR-Filters

Gleichung 5.5.19 zeigt die Übertragungsfunktion $H_{GFIR}(z)$ des Gesamtfilters aus FIR-Filter und sinc-Filter bezogen auf den Eingang des Gesamtfilters. In Abbildung 5.37 ist der dazugehörige Amplitudenfrequenzgang dargestellt. Abbildung 5.38 zeigt das Amplitudenspektrum des Ausgangssignals des Gesamtsystems inklusive sinc- und FIR-Filter bei einer sinusförmigen Änderung des Targetabstandes mit einer Frequenz von 500Hz und einer Amplitude von $0,06\text{mm}$ bei einem Abstand von 6mm :

$$H_{GFIR}(z) = \frac{1}{64^2} \cdot \left(\frac{1 - z^{-64}}{1 - z^{-1}} \right)^2 \cdot \sum_{i=1}^{30} K_i z^{-i64} \quad (5.5.19)$$

i	K_i
1	-0,0002
2	-0,0004
3	0,0006
4	0,0026
5	0,0012
6	-0,0060
7	-0,0093
8	0,0044
9	0,0249
10	0,0152
11	-0,0365
12	-0,0682
13	0,0101
14	0,1980
15	0,3638
16	0,3638
17	0,1980
18	0,0101
19	-0,0682
20	-0,0365
21	0,0152
22	0,0249
23	0,0044
24	-0,0093
25	-0,0060
26	0,0012
27	0,0026
28	0,0006
29	-0,0004
30	-0,0002

Tabelle 5.3: Koeffizienten des FIR-Filters

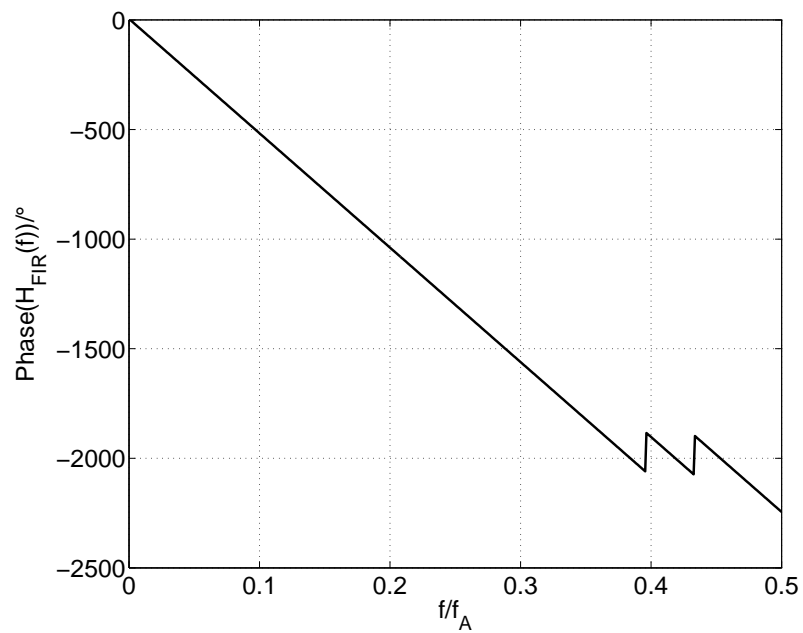


Abbildung 5.36: Phasenfrequenzgang des FIR-Filters

Aus dem Amplitudenspektrum lässt sich der SNR des Gesamtsystems berechnen:

$$SNR = 9,8980dB \quad (5.5.20)$$

Der FIR-Filter wurde so entworfen, dass er die Anforderungen des Systems erfüllt. Der SNR könnte jedoch noch weiter erhöht werden, wenn man die Steilheit des FIR-Filters erhöht oder die Signalbandbreite verringert.

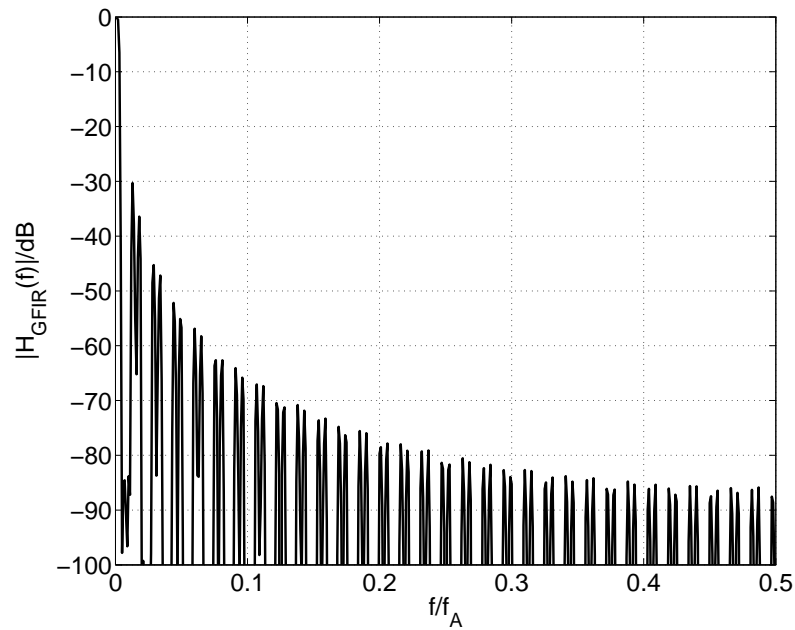


Abbildung 5.37: Amplitudenfrequenzgang des Gesamtfilters aus sinc- und FIR-Filter

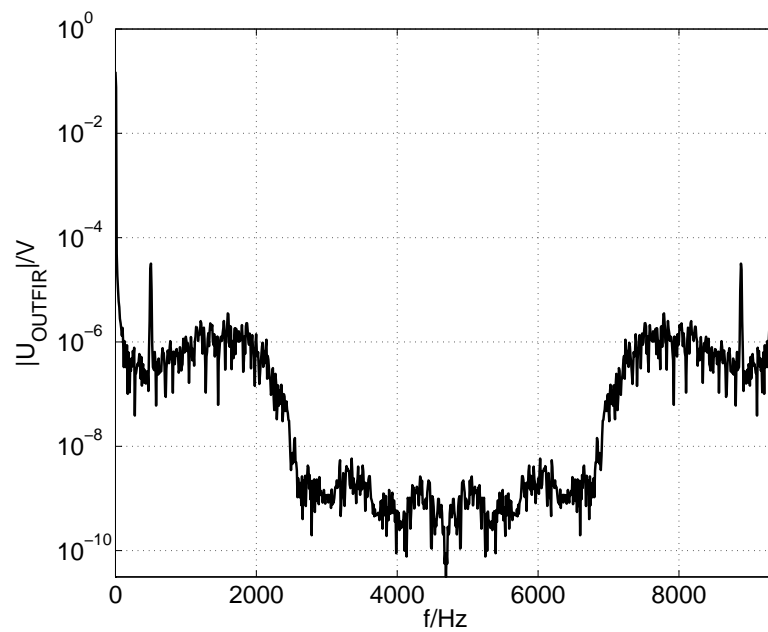


Abbildung 5.38: Amplitudenspektrum des Ausgangssignals des Gesamtsystems inklusive sinc- und FIR-Filter bei einer sinusförmigen Änderung des Targetabstandes

5.5.3 IIR-Filter

Der IIR-Filter wurde nach den gleichen Gesichtspunkten entworfen wie der FIR-Filter. Da die Steilheit des IIR-Filters etwas höher als die des FIR-Filters ist, wurde $f_{STB} = 3kHz$ gewählt. Als Filter wurde ein elliptischer Filter ausgewählt. Die Berechnung wurde wiederum mit der Signal-Processing-Toolbox von Matlab durchgeführt. Mit diesen Randbedingungen ergibt sich ein Filter 6. Ordnung. Die Gleichung 5.5.21 zeigt die Übertragungsfunktion des IIR-Filters. In Tabelle 5.4 sind die zugehörigen Koeffizienten aufgelistet.

$$H_{IIR}(z) = \frac{\sum_{i=1}^7 B_i z^{-(i-1)}}{\sum_{i=1}^7 A_i z^{-(i-1)}} \quad (5.5.21)$$

$$H_{GIIR}(z) = \frac{1}{64^2} \cdot \left(\frac{1 - z^{-64}}{1 - z^{-1}} \right)^2 \cdot \frac{\sum_{i=1}^7 B_i z^{-(i-1)64}}{\sum_{i=1}^7 A_i z^{-(i-1)64}} \quad (5.5.22)$$

i	A_i	B_i
1	1,0000	0,0035
2	-3,1067	0,0099
3	4,6995	0,0177
4	-4,1451	0,0210
5	2,2208	0,0177
6	-0,6764	0,0099
7	0,0911	0,0035

Tabelle 5.4: Koeffizienten des IIR-Filters

Abbildung 5.39 zeigt den Amplitudenfrequenzgang des IIR-Filters, Abbildung 5.40 den Phasenfrequenzgang und in Abbildung 5.41 ist der Amplitudenfrequenzgang des Gesamtfilters aus sinc- und IIR-Filter dargestellt.

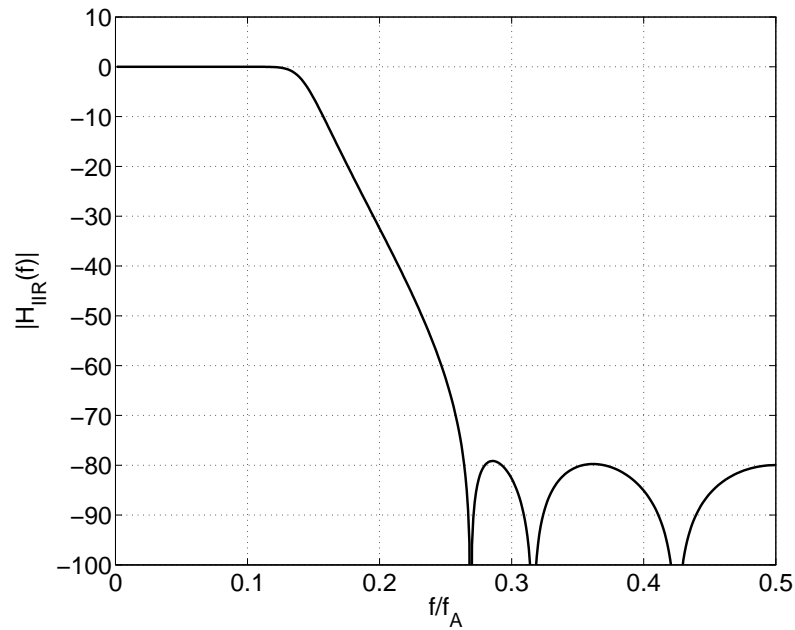


Abbildung 5.39: Amplitudenfrequenzgang des IIR-Filters

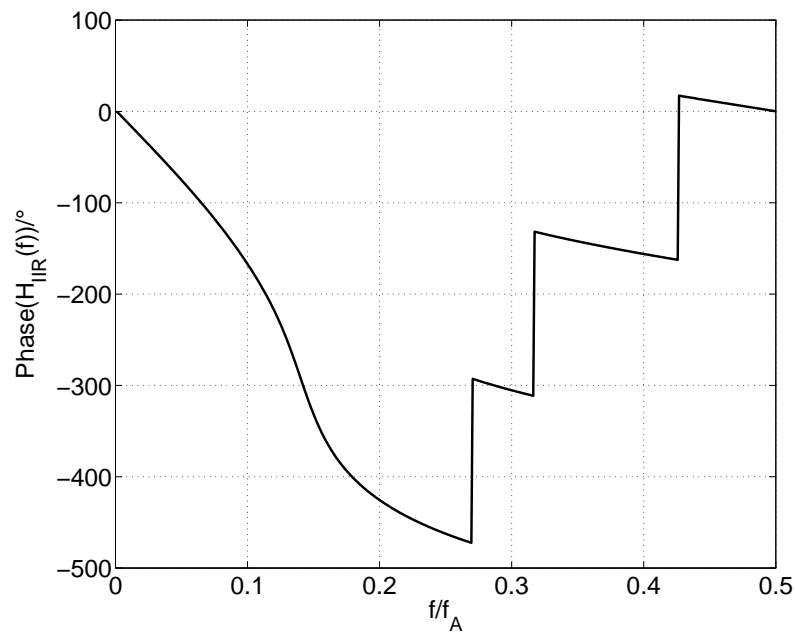


Abbildung 5.40: Phasenfrequenzgang des IIR-Filters

Abbildung 5.42 zeigt das Amplitudenspektrum des Ausgangssignals des Gesamtsystems inklusive sinc- und IIR-Filter bei einer sinusförmigen Änderung des Targetabstandes mit

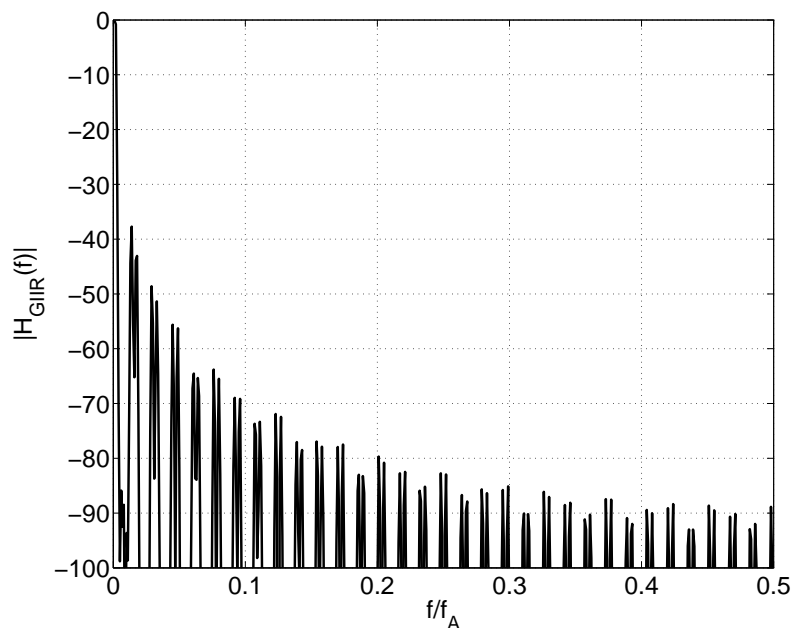


Abbildung 5.41: Amplitudenfrequenzgang des Gesamtfilters aus sinc- und IIR-Filter

einer Frequenz von 500Hz und einer Amplitude von $0,06\text{mm}$ bei einem Abstand von 6mm .

Aus dem Amplitudenspektrum lässt sich wiederum der SNR des Gesamtsystems berechnen:

$$SNR = 16,0380\text{dB} \quad (5.5.23)$$

Das Endergebnis zeigt, dass das Gesamtsystem inklusive IIR-Filter auf Grund der höheren Steilheit einen größeren SNR besitzt als das System mit FIR-Filter.

5.6 Temperaturkompensation

Im Abschnitt 2 wurde gezeigt, dass die Temperatur einen großen Einfluss auf die Dämpfung des Sensors besitzt. Bei großen Targetabständen ist der Einfluss der Temperatur sogar wesentlich größer als der Einfluss des Targetabstandes selbst. Das bedeutet, dass eine Temperaturkompensation zur Erreichung hoher Schaltabstände zwingend notwendig ist.

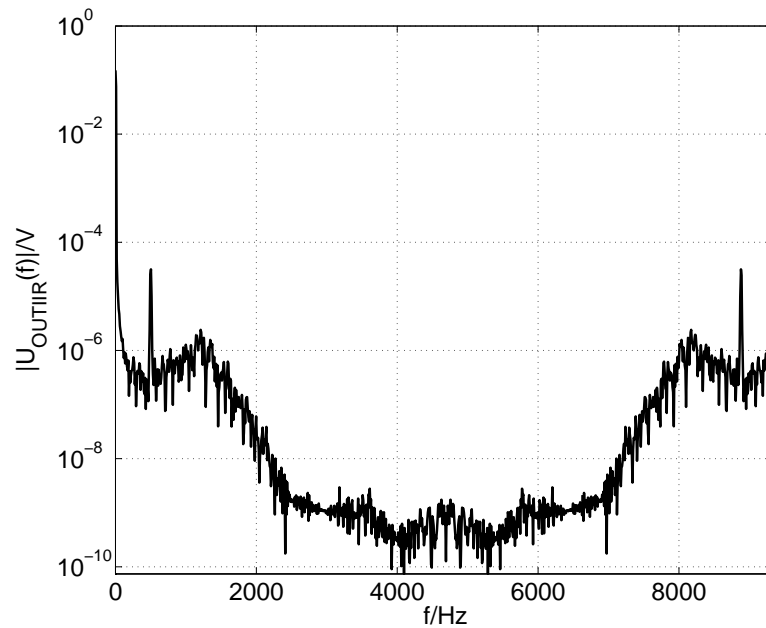


Abbildung 5.42: Amplitudenspektrum des Ausgangssignals des Gesamtsystems inklusive sinc- und IIR-Filter bei einer sinusförmigen Änderung des Targetabstandes

Im Rahmen der Arbeit wurden dazu zwei unterschiedliche Ansätze untersucht. Bei dem ersten Konzept wird die Temperatur des Sensors über den Gleichstromwiderstand der Spule gemessen und das Ausgangssignal mit Hilfe eines Look-Up-Tables kompensiert. Bei Konzept zwei wird die Temperatur nicht ermittelt, sondern das Ausgangssignal ohne Target als Information genutzt.

5.6.1 Messung des Gleichstromwiderstandes der Spule

Grundlage der Kompensation ist die Messung der Sensortemperatur. Bei diesem Konzept geschieht das über die Messung des Gleichstromwiderstandes der Sensorspule. Dazu wird ein Gleichstrom in den Sensor eingespeist und die Ausgangsspannung des LC-Oszillators mit einem analogen Tiefpassfilter gefiltert, um die starke Schwingung zu unterdrücken, die das DC-Signal überlagert. Diese Spannung wird anschließend mit einem zusätzlichen SDM digitalisiert. Danach wird das 1Bit-Ausgangssignal des SDM grob gefiltert, um die

verschiedenen Stützstellen des Look-Up-Tables zu adressieren. Da das Signal von einem SDM erzeugt wird, erfolgt automatisch eine lineare Interpolation zwischen den Stützstellen [24, 25]. Im nächsten Schritt wird das Signal mit einem digitalen Tiefpassfilter gefiltert, um den Quantisierungsfehler zu eliminieren. Da sich die Temperatur des Sensors relativ langsam ändert, kann der Filter eine sehr niedrige Grenzfrequenz besitzen. Aus diesem Grund reicht für die Temperaturmessung ein SDM 1. Ordnung aus. Nach dem Filter wird das Kompensationssignal zum Ausgangssignal der Amplitudenregelung addiert. In Abhängigkeit von der verwendeten Digitalhardware (integrierte Digitalfilter, FPGA oder Mikrocontroller) können verschiedene Konfigurationen von Digitalfiltern verwendet werden. In Abbildung 5.43 ist das Blockschaltbild zur Temperaturkompensation mit Hilfe des Gleichstromwiderstandes der Sensorspule dargestellt.

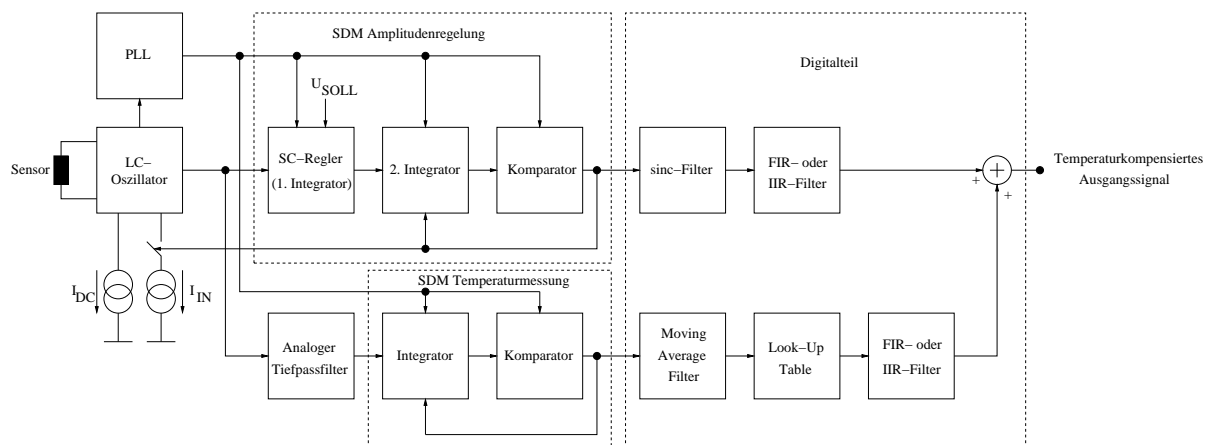


Abbildung 5.43: Blockschaltbild zur Temperaturkompensation mit Hilfe des Gleichstromwiderstandes der Spule

Bei einem SDM 1. Ordnung kann es unter Umständen zu sogenannten idle-tones kommen. Dieses Problem wurde bei der Simulation des Systems jedoch nicht beobachtet. Das liegt wahrscheinlich daran, dass das Quantisierungsrauschen des SDM 2. Ordnung als Dither-signal für den SDM 1. Ordnung wirkt.

Zur Kalibrierung des Systems wird der Temperaturbereich des Sensors durchfahren, während sich ein Target exakt im Schaltabstand befindet. Wenn das digitale Ausgangssignal des Temperaturpfades eine Stützstelle erreicht, wird aus dem aktuellen Wert des Ausgangs-

signals und dem Sollwert (eingestellte Schaltschwelle) durch eine einfache Differenzbildung der Korrekturwert für den Look-Up-Table berechnet. Dieser gesamte Kalibriervorgang kann automatisch erfolgen, ohne dass von außen in das System eingegriffen werden muss. Dieses Konzept bietet im Vergleich zu anderen Systemen eine Vielzahl von Vorteilen. Da das Grundkonzept zur Ermittlung des Targetabstandes mit einer geregelten Amplitude arbeitet, wird bei diesem Konzept im Gegensatz zu anderen Systemen [27] keine Einstellung des Oszillatorstromes mit einem temperaturabhängigen Widerstandsnetzwerk benötigt, das dafür sorgt, dass der Oszillator im linearen Bereich arbeitet. Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass die Kompensation ausschließlich durch digitale Verrechnung des Korrekturwertes mit dem Ausgangswert der Amplitudenregelung erfolgt. Eine Veränderung analoger Werte (Oszillatorstrom, Komparatorschwelle) wie in anderen Systemen [26, 27] ist bei diesem Konzept nicht nötig. Den dritten großen Vorteil stellt die Verwendung des Gleichstromwiderstandes der Spulenspule als Temperatursensor dar. Das hat den Vorteil, dass kein zusätzlicher Temperatursensor benötigt wird und kein Temperaturunterschied zwischen Spulenspule und Temperaturmessstelle entstehen kann.

Das Problem bei diesem Konzept ist, dass der DC-Widerstand der Spulenwicklung sehr klein ist. Um ein ausreichend großes Spannungssignal zu erhalten, wird deshalb ein Strom von $I_{DC} = 1mA$ in die Spulenwicklung eingespeist. Außerdem ist zu beachten, dass der LC-Oszillator durch den analogen Tiefpassfilter nicht belastet werden darf, da das die Dämpfungsinformation verfälschen würde. Aus diesem Grund wird der Tiefpassfilter mit einem Instrumentationsverstärker kombiniert. Mit diesem Block ist es möglich, eine Entkopplung vom LC-Oszillator durchzuführen, die hochfrequenten Anteile zu eliminieren und das DC-Signal um den Faktor 10 zu verstärken. Am Eingang des SC-Integrators wird das Signal ein weiteres Mal um den Faktor 5 verstärkt. Gleichzeitig wird die Referenzspannung um den Faktor 4 gedämpft, was einer zusätzlichen Verstärkung der Eingangsspannung um den Faktor 4 entspricht. Damit ergibt sich insgesamt ein Verstärkungsfaktor von 200. Unter

diesen Randbedingungen ergibt sich der folgende Wertebereich am Ausgang des SDMs:

$$R_{DC}(-25^{\circ}C) = 1,8096\Omega \quad (5.6.1)$$

$$\frac{U_{OUTSDM}}{U_{REF}}(-25^{\circ}C) = 10 \cdot 5 \cdot 4 \cdot R_{DC}(-25^{\circ}C) \cdot I_{DC} = 0,3619 \quad (5.6.2)$$

$$R_{DC}(75^{\circ}C) = 2,6549\Omega \quad (5.6.3)$$

$$\frac{U_{OUTSDM}}{U_{REF}}(75^{\circ}C) = 10 \cdot 5 \cdot 4 \cdot R_{DC}(-25^{\circ}C) \cdot I_{DC} = 0,5310 \quad (5.6.4)$$

Umfangreiche Simulationen haben gezeigt, dass 4 Stützstellen im Look-Up-Table ausreichen, um die Forderung nach maximal $\pm 10\%$ Schwankung des Schaltabstandes im Temperaturbereich von $-25^{\circ}C$ bis $75^{\circ}C$ einzuhalten. Um 4 Stützstellen im interessierenden Wertebereich adressieren zu können, wird ein Moving-Average-Filter mit 32 Punkten benötigt. Das Problem besteht jedoch darin, dass man die Grenzen des Wertebereichs nicht exakt treffen kann. Wenn der Moving-Average-Filter nur 32 Punkte besitzt, liegen die Stützstellen zum Teil weit ausserhalb des Temperaturbereichs der Schaltung, was die Kalibrierung erheblich erschweren würde. Aus diesem Grund wurde ein Moving-Average-Filter mit 64 Punkten ausgewählt. Damit ergeben sich 8 Stützstellen, wobei die beiden Randstützstellen nur leicht ausserhalb des spezifizierten Temperaturbereichs liegen. In Tabelle 5.5 sind die Stützstellen des Look-Up-Tables mit den zugehörigen Temperaturwerten für einen Schaltabstand von 6mm dargestellt. Abbildung 5.44 zeigt die Simulationsergebnisse mit und ohne Temperaturkompensation sowie den Sollwert und die zulässigen Fehlerschranken. Es ist gut zu erkennen, dass die Spezifikation mit dieser Methode erfüllt werden kann.

i	Temperatur/°C	Korrekturwert
1	-35,75	0,0121
2	-17,26	0,0105
3	1,22	0,0071
4	19,70	0,0022
5	38,19	-0,0058
6	56,67	-0,0160
7	75,16	-0,0288
8	93,64	-0,0440

Tabelle 5.5: Stützstellen des Look-Up-Tables zur Temperaturkompensation

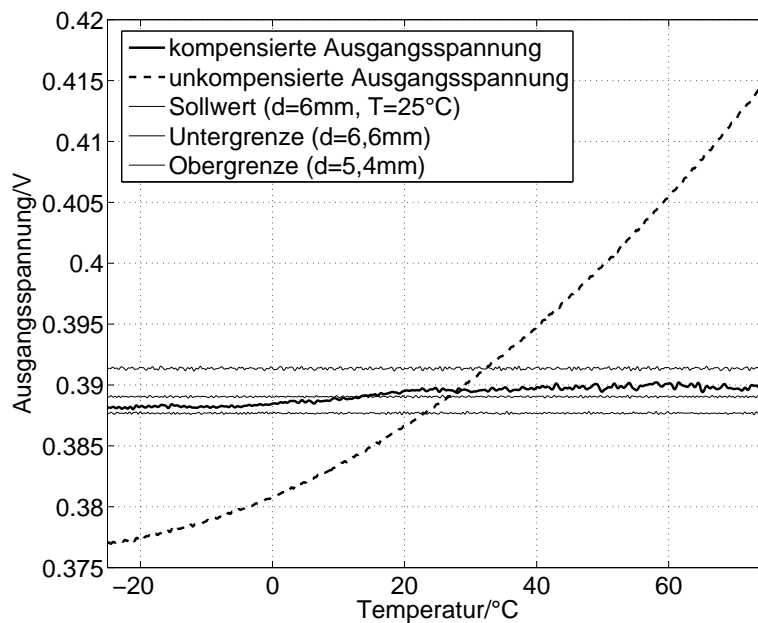


Abbildung 5.44: Vergleich der Ausgangsspannungen mit und ohne Temperaturkompensation

5.6.2 Temperaturkompensation durch Messung des Ausgangswertes ohne Target

Die zweite Möglichkeit zur Temperaturkompensation besteht darin, den Ausgangswert ohne Target zu ermitteln und mit dem normalen Ausgangswert zu verrechnen. Diese Information lässt sich auf zwei verschiedenen Wegen gewinnen. Zum einen besteht die Möglichkeit, mit einem Sensor zu arbeiten und bei Abwesenheit des Targets den Ausgangswert für die Temperaturkompensation zu speichern. Dafür muss die Applikation jedoch bestimmte Bedingungen erfüllen. Das Target muss den Erfassungsbereich des Sensors mit ausreichender Häufigkeit im Vergleich zur Änderungsgeschwindigkeit der Temperatur verlassen, um zu verhindern, dass der Schaltpunkt wegdriftet. Die zweite Möglichkeit besteht darin, einen Referenzsensor zu verwenden, der nicht vom Target beeinflusst wird. Die Öffnung des Ferritkerns des Referenzsensors könnte zum Beispiel vom Target weg in das Innere des Sensorgehäuses zeigen. Diese Variante ist völlig unabhängig von den Eigenschaften der Applikation. Abbildung 5.45 zeigt das zugehörige Blockschaltbild.

In Abbildung 5.46 sind die kompensierte Ausgangsspannung bei der Verwendung eines ungedämpften ($d = 100mm$) Referenzsensors sowie der Sollwert und die zulässigen Fehlerschranken dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass die Spezifikation mit dieser Methode erfüllt werden kann.

Der große Vorteil dieser Temperaturkompensation besteht darin, dass keine Kalibrierung mehr nötig ist. Außerdem funktioniert sie für beliebige Schaltabstände und eignet sich deshalb hervorragend für Systeme mit kontinuierlichem Ausgang. Wenn ein Referenzsensor zur Gewinnung der Dämpfungsinformation ohne Target verwendet wird, benötigt man einen kompletten zweiten Auslesekanal. Das ist ein großer Nachteil dieses Konzeptes.

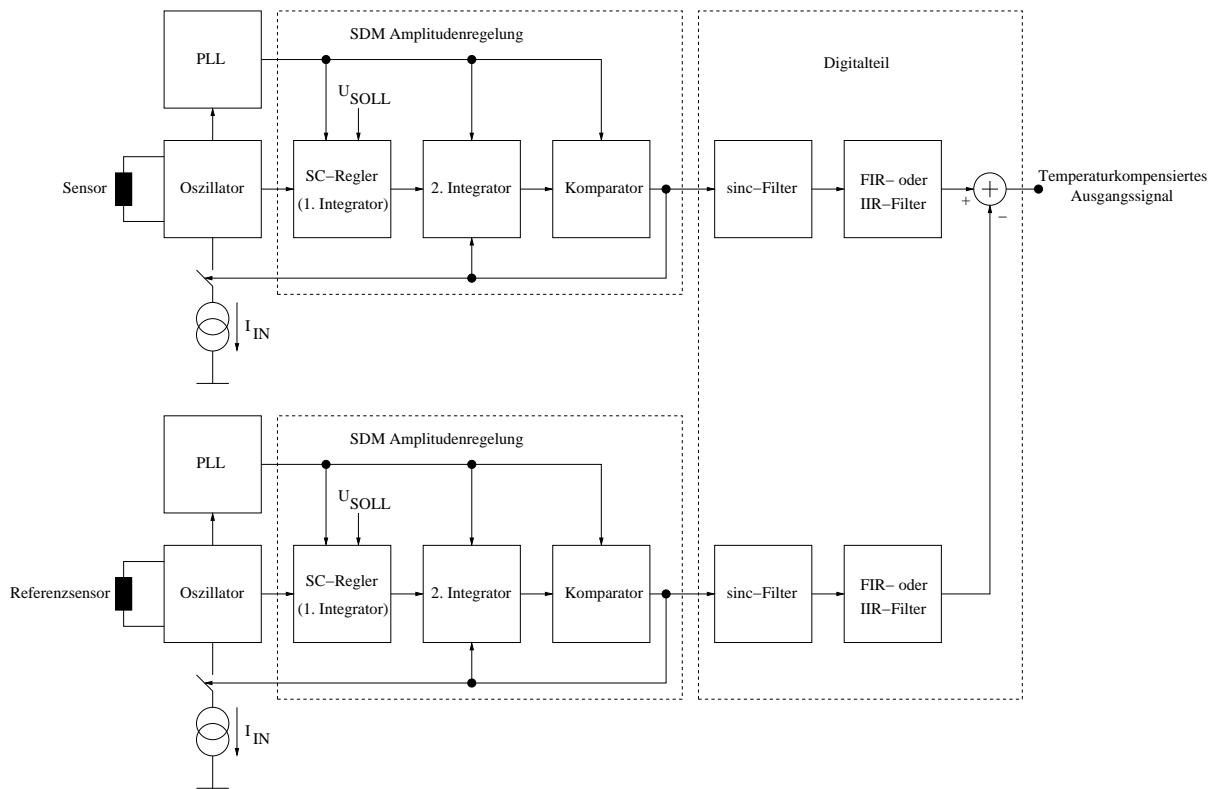


Abbildung 5.45: Blockschaltbild zur Temperaturkompensation mit einem Referenzsensor

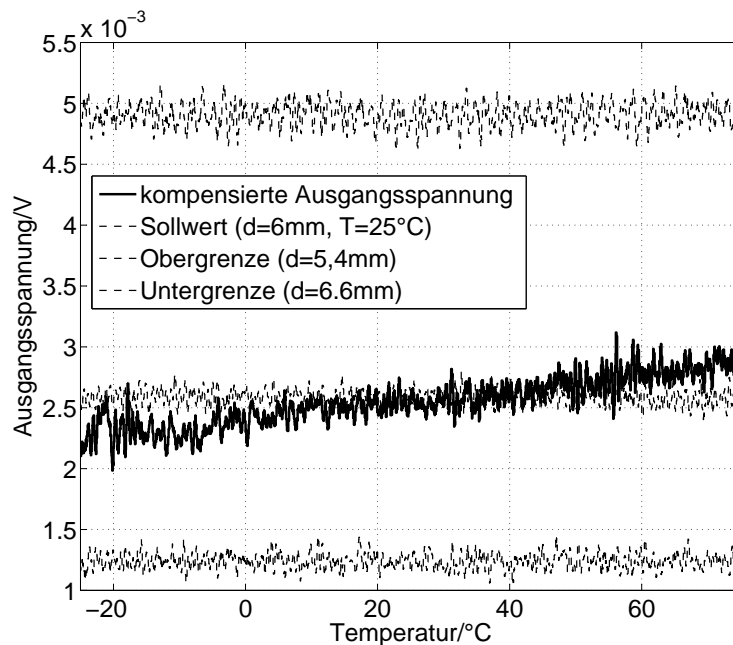


Abbildung 5.46: Kompensierte Ausgangsspannung unter Verwendung eines Referenzsensors

5.7 Nichtideale Schaltungseigenschaften

Im Rahmen dieses Abschnitts wird untersucht, welchen Einfluss nichtideale Schaltungseigenschaften auf die Eigenschaften des Systems haben. Damit soll überprüft werden, ob das Konzept unter realen Bedingungen tragfähig ist. Gleichzeitig können mit diesen Untersuchungen die Spezifikationen für die kritischen Schaltungsblöcke erarbeitet werden.

5.7.1 Komparatorverzögerung

Die erste nichtideale Schaltungseigenschaft, die untersucht werden soll, ist die Verzögerung des Komparators, mit dem die zweite Stufe des Oszillators realisiert wird. Eine Verzögerung des Komparators lässt sich nicht vermeiden. Sie bewirkt, dass der Amplitudenwert nicht mehr exakt abgetastet wird. Dadurch entsteht ein Verstärkungsfehler, der bei der Kalibrierung mit erfasst wird und sich nicht auf die Systemeigenschaften auswirkt. Ein Problem entsteht erst, wenn sich die Verzögerungszeit des Komparators während des Betriebes ändert. Das lässt sich bei einer Änderung der Temperatur kaum vermeiden. Um den Einfluss der Komparatorverzögerung zu überprüfen, wird davon ausgegangen, dass der Komparator eine Grundverzögerung von $20ns$ bei $25^{\circ}C$ hat. Danach werden die Ausgangswerte bei $30ns$ und $10ns$ Verzögerungszeit ermittelt und mit den zulässigen Grenzen von $\pm 10\%$ des Schaltabstandes verglichen. Diese Werte wurden ausgewählt, da sie sich schaltungstechnisch mit vertretbarem Aufwand umsetzen lassen. Die Simulationsergebnisse sind in Abbildung 5.47 dargestellt. Sie zeigen, dass sich die Spezifikation mit den gegebenen Werten einhalten lässt.

5.7.2 Komparatoroffset

Wie die Komparatorverzögerung führt auch das Komparatoroffset zu einer Verschiebung des Abtastpunktes und damit zu einer Änderung der Ausgangsspannung. Ein konstantes Offset stellt jedoch kein Problem dar, da es zu einem einfachen Verstärkungsfehler

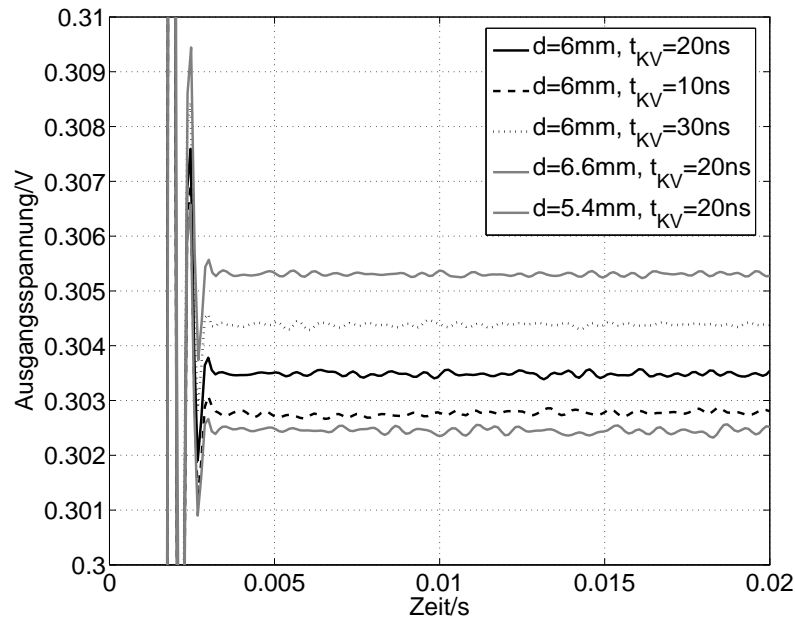


Abbildung 5.47: Ausgangsspannung bei verschiedenen Verzögerungszeiten des Komparators

führt, der bei der Kalibrierung erfasst wird. Problematisch ist die Offsetdrift, da sie nicht vorhersehbar ist und sowohl vom Grundoffset als auch der Temperatur abhängig ist. Um den Einfluss des Offsets zu untersuchen, wurde in den folgenden Simulationen von einem Grundoffset von 20mV ausgegangen. Als Grenzen der Offsetdrift wurden die Werte 0mV und 40mV angenommen. Das sind Erfahrungswerte, die bei einer sinnvollen Dimensionierung und einem sorgfältigen Verstärkerlayout erreichbar sind. Die in Abbildung 5.48 dargestellten Simulationsergebnisse zeigen, dass das Offset kaum einen Einfluss hat und die zulässigen Grenzen nicht überschritten werden.

5.7.3 Endliche Verstärkung der Operationsverstärker in den Integratoren

Eine weitere wichtige Schaltungseigenschaft, die Einfluss auf die Systemeigenschaften hat, ist die endliche Leerlaufverstärkung A_0 der OPVs im SDM [17, 16, 32]. Dadurch verschlechtert sich der SNDR des Systems. Die beiden Integratoren des SDM lassen sich durch die in

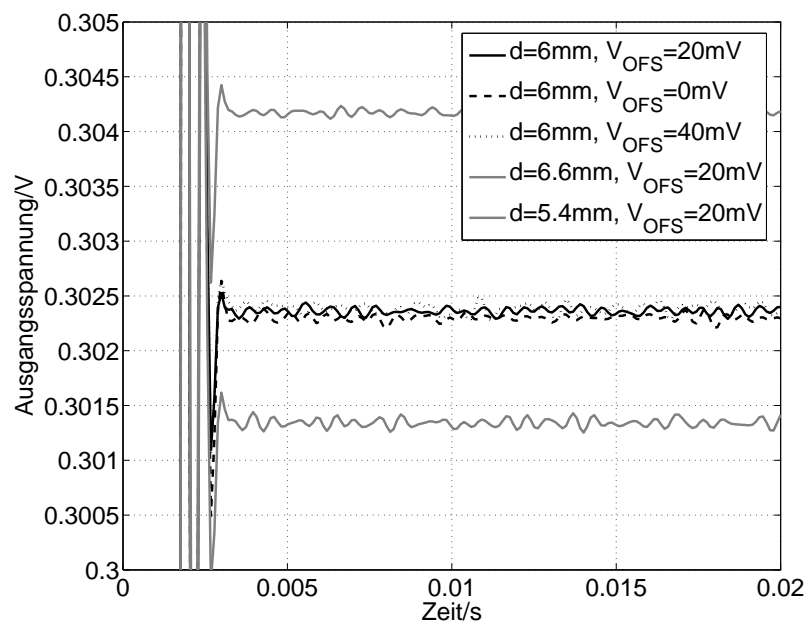


Abbildung 5.48: Ausgangsspannung bei verschiedenen Offsetspannungen des Komparators

Abbildung 5.49 dargestellte SC-Schaltung abbilden. Daraus lässt sich ein Modell für einen Integrator mit endlicher Verstärkung und zwei Eingängen ableiten:

$$1 : U_{CS1} = U_1(n-1) \quad U_{CS2} = U_2(n-1) \quad U_{CI} = U_{OUT}(n-1) + U_D(n-1) \quad (5.7.1)$$

$$2 : U_{CS1} = U_D(n) \quad U_{CS2} = U_D(n) \quad U_{CI} = U_{OUT}(n) + U_D(n) \quad (5.7.2)$$

$$\Delta U_{CS1} = U_1(n-1) - U_D(n) \quad (5.7.3)$$

$$\Delta U_{CS2} = U_2(n-1) - U_D(n) \quad (5.7.4)$$

$$\Delta U_{CI} = U_{OUT}(n-1) + U_D(n-1) - U_{OUT}(n) - U_D(n) \quad (5.7.5)$$

$$-\Delta U_{CI} C_I = \Delta U_{CS1} C_{S1} + \Delta U_{CS2} C_{S2} \quad (5.7.6)$$

$$U_D(n) = \frac{U_{OUT}(n)}{A_0} \quad (5.7.7)$$

$$\Rightarrow U_{OUT}(z) = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0} + \frac{1}{A_0} \frac{C_{S1}}{C_I} + \frac{1}{A_0} \frac{C_{S2}}{C_I}} \left(\frac{C_{S1}}{C_I} z^{-1} U_1(z) + \frac{C_{S2}}{C_I} z^{-1} U_2(z) \right) \quad (5.7.8)$$

$$+ \frac{1 + \frac{1}{A_0}}{1 + \frac{1}{A_0} + \frac{1}{A_0} \frac{C_{S1}}{C_I} + \frac{1}{A_0} \frac{C_{S2}}{C_I}} z^{-1} U_{OUT}(z) \quad (5.7.9)$$

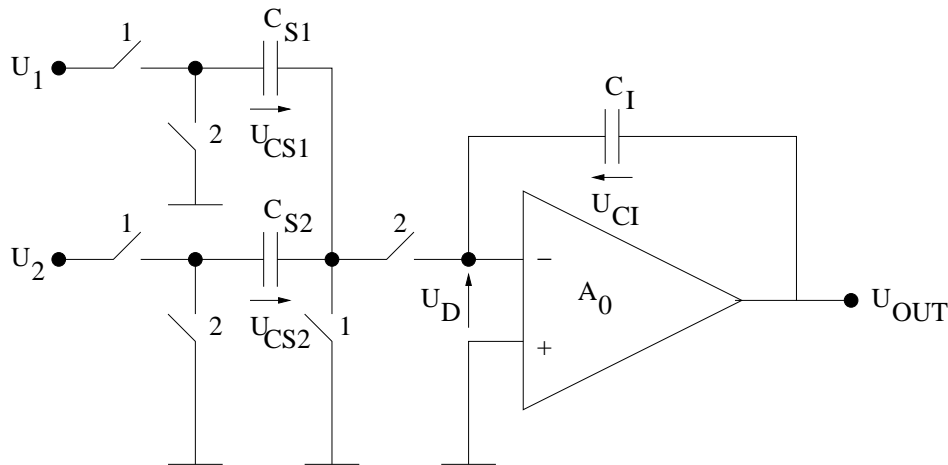


Abbildung 5.49: SC-Integrator mit endlicher OPV-Verstärkung

Um eine zulässige Untergrenze für die Verstärkung festzulegen, wurde der SNDR des Systems für verschiedene Verstärkungen ermittelt. Dazu wurde das Ausgangssignal des IIR-Filters genutzt. Die Simulationen haben gezeigt, dass eine Leerlaufverstärkung von $70dB$ ausreicht. Dabei verschlechtert sich der SNDR um etwas mehr als $1dB$.

$$SNDR_{A_0=70dB} = 14,8231dB \quad (5.7.10)$$

5.7.4 Endlicher Aussteuerbereich der Operationsverstärker in den Integratoren

Wie die Verstärkung ist auch der Aussteuerbereich der Verstärker nicht unendlich groß. Die Verstärker sind differentiell aufgebaut und sollen mit einer Versorgungsspannung von $5V$ betrieben werden. Wenn man an beiden Seiten $500mV$ für die Sättigung der Ausgangstransistoren abzieht, ergibt sich ein zulässiger differentieller Aussteuerbereich von $\pm 4V$. Die Simulationen haben gezeigt, dass sich die Ausgangsspannung sowie der SNDR dadurch nicht verändert. Die Ausgangsspannungen der Verstärker erreichen die Begrenzungen im eingeschwungenen Zustand nicht.

5.7.5 Nichtideales Einschwingen der SC-Integratoren

Zwei weitere Eigenschaften, die das Endergebnis negativ beeinflussen können, sind die Bandbreite und die Slew-Rate SR des Verstärkers, die das Einschwingverhalten des Integrators bestimmen [17, 32, 19]. Wenn die Werte zu klein sind, erreicht der Integrator nicht seinen idealen Endwert und es entsteht ein Fehler. Der folgende Zusammenhang stellt ein gutes Modell für das Verhalten eines SC-Integrators dar [17, 19]:

$$U_{OUT}(n+1) = U_{OUT}(n) + g(U_{IN}(n)) \quad (5.7.11)$$

U_{OUT} ist die Ausgangsspannung des Integrators. U_{IN} ist die gewichtete Eingangsspannung, das heißt die ideale Sprunghöhe des Integrators. Die Wichtung entsteht durch die Übertragungskonstante K_V des Integrators, welche durch das Verhältnis von Sampling- zu Integrationskapazität gebildet wird. Die Funktion g modelliert das Einschwingverhalten des Verstärkers. Sie ist abhängig von der Größe von U_{IN} . Dabei sind drei Fälle zu unterscheiden [17, 19]:

1. Es tritt ein rein exponentielles Einschwingen auf. Das bedeutet, dass der Anstieg der Ausgangsspannung immer kleiner ist als der maximal mögliche Anstieg, der durch SR bestimmt wird.
2. Bis zu einem bestimmten Punkt, an dem der theoretische exponentielle Anstieg der Ausgangsspannung gleich SR ist, wird der reale Anstieg der Ausgangsspannung durch SR bestimmt. Danach setzt das durch τ bestimmte exponentielle Einschwingen ein.
3. Der reale Anstieg wird ausschließlich von SR bestimmt, das heißt, der theoretische exponentielle Anstieg ist während der gesamten Einschwingzeit größer als SR. Dieser Fall erzeugt einen sehr großen Fehler und sollte in einer gut dimensionierten SC-Schaltung nicht zum Tragen kommen.

Um ein mathematisches Modell für das Einschwingen entwickeln zu können, wird davon ausgegangen, dass es sich bei dem SC-Integrator während der Transferphase (2) um ein System mit einer Polstelle handelt. Diese Näherung erscheint plausibel, wenn in Betracht gezogen wird, dass die Verstärker so stabilisiert werden, dass eine dominante Polstelle

entsteht. Die entstehende Zeitkonstante des Systems lässt sich vom Verstärkungsbandbreiteprodukt GBW des Verstärkers ableiten [32]:

$$\tau = \frac{1}{2\pi GBW} \quad (5.7.12)$$

5.7.5.1 Fall 1

Im Fall 1 tritt während der gesamten Einschwingzeit T_S nur exponentielles Einschwingen auf. Damit ergibt sich für die Änderung der Ausgangsspannung des SC-Integrators [17, 32, 19, 33]:

$$g(U_{IN}) = U_{IN}(1 - e^{-\frac{T_S}{\tau}}) \quad (5.7.13)$$

Um die Bedingung für Fall 1 zu erfüllen, muss der maximale Anstieg, der zum Zeitpunkt $t=0$ auftritt, kleiner als SR sein:

$$SR \geq g(U_{IN})' |_{t=0} \quad (5.7.14)$$

$$SR \geq \frac{U_{IN}}{\tau} \quad (5.7.15)$$

Da die maximale Anstiegsgeschwindigkeit SR positiv definiert ist, jedoch in beide Richtungen wirkt, wird der Betrag von U_{IN} verwendet:

$$SR \geq \frac{|U_{IN}|}{\tau} \quad (5.7.16)$$

$$|U_{IN}| \leq SR \cdot \tau \quad (5.7.17)$$

5.7.5.2 Fall 3

Im Fall 3 wird die Änderung der Ausgangsspannung ausschließlich durch die maximale Anstiegsgeschwindigkeit SR bestimmt [17, 32, 19]:

$$g(U_{IN}) = \text{sgn}(U_{IN}) \cdot SR \cdot T_S \quad (5.7.18)$$

Um die Bedingung für Fall 3 zu erfüllen, muss selbst der minimale Anstieg bei exponentiellem Einschwingen, der zum Zeitpunkt $t = T_S$ erreicht wird, größer sein als die maximal

mögliche Anstiegsgeschwindigkeit SR:

$$SR < g(U_{IN})' |_{t=T_S} \quad (5.7.19)$$

$$SR < \frac{U_{IN}}{\tau} e^{-\frac{T_S}{\tau}} \quad (5.7.20)$$

$$\Rightarrow |U_{IN}| > \frac{SR\tau}{e^{-\frac{T_S}{\tau}}} \quad (5.7.21)$$

5.7.5.3 Fall 2

Die Zusammenhänge im Fall 2 sind etwas komplizierter, da zwei verschiedene Mechanismen wirken. Zuerst wird der Anstieg ausschließlich von SR bestimmt. Danach gibt es eine von τ bestimmte Phase mit exponentiellem Einschwingen. Der Gültigkeitsbereich von Fall 2 liegt genau zwischen den Fällen 1 und 3 [17, 32, 19]:

$$SR\tau < |U_{IN}| \leq \frac{SR\tau}{e^{-\frac{T_S}{\tau}}} \quad (5.7.22)$$

Zuerst muss der Zeitpunkt t_* ermittelt werden, an dem der exponentielle Anstieg gleich SR ist. An diesem Punkt kommt es zum Wechsel der beiden Anstiegsmechanismen:

$$SR = \frac{|U_{IN}|}{\tau} e^{-\frac{t_*}{\tau}} \quad (5.7.23)$$

$$\Rightarrow t_* = -\tau \ln\left(\frac{SR\tau}{|U_{IN}|}\right) \quad (5.7.24)$$

Die Funktion $g(U_{IN})$ für den Fall 2 ist damit [17, 32, 19]:

$$g(U_{IN}) = \operatorname{sgn}(U_{IN})SRt_* + (U_{IN} - \operatorname{sgn}(U_{IN})SRt_*)(1 - e^{-\frac{T_S - t_*}{\tau}}) \quad (5.7.25)$$

$$g(U_{IN}) = U_{IN} - \operatorname{sgn}(U_{IN})SRt_* e^{-\frac{T_S - t_*}{\tau}} \quad (5.7.26)$$

Die drei Fälle können nun in einem Matlab-Programm zusammengefasst und in die Verhaltenssimulation eingebunden werden. Für T_S wurde der „worst-case“ angenommen. Die maximale Schwingungsfrequenz des Oszillators beträgt $1MHz$. Für die SC-Schaltung wird diese Frequenz von der PLL auf $2MHz$ verdoppelt. Da eine Phase nur einen halben Takt lang ist, ergibt sich der folgende Wert für T_S :

$$T_S = \frac{1}{2MHz \cdot 2} \quad (5.7.27)$$

$$T_S = 250ns \quad (5.7.28)$$

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Verwendung eines normalen Verstärkers mit einer Slew-Rate von $SR = 10V/\mu s$ und einem Verstärkungs-Bandbreiteprodukt von $GBW = 20MHz$ keinen Einfluss auf den SNDR hat.

$$SNDR_{SR=10V/\mu s, GBW=20MHz} = 14,1884dB \quad (5.7.29)$$

$$(5.7.30)$$

5.7.6 Schaltungsrauschen im Signalpfad

Im Rahmen der Arbeit wird der Einfluss der drei dominanten Rauschquellen im Signalpfad untersucht. Das sind die beiden Integratoren der SC-Schaltung und der Widerstand R_{REF} . Die Transistoren im Oszillator werden praktisch als Schalter betrieben. Aus diesem Grund wird ihr Rauschen erst einmal vernachlässigt. Natürlich rauschen auch die Sensorspule und die Wirbelströme im Target. Da beide Elemente aber sehr niederohmig und wesentlich kleiner als R_{REF} sind, wird ihr Rauschanteil ebenfalls vernachlässigt.

Der erste Schritt besteht darin, die Übertragungsfunktionen der einzelnen Rauschquellen zum Ausgang zu ermitteln. Dazu wird das linearisierte Modell des Systems um die Rauschquellen ergänzt (siehe Abbildung 5.50). Im Abschnitt 5.4 wurde gezeigt, dass K_{V1} aus Stabilitätsgründen mindestens $1/40$ betragen sollte. So eine kleine Übertragungskonstante lässt sich nur sehr schwer mit dem Kapazitätsverhältnis in einem SC-Integrator realisieren, da einer der Kondensatoren dafür sehr klein sein müsste. Aus diesem Grund wurde K_{V1} aufgeteilt und ein Teil der Übertragungskonstante als Eingangsverstärkung im 2. SC-Integrator realisiert. Die Übertragungsfunktion des Systems ändert sich dadurch nicht.

$$K_{V1} = K_{V11}K_{V12} \quad (5.7.31)$$

$$K_{V11} = 0,1 \quad (5.7.32)$$

$$K_{V12} = 0,25 \quad (5.7.33)$$

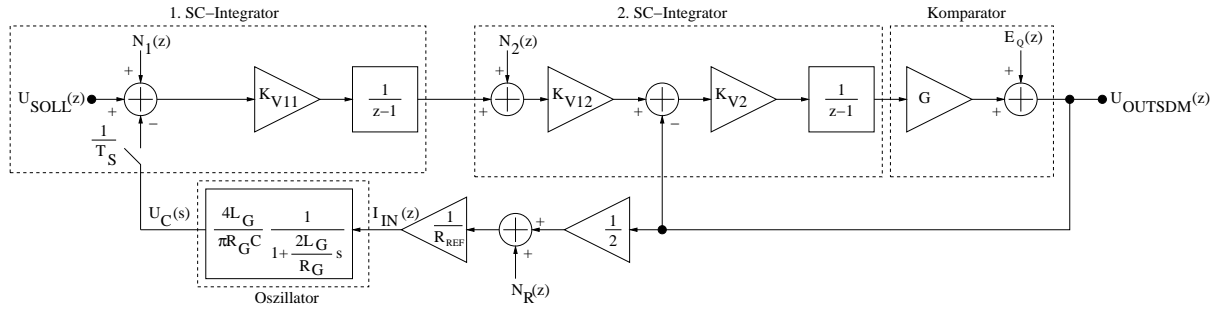


Abbildung 5.50: Linearisiertes Modell des Systems mit zusätzlichen Rauschquellen

Aus dem linearisierten Modell lässt sich nun die Übertragungsfunktion inklusive der zusätzlichen Rauschquellen ableiten:

$$\begin{aligned}
 U_{OUTSDM}(z) &= \frac{\frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G}{(z-1)^2}}{1 + \frac{K_{V2}G}{z-1} + \frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C(z-1)^2(1 + \frac{4L_G(z-1)}{R_G T_S(z+1)})}} U_{SOLL}(z) \\
 &+ \frac{\frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G}{(z-1)^2}}{1 + \frac{K_{V2}G}{z-1} + \frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C(z-1)^2(1 + \frac{4L_G(z-1)}{R_G T_S(z+1)})}} N_1(z) \\
 &+ \frac{\frac{K_{V12}K_{V2}G}{z-1}}{1 + \frac{K_{V2}G}{z-1} + \frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C(z-1)^2(1 + \frac{4L_G(z-1)}{R_G T_S(z+1)})}} N_2(z) \\
 &- \frac{\frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G4L_G}{R_{REF}\pi R_G C(z-1)^2(1 + \frac{4L_G(z-1)}{R_G T_S(z+1)})}}{1 + \frac{K_{V2}G}{z-1} + \frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C(z-1)^2(1 + \frac{4L_G(z-1)}{R_G T_S(z+1)})}} N_R(z) \\
 &+ \frac{1}{1 + \frac{K_{V2}G}{z-1} + \frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C(z-1)^2(1 + \frac{4L_G(z-1)}{R_G T_S(z+1)})}} E_Q(z) \quad (5.7.34)
 \end{aligned}$$

Wie in Abschnitt 5.4 die NTF, kann auch diese Übertragungsfunktion vereinfacht werden, um den Einfluss der Rauschquellen auf das Ausgangssignal leichter berechnen zu können. Zuerst wird die Polstelle des Oszillators vernachlässigt und die Annahme $K_{V2}G = 1$ in die

Gleichung eingesetzt. Anschliessend wird die Übertragungsfunktion etwas umgeformt:

$$U_{OUTSDM}(z) \approx \frac{1}{z^2} \frac{K_{V11}K_{V12}}{1 - \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} \frac{K_{V11}K_{V12}4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C}} U_{SOLL}(z) \quad (5.7.35)$$

$$+ \frac{1}{z^2} \frac{K_{V11}K_{V12}}{1 - \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} \frac{K_{V11}K_{V12}4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C}} N_1(z) \quad (5.7.36)$$

$$+ \frac{z-1}{z^2} \frac{K_{V12}}{1 - \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} \frac{K_{V11}K_{V12}4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C}} N_2(z) \quad (5.7.37)$$

$$- \frac{1}{z^2} \frac{\frac{K_{V11}K_{V12}4L_G}{R_{REF}\pi R_G C}}{1 - \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} \frac{K_{V11}K_{V12}4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C}} N_R(z) \quad (5.7.38)$$

$$+ \frac{(z-1)^2}{z^2} \frac{1}{1 - \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} \frac{K_{V11}K_{V12}4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C}} E_Q(z) \quad (5.7.39)$$

Mit den Annahmen aus den Gleichungen 5.4.44 und 5.4.45 kann die Übertragungsfunktion noch weiter vereinfacht werden:

$$U_{OUTSDM}(z) \approx \frac{1}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} U_{SOLL}(z) \quad (5.7.40)$$

$$+ \frac{1}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} N_1(z) \quad (5.7.41)$$

$$+ \frac{z-1}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{K_{V11}4L_G} N_2(z) \quad (5.7.42)$$

$$- \frac{1}{z^2} 2N_R(z) \quad (5.7.43)$$

$$+ \frac{(z-1)^2}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{K_{V11}K_{V12}4L_G} E_Q(z) \quad (5.7.44)$$

Um die Vereinfachung zu verifizieren, werden die vereinfachten Verläufe der einzelnen Übertragungsfunktionen mit dem Verlauf der Originalfunktion verglichen. Zuerst wird die vereinfachte Signalübertragungsfunktion $H_{USOLLVER}$ mit der Originalfunktion H_{USOLL} verglichen:

$$H_{USOLL}(z) = \frac{\frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G}{(z-1)^2}}{1 + \frac{K_{V2}G}{z-1} + \frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C(z-1)^2(1 + \frac{4L_G(z-1)}{R_G T_S(z+1)})}} \quad (5.7.45)$$

$$H_{USOLLVER}(z) = \frac{1}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} \quad (5.7.46)$$

Die Amplitudenfrequenzgänge der beiden Übertragungsfunktionen sind in Abbildung 5.51 dargestellt. Der Vergleich zeigt, dass die vereinfachte Übertragungsfunktion das Verhalten

des Systems im Signalband bis 1kHz sehr gut nachbildet. Die gleiche Übertragungsfunktion gilt auch für das Rauschen des Integrators N_1 . Das Ergebnis zeigt auch, dass N_1 und U_{SOLL} nur verzögert und mit einem Faktor skaliert werden, aber keine spektrale Formung erfahren.

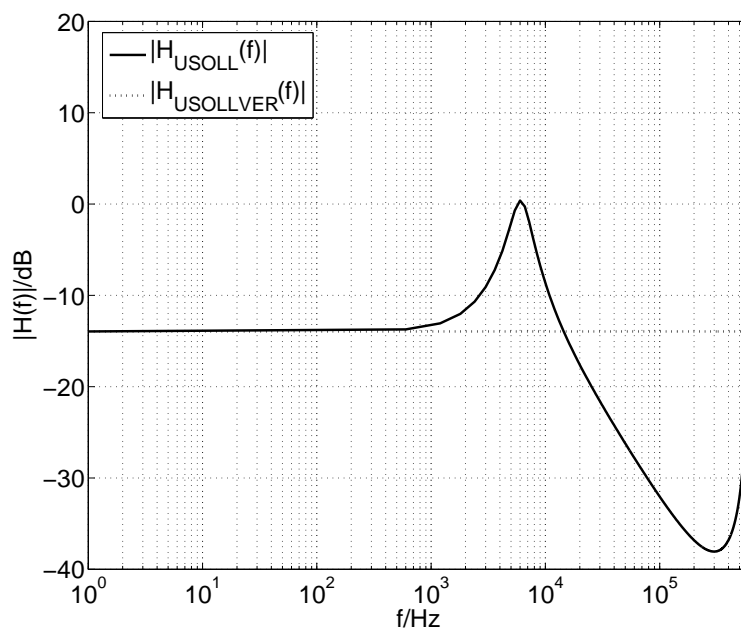


Abbildung 5.51: Vergleich der Amplitudenfrequenzgänge der normalen und der vereinfachten Übertragungsfunktion für U_{SOLL}

Im nächsten Schritt wird die vereinfachte Übertragungsfunktion des Rauschens des zweiten Integrators H_{N2VER} mit der entsprechenden Originalfunktion H_{N2} verglichen:

$$H_{N2}(z) = \frac{\frac{K_{V12}K_{V2}G}{z-1}}{1 + \frac{K_{V2}G}{z-1} + \frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C(z-1)^2(1 + \frac{4L_G(z-1)}{R_G T_S(z+1)})}} \quad (5.7.47)$$

$$H_{N2VER}(z) = \frac{z-1}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{K_{V11}4L_G} \quad (5.7.48)$$

Abbildung 5.52 zeigt die Amplitudenfrequenzgänge der beiden Übertragungsfunktionen. Auch bei diesem Vergleich kann man erkennen, dass die vereinfachte Übertragungsfunktion das Verhalten im Signalband sehr gut nachbildet. Außerdem zeigt der Verlauf, dass N_2 eine spektrale Formung erfährt und im Signalband wesentlich stärker gedämpft wird als

N_1 . Dieses Verhalten entspricht dem eines normalen SDM 2. Ordnung ohne Sensor in der Rückkopplung.

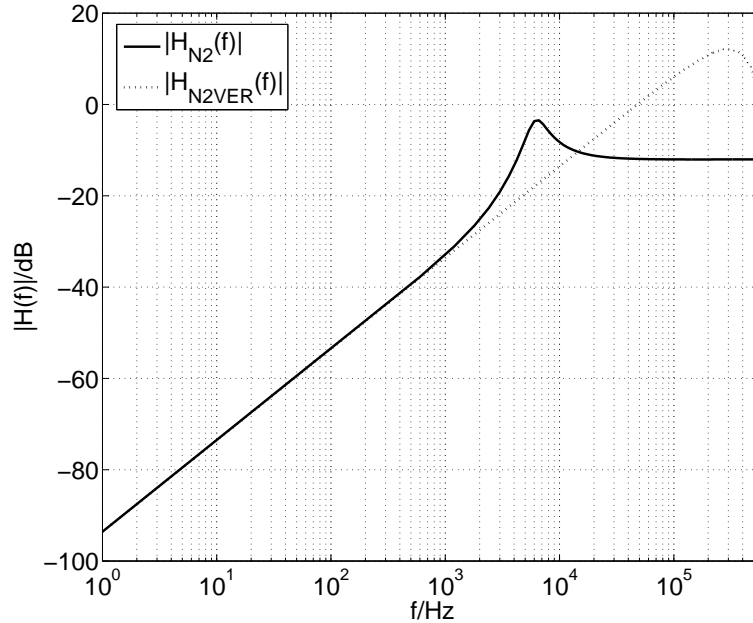


Abbildung 5.52: Vergleich der Amplitudenfrequenzgänge der normalen und der vereinfachten Übertragungsfunktion für N_2

Abschließend werden noch die beiden Übertragungsfunktionen für das Rauschen des Widerstandes N_R miteinander verglichen:

$$H_{NR}(z) = -\frac{\frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G4L_G}{R_{REF}\pi R_G C(z-1)^2(1+\frac{4L_G(z-1)}{R_G T_S(z+1)})}}{1 + \frac{K_{V2}G}{z-1} + \frac{K_{V11}K_{V12}K_{V2}G4L_G}{2R_{REF}\pi R_G C(z-1)^2(1+\frac{4L_G(z-1)}{R_G T_S(z+1)})}} \quad (5.7.49)$$

$$H_{NRVER}(z) = -\frac{1}{z^2}2 \quad (5.7.50)$$

Das Ergebnis dieses Vergleichs ist in Abbildung 5.53 dargestellt. Es zeigt, dass die vereinfachte Übertragungsfunktion zur Modellierung des Rauschens im Signalband geeignet ist.

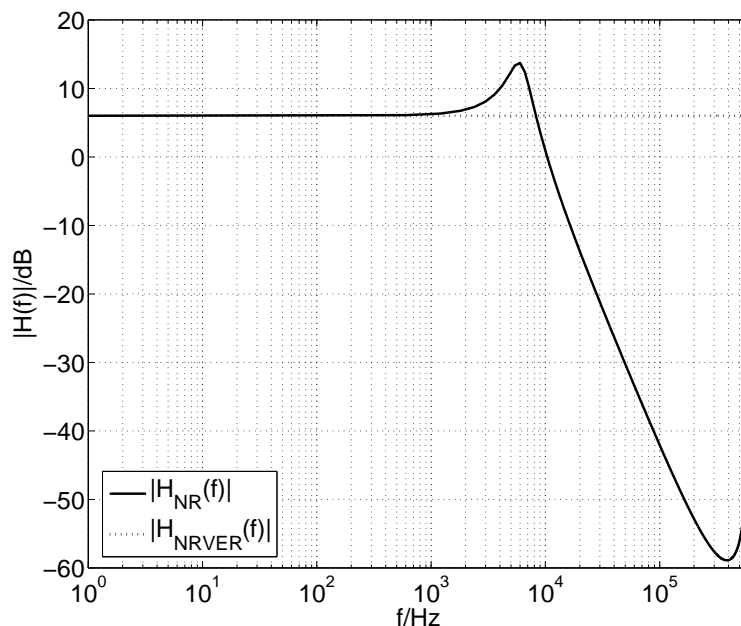


Abbildung 5.53: Vergleich der Amplitudenfrequenzgänge der normalen und der vereinfachten Übertragungsfunktion für N_R

Das Ergebnis der Vereinfachung zeigt, dass sich das Rauschen des Widerstandes $N_R(z)$ sowie das Rauschen des ersten Integrators $N_1(z)$ direkt auf den Ausgang auswirken und nur skaliert, aber nicht gefiltert werden. Das Rauschen des zweiten Integrators $N_2(z)$ erfährt hingegen eine Filterung mit $(z - 1)/z^2$ und hat deshalb kaum einen Einfluss auf das Ausgangssignal $U_{OUTSDM}(z)$. In den folgenden Abschnitten werden nun die einzelnen Rauschanteile berechnet und in die Systemsimulation eingebaut.

5.7.6.1 Widerstandsrauschen

Die spektrale Rauschleistungsdichte $S_R(f)$ am Widerstand lässt sich folgendermaßen beschreiben:

$$S_R(f) = 4kTR_{REF} \quad (5.7.51)$$

Die Bandbreite des Rauschens wird zuerst vom Sensor begrenzt, was dafür sorgt, dass bei der anschließenden Spitzenwertabtastung kein hochfrequentes Rauschen heruntergemischt wird. Am Ende wird die Bandbreite noch einmal durch den Digitalfilter begrenzt.

Um die durch den Widerstand hervorgerufene Rauschleistung P_R abschätzen zu können, wird $S_R(f)$ mit dem durch die Übertragungsfunktion hervorgerufenen Skalierungsfaktor multipliziert und bis zur Nyquistfrequenz $f_N = 2kHz$ integriert:

$$P_R = 2 \cdot 4kTR_{REF}f_N \quad (5.7.52)$$

Aus der Quantisierungsrauschleistung P_{QS} , der Rauschleistung P_R und der Signalleistung P_S lässt sich nun der SNR berechnen:

$$SNR = \frac{P_S}{P_{QS} + P_R} \quad (5.7.53)$$

$$SNR = 23,7527dB \quad (5.7.54)$$

Das Ergebnis zeigt, dass das Widerstandsrauschen kaum einen Einfluss auf den SNR hat, da es wesentlich kleiner als das Quantisierungsrauschen ist. Der Grund dafür liegt vor allem in der niedrigen Bandbreite.

Um den Einfluss des Widerstandsrauschens in der Systemsimulation berücksichtigen zu können, wird eine normalverteilte Rauschquelle mit der Varianz 1 verwendet, deren Ausgangswert mit einem Faktor F_R skaliert wird [32]. Das Ziel ist, dass die spektrale Leistungsdichte am Ausgang dieses Modells der theoretischen Rauschleistungsdichte $S_R(f)$ am Widerstand entspricht. Das Problem besteht darin, dass unter SIMULINK nur abgetastete Rauschquellen zur Verfügung stehen. Das bedeutet, dass die Rauschleistung auf die durch die Abtastrate vorgegebene Bandbreite verteilt werden muss, um daraus den Faktor F_R berechnen zu können.

$$var \cdot F_R^2 = \sigma^2 F_R^2 = P_R = S_R BW_{SIM} \quad (5.7.55)$$

$$var = 1 \quad (5.7.56)$$

$$\Rightarrow F_R = \sqrt{S_R BW_{SIM}} \quad (5.7.57)$$

Für die Simulation wurde eine Bandbreite von $BW_{SIM} = 10MHz$ gewählt. Sie liegt damit signifikant oberhalb der Systembandbreite, aber nicht so hoch, um die Simulation zu stark zu verzögern. Das Ergebnis der Simulation bestätigt das Ergebnis der theoretischen Berechnung. Das Widerstandsrauschen hat kaum einen Einfluss auf den SNR des Systems.

$$SNDR = 14,7343dB \quad (5.7.58)$$

5.7.6.2 Rauschen des ersten Integrators

An einem SC-Integrator gibt es drei wichtige Rauschquellen. Das Abtauschen beim Abtasten der Eingangsspannung, das Abtauschen in der Ladungstransferphase und das Verstärkerrauschen.

Das Abtauschen am Eingang lässt sich durch die in Abbildung 5.54 dargestellte Ersatzschaltung modellieren. Der Schalttransistor wird darin durch eine Rauschquelle U_N und einen Widerstand R_S nachgebildet [17].

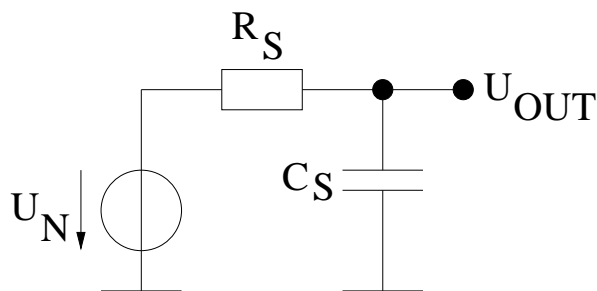


Abbildung 5.54: Ersatzschaltung für das Abtauschen am Eingang

Das Rauschen des Widerstandes wird durch den Tiefpassfilter aus R_S und C_S bandbegrenzt. Beim Abschalten des Transistors wird dann die gesamte Rauschleistung P_{NSE} ins Basisband gemischt. Zur Berechnung dieser Leistung wird zuerst die äquivalente Rauschbandbreite f_{EQ} für Systeme mit einer Polstelle und weißem Rauschen hergeleitet [35]. Dazu wird das Integral über dem Produkt aus der Rauschleistungsdichte S_N und der Übertragungsfunktion H eines Systems mit einer Polstelle gleich dem Produkt von S_N und der

äquivalenten Bandbreite f_{EQ} gesetzt und nach f_{EQ} aufgelöst:

$$S_N f_{EQ} = \int_0^\infty |H(f)|^2 S_N df \quad (5.7.59)$$

$$S_N f_{EQ} = \int_0^\infty \frac{1}{1 + (\frac{f}{f_G})^2} S_N df \quad (5.7.60)$$

$$f_{EQ} = \int_0^\infty \frac{1}{1 + (\frac{f}{f_G})^2} df \quad (5.7.61)$$

$$f_{EQ} = f_G [\arctan(\frac{f}{f_G})]_0^\infty [20] \quad (5.7.62)$$

$$f_{EQ} = f_G \frac{\pi}{2} \quad (5.7.63)$$

Mit Hilfe von f_{EQ} lässt sich nun P_{NSE} berechnen:

$$P_{NSE} = 4kTR_S \frac{\pi}{2} \frac{1}{2\pi R_S C_S} \quad (5.7.64)$$

$$P_{NSE} = \frac{kT}{C_S} \quad (5.7.65)$$

Da der erste Integrator zwei Eingänge besitzt und es sich um eine differenzielle SC-Schaltung handelt, vervierfacht sich dieser Wert. Die Kapazität hat eine Größe von $C_S = 0,5pF$. Daraus lässt sich nun die gesamte durch das Sampling der Eingangsspannung hervorgerufene Rauschleistung P_{NSEG} am ersten Integrator ermitteln:

$$P_{NSEG} = \frac{4kT}{C_S} \quad (5.7.66)$$

Im nächsten Schritt wird das Abtauschen in der Ladungstransferphase berechnet. Dazu wird das in Abbildung 5.55 dargestellte Ersatzschaltbild verwendet [17]. Da der verwendete OTA eine relativ hohe Verstärkung besitzt, wird angenommen, dass der Ausgangswiderstand R_{OUT} unendlich groß ist. Für die Berechnung der Übertragungsfunktion kann er deshalb vernachlässigt werden. R_S ist hingegen relativ klein und wird deshalb für die Berechnung 0 gesetzt:

$$0 = (U_N + U_D)C_S s + (U_{OUT} + U_D)C_I s \quad (5.7.67)$$

$$g_m U_D = (U_{OUT} + U_D)C_I s + U_{OUT} C_L s \quad (5.7.68)$$

$$\Rightarrow \frac{U_{OUT}}{U_N} = -\frac{C_S}{C_I} \frac{1 - s \frac{C_I}{g_m}}{1 + s \frac{C_S + C_L + C_L \frac{C_S}{C_I}}{g_m}} \quad (5.7.69)$$

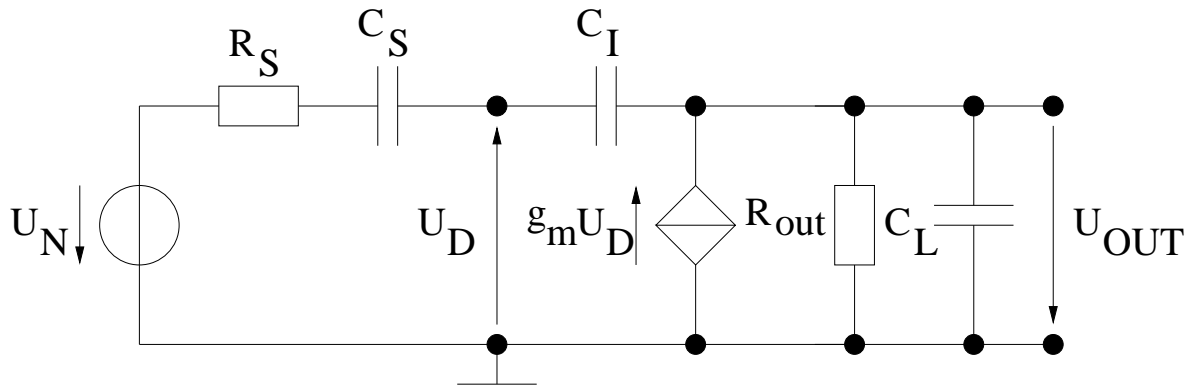


Abbildung 5.55: Ersatzschaltung für das Abtauschen in der Ladungstransferphase

Das Ergebnis zeigt, dass die Übertragungsfunktion sowohl eine Pol- als auch eine Nullstelle besitzt. Dabei ist zu beachten, dass die Abtastkapazitäten in der Ladungstransferphase parallel geschaltet sind und sich der Wert für C_S deshalb verdoppelt. Die Gesamtkapazitäten sind aber in etwa gleich groß, so dass sich Pol- und Nullstelle gegenseitig aufheben:

$$C_I = 5pF \quad (5.7.70)$$

$$C_S + C_L + C_L \frac{C_S}{C_I} = 2 \cdot 0,5pF + 3pF + 0,1 \cdot 3pF = 4,3pF \quad (5.7.71)$$

Die Bandbegrenzung erfolgt also auch in der Ladungstransferphase durch den aus R_S und C_S gebildeten Tiefpass am Eingang. Damit lässt sich nun die gesamte durch das Abtasten in der Ladungstransferphase hervorgerufene Rauschleistung P_{NSLG} am ersten Integrator ermitteln. Das Ergebnis zeigt, dass dieser Rauschanteil wesentlich kleiner ist, als das durch das Abtasten am Eingang hervorgerufene Rauschen:

$$P_{NSLG} = \frac{2kT}{2C_S} \quad (5.7.72)$$

Die letzte Rauschquelle am ersten Integrator, deren Einfluss berechnet werden muss, ist der Verstärker. Dabei lassen sich zwei Mechanismen unterscheiden, das $1/f$ -Rauschen und das thermische Rauschen. Zur Unterdrückung des Offsets und des $1/f$ -Rauschens wurde die SC-Schaltung mit einer Offsetkompensation durch Spannungsaddition ausgestattet [36]. Mit Hilfe dieser Kompensation wird das $1/f$ -Rauschen praktisch vollständig unterdrückt und kann bei dieser Berechnung deshalb vernachlässigt werden. Abbildung 5.56 zeigt die

Ersatzschaltung zur Berechnung der Übertragungsfunktion des Verstärkerrauschens zum Ausgang. Der Ausgangswiderstand R_{OUT} wird für die Berechnung wieder vernachlässigt:

$$0 = (U_D - U_N)C_S s + (U_{OUT} - U_N + U_D)C_I s \quad (5.7.73)$$

$$g_m U_D = (U_{OUT} - U_N + U_D)C_I s + U_{OUT} C_L s \quad (5.7.74)$$

$$\Rightarrow \frac{U_{OUT}}{U_N} = \left(1 + \frac{C_S}{C_I}\right) \frac{1}{1 + s \frac{C_S + C_L + C_L \frac{C_S}{C_I}}{g_m}} \quad (5.7.75)$$

Das thermische Rauschen eines OTA wird hauptsächlich von seinen beiden Eingangstran-

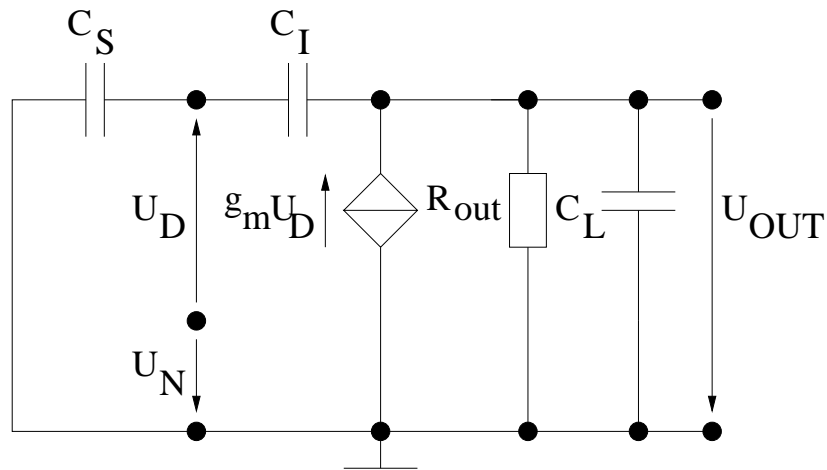


Abbildung 5.56: Ersatzschaltung für das Verstärkerrauschen

sistoren bestimmt. Der Einfluss der restlichen Transistoren wird durch einen Komplexitätsfaktor $C_{KOMPL} = 2$ einbezogen. Der excess noise factor wurde für die verwendete $0,8\mu m$ -Technologie mit 1,5 abgeschätzt, da es sich nicht um Kurzkanaltransistoren handelt. Unter diesen Randbedingungen ergibt sich der folgende Zusammenhang für die eingangsbezogene Rauschleistungsdichte S_{NAE} eines OTA, bei dem sich die Eingangstransistoren in strong inversion befinden [36]:

$$S_{NAE} = 2 \cdot 2 \cdot 1,5 \frac{8kT}{3g_m} \quad (5.7.76)$$

Mit Hilfe der äquivalenten Bandbreite kann daraus die eingangsbezogene Rauschleistung

P_{NAE} berechnet werden:

$$\omega_G = \frac{g_m}{C_S + C_L + C_L \frac{C_S}{C_I}} \quad (5.7.77)$$

$$\Rightarrow f_{EQ} = \frac{\omega_G}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{1}{4} \cdot \frac{g_m}{C_S + C_L + C_L \frac{C_S}{C_I}} \quad (5.7.78)$$

$$P_{NAE} = S_{NA} f_{EQ} \quad (5.7.79)$$

$$P_{NAE} = \frac{1,5 \cdot 8kT}{3(C_S + C_L + C_L \frac{C_S}{C_I})} \quad (5.7.80)$$

$$P_{NAE} = 3,85 \cdot 10^{-9} V^2 \quad (5.7.81)$$

Unter Berücksichtigung des Verstärkungsfaktors aus der Übertragungsfunktion lässt sich nun die durch den Verstärker hervorgerufene Rauschleistung P_{NAINT} am Ausgang des ersten Integrators berechnen:

$$P_{NAINT} = \left(1 + \frac{C_S}{C_I}\right)^2 P_{NAE} \quad (5.7.82)$$

$$P_{NAINT} = \left(1 + \frac{C_S}{C_I}\right)^2 \frac{1,5 \cdot 8kT}{3(C_S + C_L + C_L \frac{C_S}{C_I})} \quad (5.7.83)$$

Um die Rauschleistung auf den Eingang des Integrators zu beziehen, wird sie durch das Quadrat der Signalverstärkung geteilt:

$$P_{NAINTE} = \frac{\left(1 + \frac{C_S}{C_I}\right)^2}{\left(\frac{C_S}{C_I}\right)^2} \frac{1,5 \cdot 8kT}{3(C_S + C_L + C_L \frac{C_S}{C_I})} \quad (5.7.84)$$

Nun kann die durch den ersten Integrator am Ausgang des SDM erzeugte Rauschleistung P_{NINT1} berechnet werden. Dazu werden die verschiedenen Rauschanteile addiert und mit dem Quadrat des Skalierungsfaktors aus der Übertragungsfunktion vom Eingang des Integrators zum Ausgang des SDM multipliziert. Um die Unterdrückung der hochfrequenten Rauschanteile durch den Digitalfilter in die Berechnung einzubeziehen, wird die Leistung mit einem zusätzlichen Faktor $\frac{f_N}{f_A}$ multipliziert:

$$P_{NINT1} = \left(2 \frac{\pi R C R_{REF}}{4L}\right)^2 \cdot \frac{f_N}{f_A} \cdot (P_{NSEG} + P_{NSLG} + P_{NAINTE}) \quad (5.7.85)$$

Damit lässt sich nun der neue SNR des Systems berechnen:

$$SNR = \frac{P_S}{P_{QS} + P_R + P_{INT1}} \quad (5.7.86)$$

$$SNR = 22,3059dB \quad (5.7.87)$$

Das Ergebnis zeigt, dass das Rauschen des ersten Integrators einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf den SNR hat. Der SNR ist jedoch immer noch weit von dem Mindestwert von 6dB entfernt, so dass die Spezifikation sicher erfüllt wird. Den größten Anteil an der Rauschleistung des ersten Integrators hat dabei der Verstärker.

Um den Einfluss des Rauschens des ersten Integrators in der Systemsimulation zu modellieren, wird am Eingang des Integrators eine normalverteilte Zufallszahl mit einer Varianz von 1 addiert, welche mit einem Faktor F_{INT1} multipliziert wird [32]:

$$var \cdot F_{INT1}^2 = \sigma^2 F_{INT1}^2 = P_{NSEG} + P_{NSLG} + P_{NAINTE} \quad (5.7.88)$$

$$var = 1 \quad (5.7.89)$$

$$\Rightarrow F_{INT1} = \sqrt{P_{NSEG} + P_{NSLG} + P_{NAINTE}} \quad (5.7.90)$$

Die Simulation hat folgenden SNDR geliefert:

$$SNDR = 14,3760dB \quad (5.7.91)$$

Das Simulationsergebnis zeigt genau wie die theoretische Berechnung, dass das Rauschen des ersten Integrators einen kleinen Einfluss auf den SNDR hat. Die Spezifikation wird aber weiterhin erfüllt.

5.7.6.3 Rauschen des zweiten Integrators

An Hand der Übertragungsfunktion kann man erkennen, dass das Rauschen des zweiten Integrators mit einem Filter erster Ordnung geformt wird. Das bedeutet, dass sein Einfluss wesentlich geringer ist als der des ersten Integrators. In der theoretischen Berechnung wird das Rauschen des zweiten Integrators deshalb vernachlässigt. Um diesen Effekt nachzuweisen, wird in der Systemsimulation auch am zweiten Integrator eine Rauschquelle eingebaut.

$$SNDR = 14,8727dB \quad (5.7.92)$$

Das Simulationsergebnis bestätigt die theoretische Vorhersage, dass das Rauschen des zweiten Integrators kaum Einfluss auf den SNDR hat.

5.7.7 Rauschen in der PLL

Da die SC-Schaltung eine Spitzenwertabtastung durchführt und das Signal in diesem Punkt den Anstieg 0 hat, ist der Jittereinfluss der PLL in erster Näherung vernachlässigbar. Ausserdem ist er auch theoretisch sehr schwer herzuleiten. Aus diesem Grund wird der Einfluss nur in der Systemsimulation überprüft. Dazu wird das Rauschen des Stromquellenwiderstandes und das Rauschen des großen Widerstandes im Loopfilter in die Simulation einbezogen. Das Rauschen des Stromquellenwiderstandes lässt sich einfach als additive Spannung am Eingang des VCO modellieren. Beim Loopfilterwiderstand ist es etwas komplizierter, da das Rauschen gefiltert wird. Die entsprechende Ersatzschaltung ist in Abbildung 5.57 dargestellt.

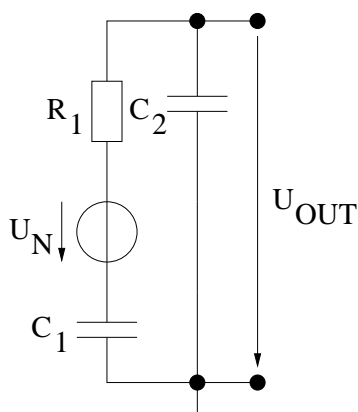


Abbildung 5.57: Ersatzschaltung für das Rauschen des Loopfilterwiderstandes

$$\frac{U_{OUT}}{U_N} = \frac{1}{R_1 C_2 s + \frac{C_2}{C_1 + C_2}} \quad (5.7.93)$$

Inklusive dieser Rauschquellen ergibt sich im Ergebnis der Simulation für das Gesamtsystem der folgende SNDR:

$$SNDR = 12,9651dB \quad (5.7.94)$$

Das Ergebnis zeigt, dass das Rauschen der PLL durchaus Einfluss auf das Systemverhalten hat. Es führt jedoch nicht dazu, dass die Spezifikation nicht eingehalten wird.

Am Ende des Systementwurfs wird die Genauigkeit des Systems noch einmal überprüft, indem die gefilterten Ausgangswerte des Systems U_{OUTIIR} für 6mm und $6,06\text{mm}$ verglichen werden. Das Ergebnis, welches in Abbildung 5.58 dargestellt ist, zeigt, dass es keine durch Rauschen verursachte Überlappung gibt. Das heißt, dass diese Targetabstände klar voneinander unterschieden werden können.

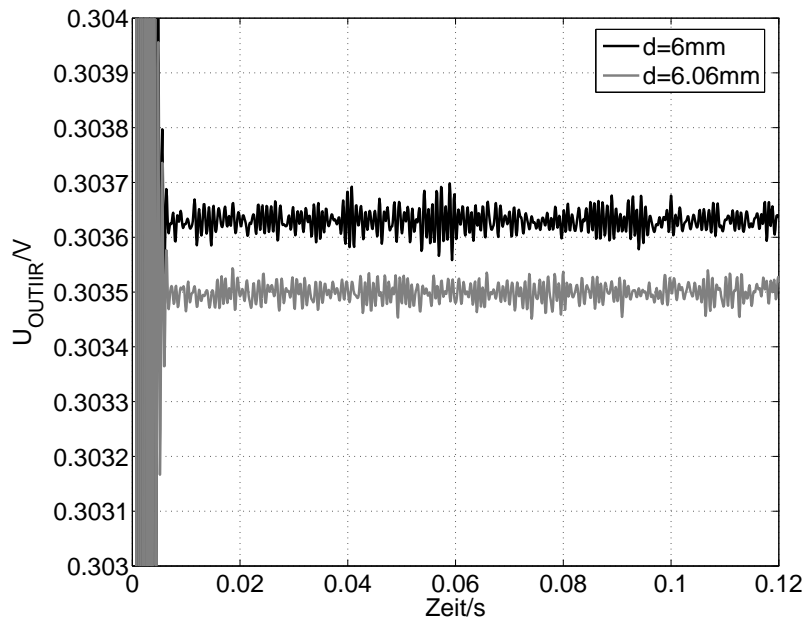


Abbildung 5.58: Vergleich der gefilterten Ausgangsspannungen des Systems U_{OUTIIR} bei verschiedenen Targetabständen unter Einbeziehung aller Rauschquellen

6 Schaltungsentwurf

Die Schaltungen wurden in der L08-Technologie des IMS gebaut. Dabei handelt es sich um eine $0,8\mu\text{m}$ -CMOS-Technologie mit 3 Metallebenen und einer Polysiliziumebene. In der Technologie sind sowohl lineare Kondensatoren als auch Hochvolttransistoren und EEPROMs realisierbar. Aus diesem Grund ist die Technologie sehr gut für die Entwicklung von Produkten im Bereich der Automatisierungstechnik geeignet.

6.1 Schaltungsentwurf des Oszillators

In Abbildung 6.1 ist die Schaltung des Oszillators abgebildet. Um eine möglichst hohe Störunterdrückung zu erhalten, wurde eine voll differenzielle Konfiguration ausgewählt. Den Kern der Schaltung bildet die Brückenschaltung aus den Transistoren T1 bis T4. Sie haben die Aufgabe, den Tailstrom I_{IN} phasenrichtig in den Schwingkreis einzuspeisen. Der Tailstrom muss sehr genau und möglichst unabhängig von der Schwingungsamplitude sein. Aus diesem Grund wurde ein Kaskodenstromspiegel (T5-T8) mit einem zusätzlichen „gain-boosting“-Verstärker GB1 verwendet [43]. Dieser Stromspiegel sorgt dafür, dass der eingespeiste Referenzstrom um den Faktor 10 erhöht und mit einem sehr hohen Ausgangswiderstand in den Schwingkreis eingespeist wird. Auf der Versorgungsspannungsseite gibt es eine entsprechende Stromquelle aus den PMOS-Transistoren T9 und T10 sowie dem „gain-boosting“-Verstärker GB2. Die Gatespannung des Stromquellentransistors T9 wird dabei durch die Common-Mode-Feedback-Schaltung CMFB so geregelt, dass die Gleichtaktspannung an den Punkten SENSP und SENSN gleich der Spannung U_{CM} ist. Zusätzlich zur normalen Brückenschaltung gibt es noch einen Dummy-Pfad aus den Transistoren

SENSP und SENSN in einen proportionalen Strom umgewandelt. Diese Ströme werden am Knoten K addiert, um das Common-Mode-Signal zu erhalten. Dieser Strom wird anschließend mit Hilfe des Stromspiegels T4-T5 in den Ausgangszweig gespiegelt und gleichzeitig halbiert. Dort wird er mit einem Referenzstrom verglichen, der mit Hilfe der Sollspannung U_{CM} und dem Sourcefolger T3-R3 gebildet wurde, so dass eine Ausgangsspannung zur Ansteuerung der PMOS-Stromquelle im Oszillator entsteht. Bei den Transistoren T1-T3 handelt es sich um „depletion“-NMOS-Transistoren. Dadurch erreicht man einen sehr großen Aussteuerbereich am Oszillator, ohne dass die CMFB-Schaltung in die Begrenzung gerät. Das Konzept bietet einige Vorteile im Vergleich zu anderen Schaltungen. Im Vergleich zu einem CMFB mit Widerstandsteiler am Eingang wird der Schwingkreis bei dieser Schaltung nicht resistiv belastet. Das ist bei dieser Applikation besonders wichtig, da die Information über den Targetabstand im Dämpfungswiderstand steckt. Die Sourcefolger aus „depletion“-Transistoren und Widerständen sorgen wiederum dafür, dass die Schaltung auch mit sehr niedrigen Eingangsspannungen noch linear arbeiten kann. Mit Hilfe der Widerstände kann außerdem die Verstärkung des CMFB-Regelkreises so beeinflusst werden, dass das System stabil ist.

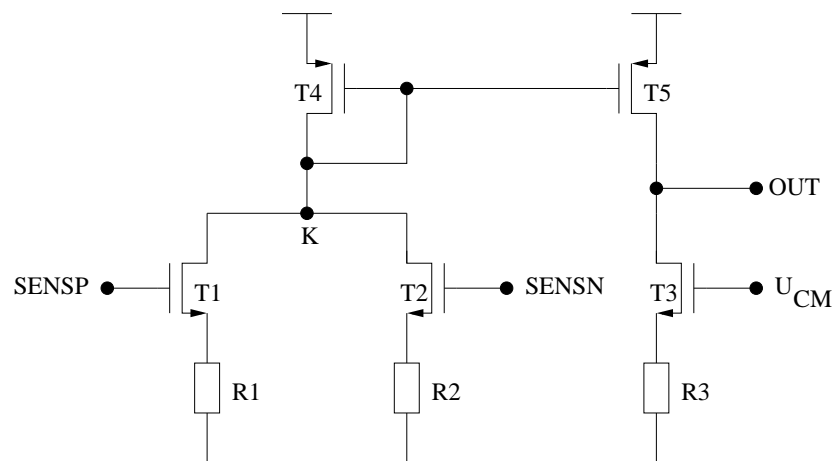


Abbildung 6.2: CMFB-Schaltung des Oszillators

In Abbildung 6.3 ist die Schaltung des Verstärkers A1 dargestellt, der als zweite Stufe des Oszillators verwendet wird. Es handelt sich dabei um einen „single-ended-folded-cascode“-

Verstärker [36]. Diese Struktur wurde ausgewählt, da sie eine relativ hohe Verstärkung bietet und sehr einfach durch eine externe Lastkapazität kompensiert werden kann. Das ist wichtig, da der Verstärker in anderen Schaltungsteilen auch rückgekoppelt verwendet wird und nicht wie hier als Komparator.

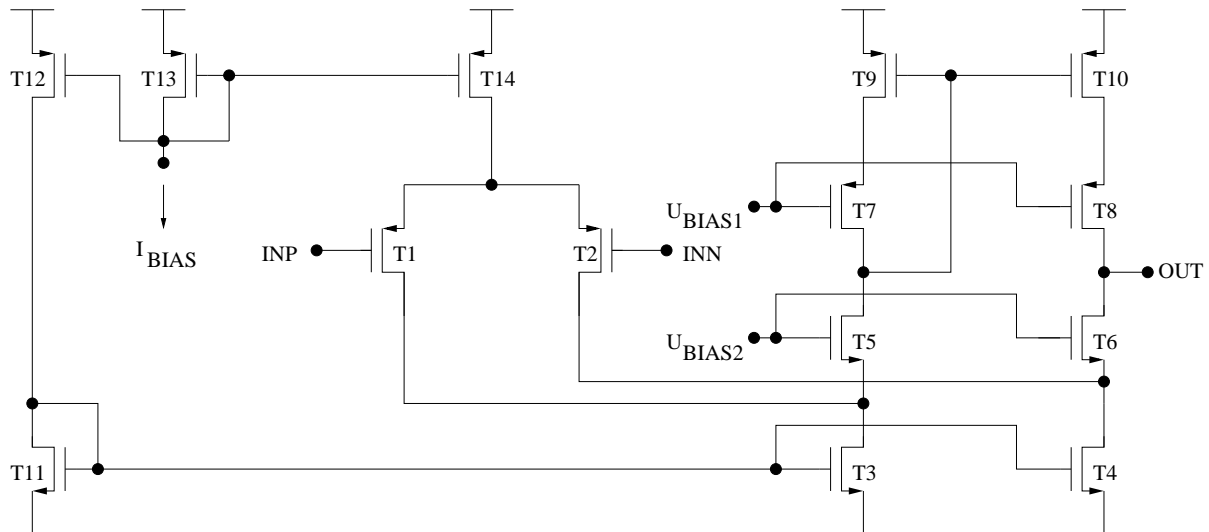


Abbildung 6.3: „single-ended-folded-cascode“-Verstärker

In den Abbildungen 6.4 und 6.5 sind die „gain-boosting“-Verstärker GB1 und GB2 dargestellt. Es handelt sich um einfache OTA-Strukturen. Ihr Vorteil besteht darin, dass sie sehr einfach zu bauen sind und bis auf den Biasstrom keine zusätzlichen Ströme oder Spannungen benötigen. Außerdem verhalten sie sich in erster Näherung wie ein einpoliges System und lassen sich somit einfach durch eine Lastkapazität kompensieren. Da die Eingangsspannungen der Verstärker jeweils sehr nahe an den Versorgungsspannungen liegen, wurde GB1 mit einer PMOS- und GB2 mit einer NMOS-Eingangsstufe ausgeführt. Außerdem lässt sich mit dieser Struktur der benötigte Arbeitspunkt realisieren, was mit einer einfachen Differenzstufe nicht möglich ist, da die Ausgangsspannung bei GB1 wesentlich größer und bei GB2 wesentlich kleiner als die Eingangsspannung ist.

In Abbildung 6.6 sind die Ergebnisse einer Simulation der Oszillatorschaltung im Gesamtsystem dargestellt. Die Spannung an den Punkten SENSP und SENSN zeigt die

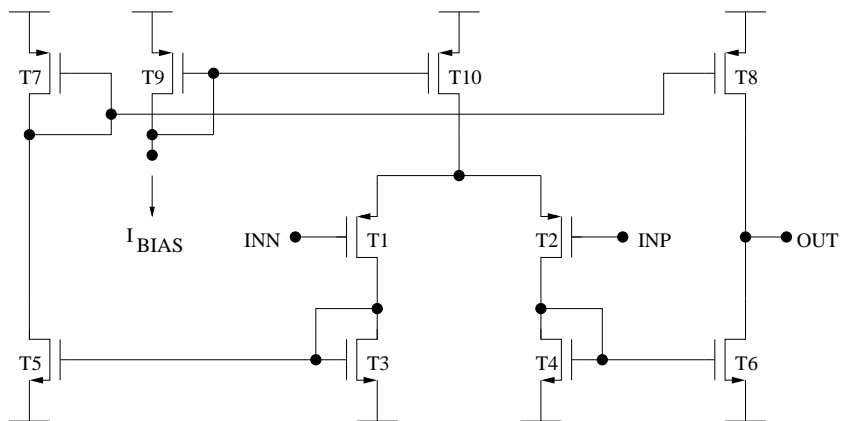


Abbildung 6.4: „Gain-Boosting“-Verstärker GB1

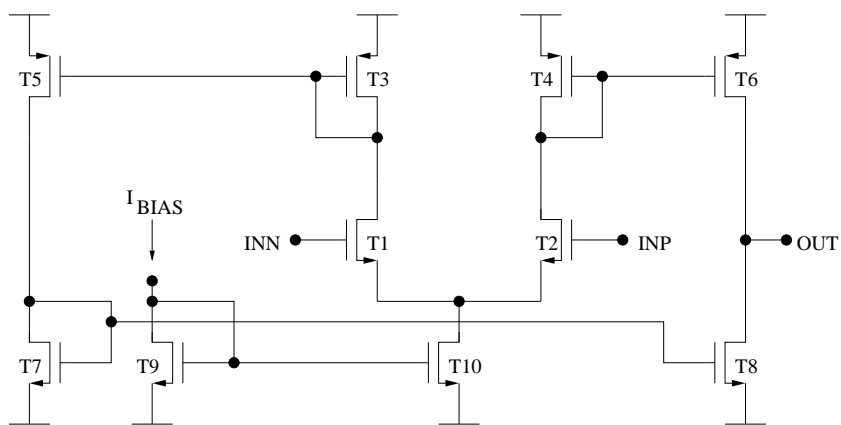


Abbildung 6.5: „Gain-Boosting“-Verstärker GB2

differenzielle sinusförmige Aussteuerung am Schwingkreis. Wenn der SDM eine 1 liefert ($U_{OUTSDM} = 5V$), wird der Tailstrom phasenrichtig in den Schwingkreis eingespeist (INP1 und INP2). Für den Fall, dass der Ausgang des SDM 0 ist ($U_{OUTSDM} = 0V$), fließt der Strom durch den Dummy-Pfad ($DP = 5V$).

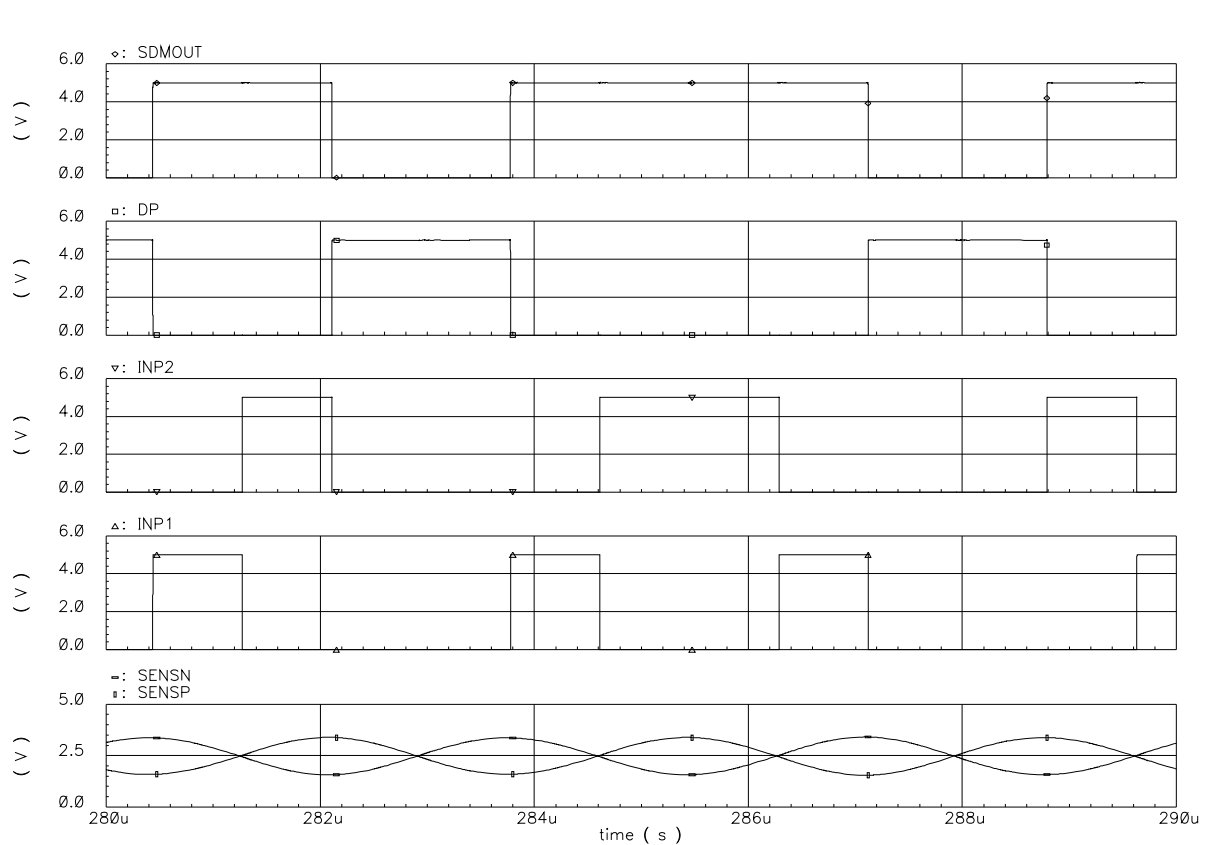


Abbildung 6.6: Simulationsergebnisse am Oszillator

6.2 Schaltungsentwurf SDM

Der SDM wurde als voll differentielle SC-Schaltung ausgeführt. Die SC-Schaltung hat den Vorteil, dass sich Spitzenwertabtastung, Sollwertsubtraktion und Integration in einem Block durchführen lassen. Die voll differentielle Anordnung erhöht die Unempfindlichkeit gegenüber Störungen. In Abbildung 6.7 ist die Schaltung des SDM dargestellt.

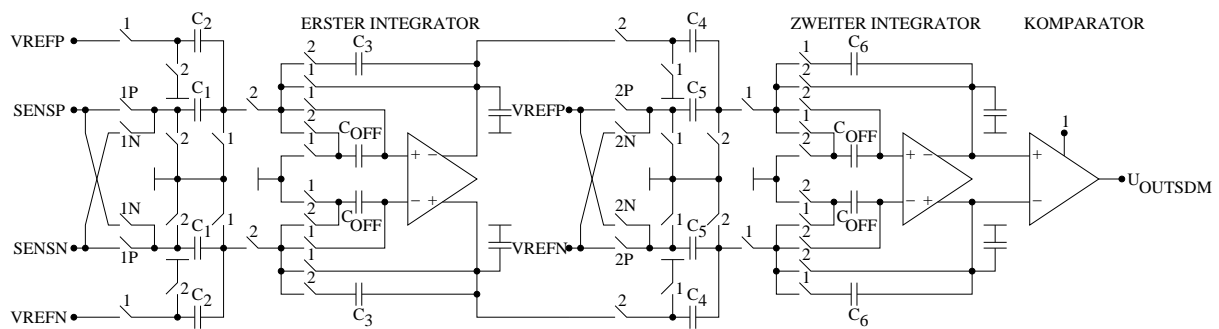


Abbildung 6.7: Gesamtschaltung des SDM

Die SC-Schaltung wird mit den beiden nicht überlappenden Takten 1 und 2 angesteuert. An den Punkten SENS_P und SENS_N wird der Oszillator angeschlossen. Mit Hilfe der Kapazität C_1 wird die Spitzenwertabtastung durchgeführt. Da die SC-Schaltung mit der doppelten Frequenz des Oszillators betrieben wird, treten zwischen den Punkten SENS_P und SENS_N sowohl positive als auch negative Spannungen auf. Die Takte 1P und 1N sorgen dafür, dass die Eingangsspannung immer mit dem richtigen Vorzeichen aufintegriert wird. Der Sollwert wird mit Hilfe der Referenzspannungen VREF_P und VREF_N sowie des Verhältnisses C_2/C_3 eingestellt. Während der Samplingphase 1 wird am ersten Verstärker ein „autozeroing“ durchgeführt [36]. Dabei wird der Verstärker voll gegengekoppelt und das Offset und niederfrequentes Rauschen werden auf den Kapazitäten C_{OFF} gespeichert. Während der Ladungstransferphase 2 werden die Kapazitäten C_{OFF} mit umgekehrter Polung in den Verstärkereingang geschaltet, so dass die Offsetspannung abgezogen wird. Der zweite Integrator wird invertiert angesteuert. Das bedeutet, während der Ladungstransferphase 2 des ersten Integrators werden am zweiten Integrator „autozeroing“ und Sampling durchgeführt. In Phase 1 erfolgt dann der Ladungstransfer am 2. Integrator sowie der Vergleich am getakteten Komparator.

In Abbildung 6.8 ist die Schaltung der Verstärker dargestellt. Es handelt sich um einen „Fully-Differential-Folded-Cascode“-Verstärker. Die Biasspannungen für die Kaskodetransistoren T5-T8 werden von außen zugeführt. Außerdem besitzt der Verstärker eine externe SC-CMFB-Schaltung, die die Transistoren T3 und T4 ansteuert, um die Ausgangsgleichtaktspannung einzustellen.

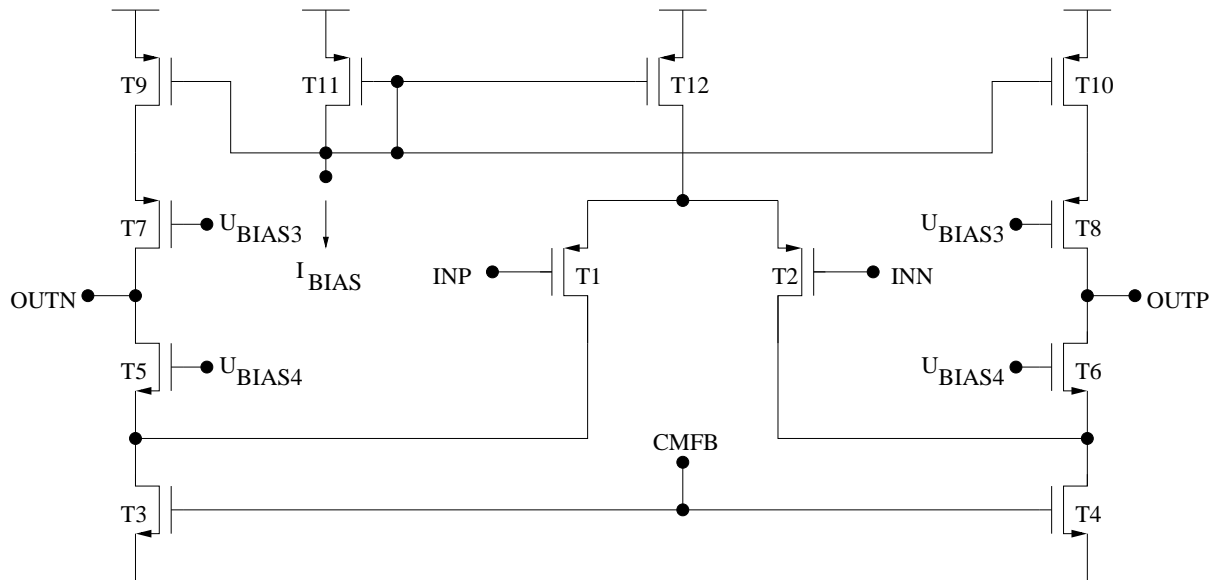


Abbildung 6.8: Fully-Differential-Folded-Cascode-Verstärker

Die Verstärker müssen die in Abschnitt 5.7 erarbeiteten Spezifikationswerte bezüglich Verstärkung, Slew-Rate, Bandbreite und Rauschen erfüllen.

Zuerst wird der Tailstrom I_T bestimmt, der nötig ist, um die Anforderungen an Slew-Rate SR und Bandbreite GBW zu erfüllen. Um den minimalen Strom abzuschätzen, der nötig ist, um die Anforderungen an die Bandbreite zu erfüllen, wird eine „worst-case“-Abschätzung durchgeführt. Die maximale Steilheit g_m bei einem bestimmten Strom erreicht ein MOS-Transistor im „weak-inversion“-Bereich. Die Bandbreite eines OTA hängt wiederum von der Steilheit und der äquivalenten Kapazität C_{EQ} ab. Aus diesen Zusammenhängen lässt sich der Mindeststrom für eine bestimmte Bandbreite bestimmen. Für

den „weak-inversion-slope-factor“ wurde der „worst-case“-Wert $n = 3$ gewählt [36]:

$$GBW = \frac{g_m}{C_{EQ}} [36] \quad (6.2.1)$$

$$C_{EQ} = C_S + C_L + C_L \frac{C_S}{C_I} \quad (6.2.2)$$

$$g_m = \frac{I_T}{2 \cdot n \cdot V_{TH}} [44] \quad (6.2.3)$$

$$I_T = GBW \cdot C_{EQ} \cdot 2 \cdot n \cdot V_{TH} \quad (6.2.4)$$

$$I_T = 20MHz \cdot 5,6pF \cdot 2 \cdot 3 \cdot 25mV \quad (6.2.5)$$

$$I_T = 16,8\mu A \quad (6.2.6)$$

Aus der Spezifikation für die Slew-Rate lässt sich ebenfalls ein minimaler Wert für den Tailstrom ableiten:

$$SR = \frac{I_T}{C_L + C_I} \quad (6.2.7)$$

$$I_T = 10 \frac{V}{\mu s} \cdot 8pF \quad (6.2.8)$$

$$I_T = 80\mu A \quad (6.2.9)$$

Der Vergleich der Werte zeigt, dass der Tailstrom mindestens $80\mu A$ groß sein muss, um die Spezifikation zu erfüllen. Um einen sicheren Entwurf zu erhalten, wurde ein Wert von $I_T = 200\mu A$ ausgewählt. Über die Transistoren T9 und T10 wird außerdem ein Strom von $120\mu A$ in die Ausgangszweige eingespeist.

Im nächsten Schritt wird das W/L-Verhältnis der Eingangstransistoren bestimmt. Bei einem Strom von $100\mu A$, der in jedem Eingangstransistor fließt, befindet sich der Transistor mit hoher Wahrscheinlichkeit in „strong-inversion“. Aus diesem Grund wird die Gleichung für Transistoren in „strong-inversion“ und „saturation“ für die Berechnung ausgewählt:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 [35] \quad (6.2.10)$$

$$\frac{W}{L} = \frac{g_m^2}{2I_D \mu_p C_{OX}} \quad (6.2.11)$$

$$g_m = GBW \cdot C_{EQ} \quad (6.2.12)$$

$$\frac{W}{L} = \frac{(20MHz \cdot 5,6pF)^2}{2 \cdot 100\mu A \cdot 34\mu A/V^2} \quad (6.2.13)$$

$$\frac{W}{L} = 1,84 \quad (6.2.14)$$

$$(6.2.15)$$

Nach der Berechnung würde ein minimales W/L-Verhältnis von 2 ausreichen, um die Spezifikation für die Bandbreite zu erfüllen. Um jedoch ausreichend Reserve bei Bandbreite und Verstärkung zu erhalten, wurde ein Verhältnis von 267 gewählt. Dadurch bietet sich die Möglichkeit, durch eine einfache Erhöhung der Lastkapazität das Verstärkerrauschen zu verringern, ohne die Spezifikation für die Bandbreite zu verletzen. Größere Transistoren haben außerdem den Vorteil, dass sie eher im Bereich der „moderate“- oder sogar „weak-inversion“ arbeiten, was die Rauscheigenschaften verbessert.

In Abbildung 6.9 sind der Amplituden- und Phasenfrequenzgang des Verstärkers dargestellt. Die Ergebnisse dieser Simulation wurden in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Sie zeigen, dass der Verstärker die in Abschnitt 5.7 erarbeitete Spezifikation erfüllt. Nur das Rauschen ist etwas größer als der Wert, der in den Systemsimulationen verwendet wurde. Das liegt daran, dass in der AC-Simulation, mit der diese Ergebnisse ermittelt wurden, das 1/f-Rauschen nicht eliminiert werden konnte.

GBW	37,1MHz
PM	69,76°
GM	17,28dB
A_0	84,58dB
GBW	37,3MHz
P_{NAE}	6,701e-9 V ²
SR	32V/ μ s

Tabelle 6.1: Simulationsergebnisse für den Verstärker

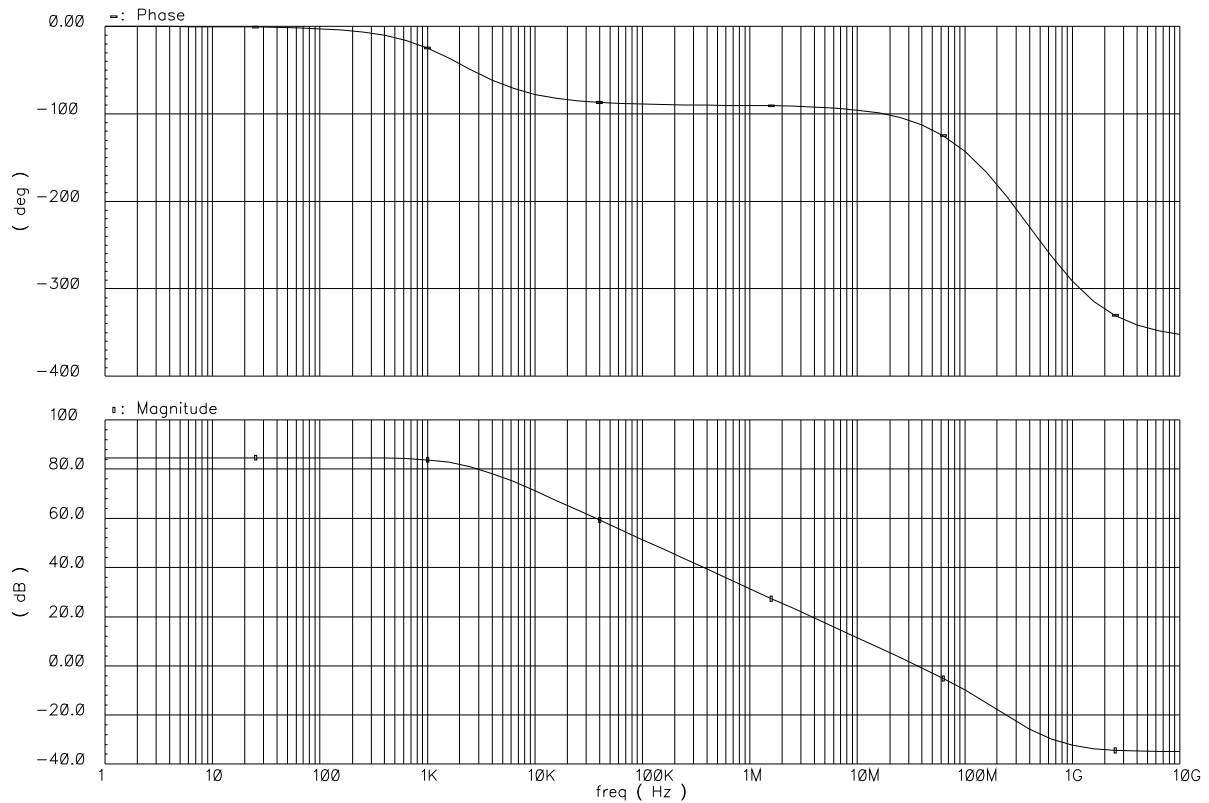


Abbildung 6.9: Amplituden- und Phasenfrequenzgang des Verstärkers

In Abbildung 6.10 ist die CMFB-Schaltung dargestellt, die ebenfalls in SC-Technik ausgeführt wurde. Die Schaltung regelt die Mittenspannung des Verstärkers auf die Spannung U_{CM} , welche bei 2,5V liegt. Die Spannung U_{BIAS} liegt etwa im Bereich der „threshold“-Spannung eines Transistors und beschleunigt das Einschwingen.

Abbildung 6.11 zeigt den Komparator des SDM. Es handelt sich dabei um einen so-

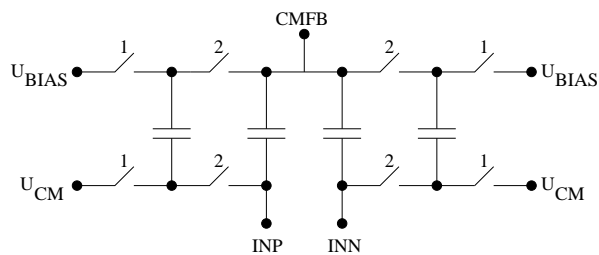


Abbildung 6.10: CMFB-Schaltung des Verstärkers

nannten „regenerative-comparator“ [17] mit einer zusätzlichen Strombegrenzung durch die Tailstromquelle T12. Wenn das Taktsignal CLK 1 ist, wird der Komparator „ausgelöst“ und entscheidet sich. Dabei sorgt die Mitkopplung durch die Inverter T3-T7 und T4-T8 dafür, dass auch bei sehr niedrigen Eingangsdifferenzspannungen ein großer Ausgangspegel entsteht. Wenn CLK 0 ist, wird der Komparator zurückgesetzt und beide Ausgänge gehen auf 1. Während dieser Phase wird das Ergebnis der vorherigen Entscheidung durch ein nachgeschaltetes RS-Flipflop aus zwei NAND-Gattern gespeichert [45].

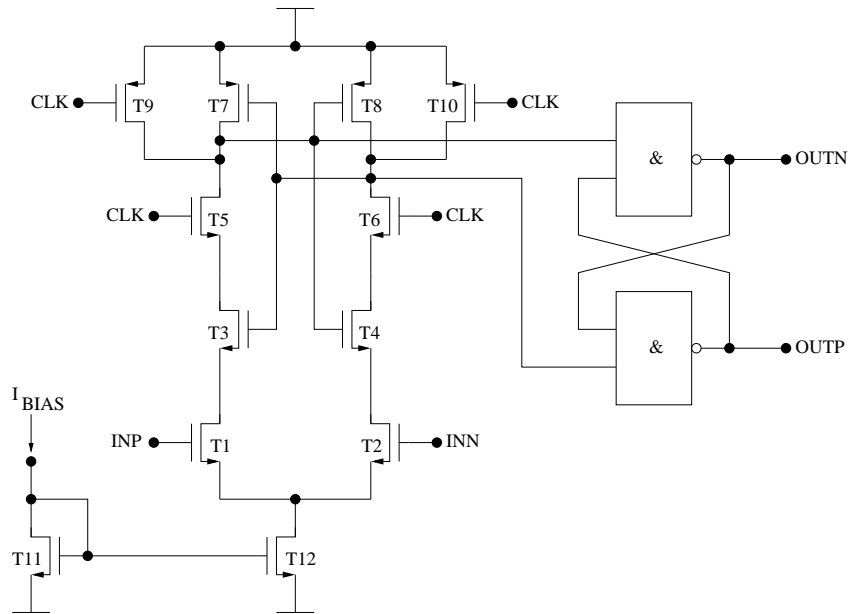


Abbildung 6.11: Schaltung des getakteten Komparators

In Abbildung 6.12 ist das Simulationsergebnis nach dem Einschalten des Systems dargestellt. Die Abbildung zeigt die differenzielle Schwingung am Oszillator sowie die differenziellen Ausgangsspannungen am ersten und zweiten Integrator des SDM.

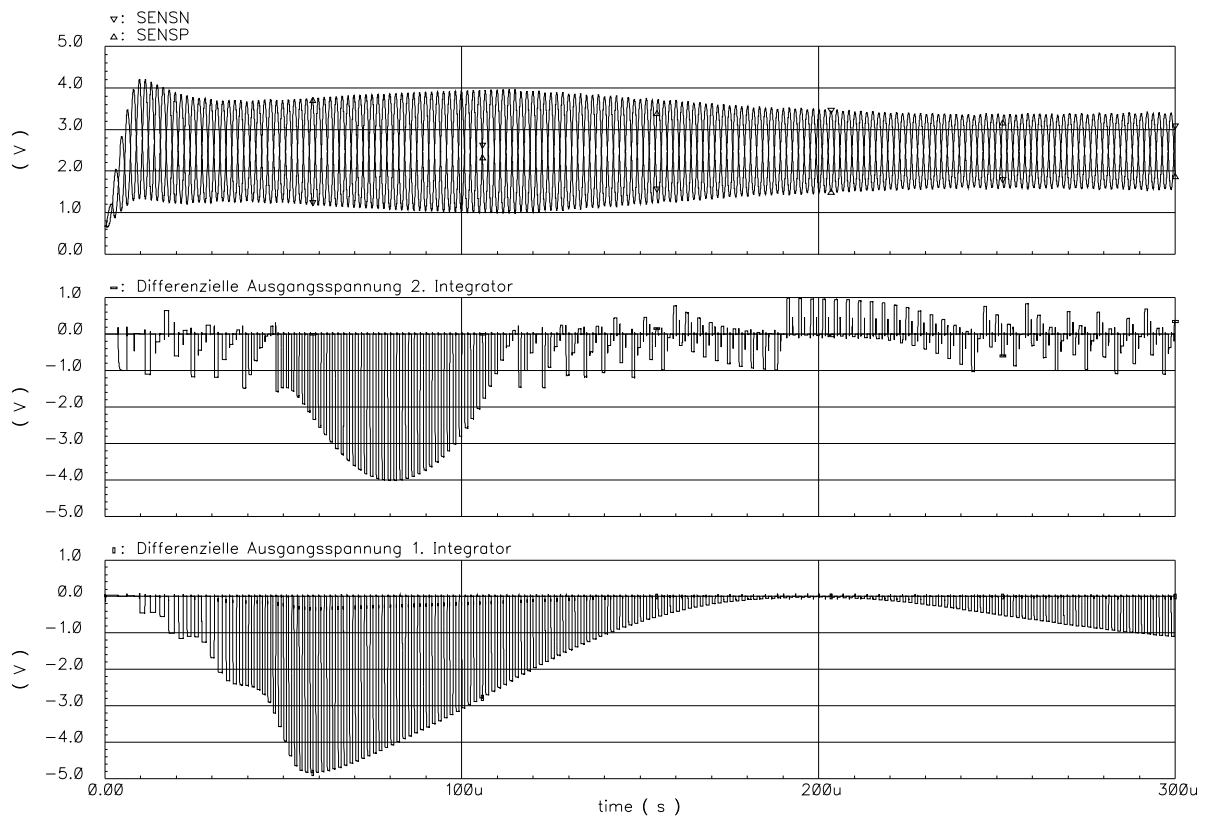


Abbildung 6.12: Simulationsergebnis des Gesamtsystems mit SDM

6.3 Schaltungsentwurf PLL

Der Phasen-Frequenz-Detektor PFD besteht aus zwei D-Flipflops DFF, einem NAND-Gatter, einem Schmitt-Trigger ST und einem Inverter [35]. Die Schaltung des PFD ist in Abbildung 6.13 dargestellt. Die Dateneingänge der DFF sind an die Versorgungsspannung angeschlossen, so dass immer eine 1 anliegt. An einer Flanke der Eingangssignale IN1 und IN2 entsteht ein Puls am Ausgang des jeweiligen DFF, der die CP ansteuert. Wenn beide DFF-Ausgänge eine 1 liefern, schaltet das NAND-Gatter um und die DFF werden zurückgesetzt. Je nachdem, ob die Flanke von IN1 oder IN2 zuerst kommt, entsteht somit ein positiver oder negativer Steuerpuls für die CP. Der Schmitt-Trigger und der Inverter haben die Aufgabe, einen sauberen Rücksetzimpuls in der richtigen Polarität zu erzeugen.

gen. Die Verzögerung durch die beiden Gatter sorgt außerdem dafür, dass das sogenannte „dead-zone“ Problem gelöst wird [35].

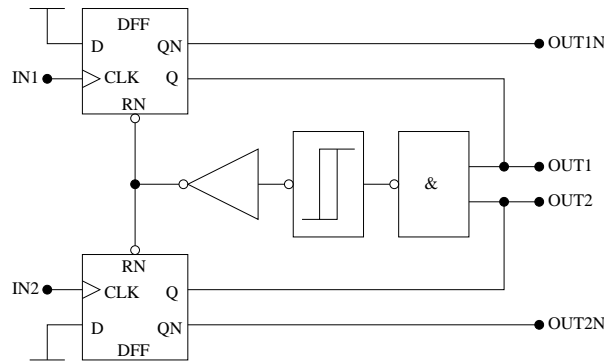


Abbildung 6.13: Schaltung des PFD

Abbildung 6.14 zeigt die CP. Sie besteht im Wesentlichen aus den zwei Cascode-Stromquellen, deren Ausgangsstrom von einem Eingangsstrom I_{BIAS} abgeleitet wird. In Abhängigkeit von den Steuerpulsen 1 und 2, die vom PFD geliefert werden, wird ein Strom durch den Ausgang OUT in den Loopfilter LPF eingespeist oder aus ihm herausgezogen. Um zu verhindern, dass es beim Einschalten der Stromquellen Verzögerungen gibt und dass große kapazitive Ströme fließen, werden die Stromquellen nicht abgeschaltet, sondern ihr Ausgangsstrom in den Ausgang eines Verstärkers A umgeleitet, welcher der Spannung am LPF folgt. Der verwendete Verstärker A entspricht dem in Abbildung 6.3 vorgestellten „Single-Ended-Folded-Cascode“-OTA.

In Abbildung 6.15 ist die VCO-Schaltung dargestellt. Am Eingang des VCO befindet sich eine Stromquelle aus dem Verstärker A1, dem Transistor T11 und dem Widerstand R, welche die Spannung am LPF in einen äquivalenten Strom umwandelt. Ähnlich wie in der CP wird dieser Strom dann über zwei Cascode-Stromquellen (T10, T14 und T2, T4) in die Integrationskapazitäten C3-C6 eingespeist. Die Spannung an den Integrationskapazitäten wird dann an einem Präzisions-Schmitt-Trigger mit einer oberen und unteren Schwelle (U_{BIAS2} und U_{BIAS1}) verglichen. Der Präzisions-Schmitt-Trigger besteht aus den beiden Verstärkern A3 und A4, die als Komparatoren verwendet werden, sowie aus zwei normalen Schmitt-Triggern und NAND-Gattern [46]. In Abhängigkeit des Schmitt-Trigger-Ausgangs

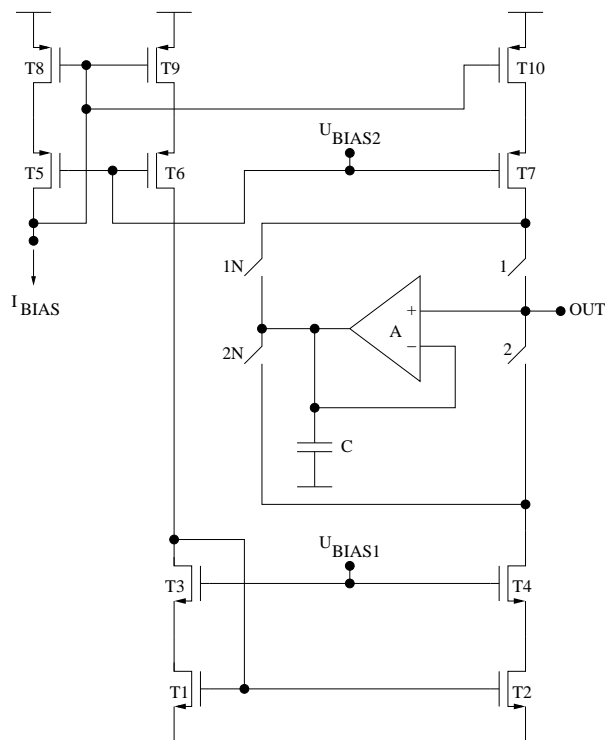


Abbildung 6.14: Schaltung der Charge-Pump

werden die Stromquellen umgeschaltet, so dass an den Integrationskapazitäten ein sägezahnförmiges Signal entsteht, dessen Frequenz abhängig von der Eingangsspannung ist. Ähnlich wie bei der CP werden die Stromquellen hier auch nicht abgeschaltet, sondern ihre Ausgänge umgeleitet, so dass beim Einschalten keine zusätzliche Verzögerung entsteht. Dazu wird der Verstärker A2 verwendet. Mit Hilfe der Schalter T5-T7 kann die Größe der Integrationskapazität programmiert werden. Damit wird die VCO-Verstärkung so verändert, dass die PLL bei der gewünschten Arbeitsfrequenz stabil arbeitet. Die verwendeten Verstärker A1-A4 entsprechen alle dem in Abbildung 6.3 gezeigten „Single-Ended-Folded-Cascode“-OTA.

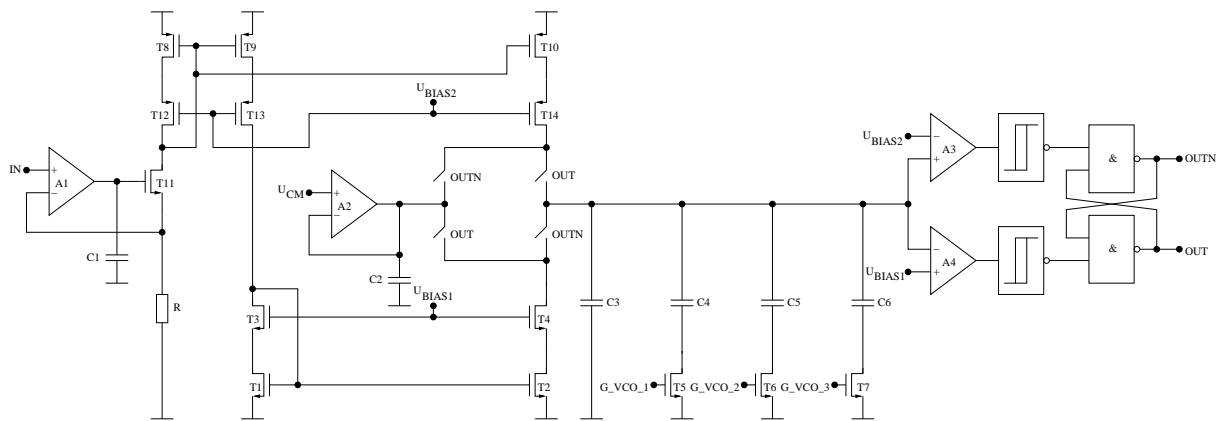


Abbildung 6.15: VCO-Schaltung

Abbildung 6.16 zeigt den Taktteiler der PLL. Er besteht aus zwei flankengetriggerten T-Flipflops mit einem Reseteingang.

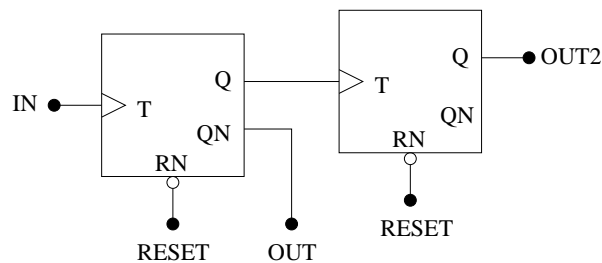


Abbildung 6.16: Taktteiler

In Abbildung 6.17 ist das Simulationsergebnis für die Spannung am LPF nach dem Einschalten des Systems dargestellt. Abbildung 6.18 zeigt das Eingangssignal sowie das Ausgangssignal der PLL, welches die doppelte Frequenz des Eingangssignals besitzt, und die sägezahnförmige Schwingung im VCO.

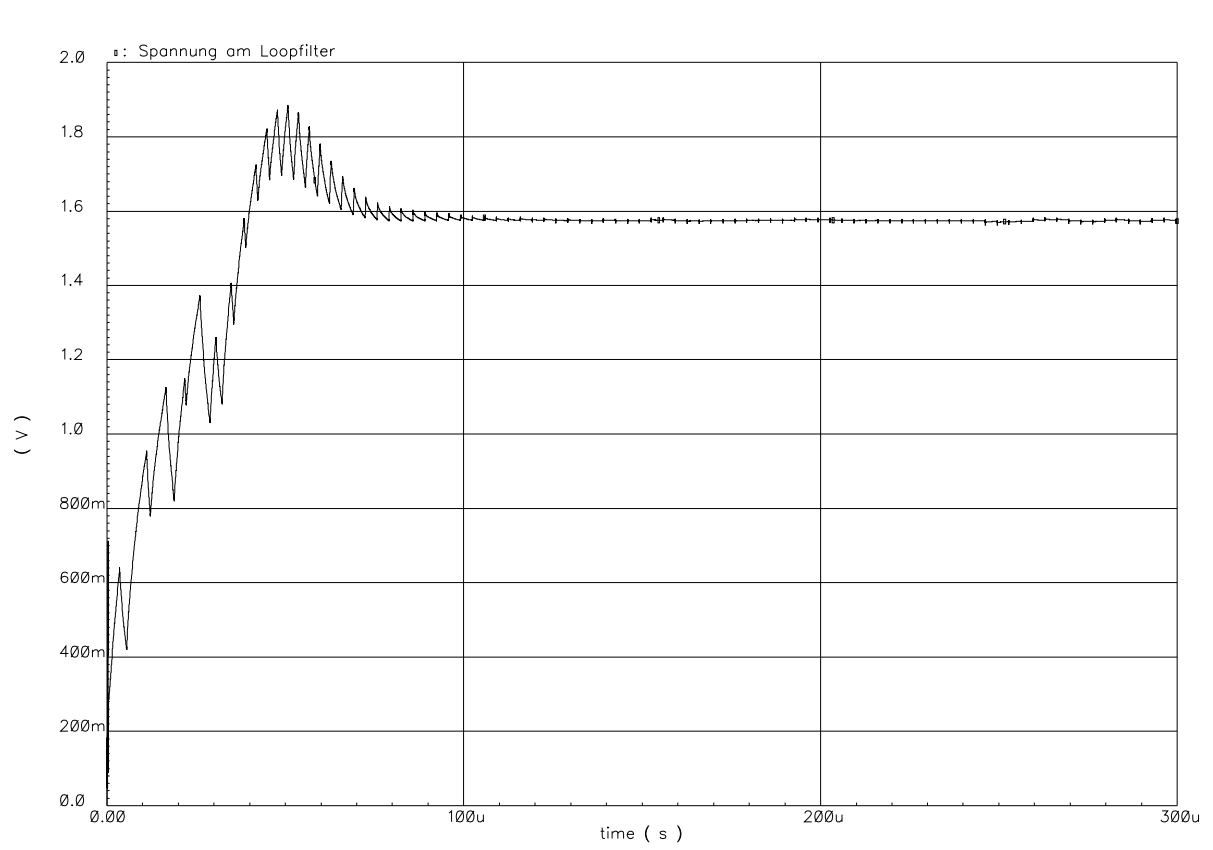


Abbildung 6.17: Spannung am LPF

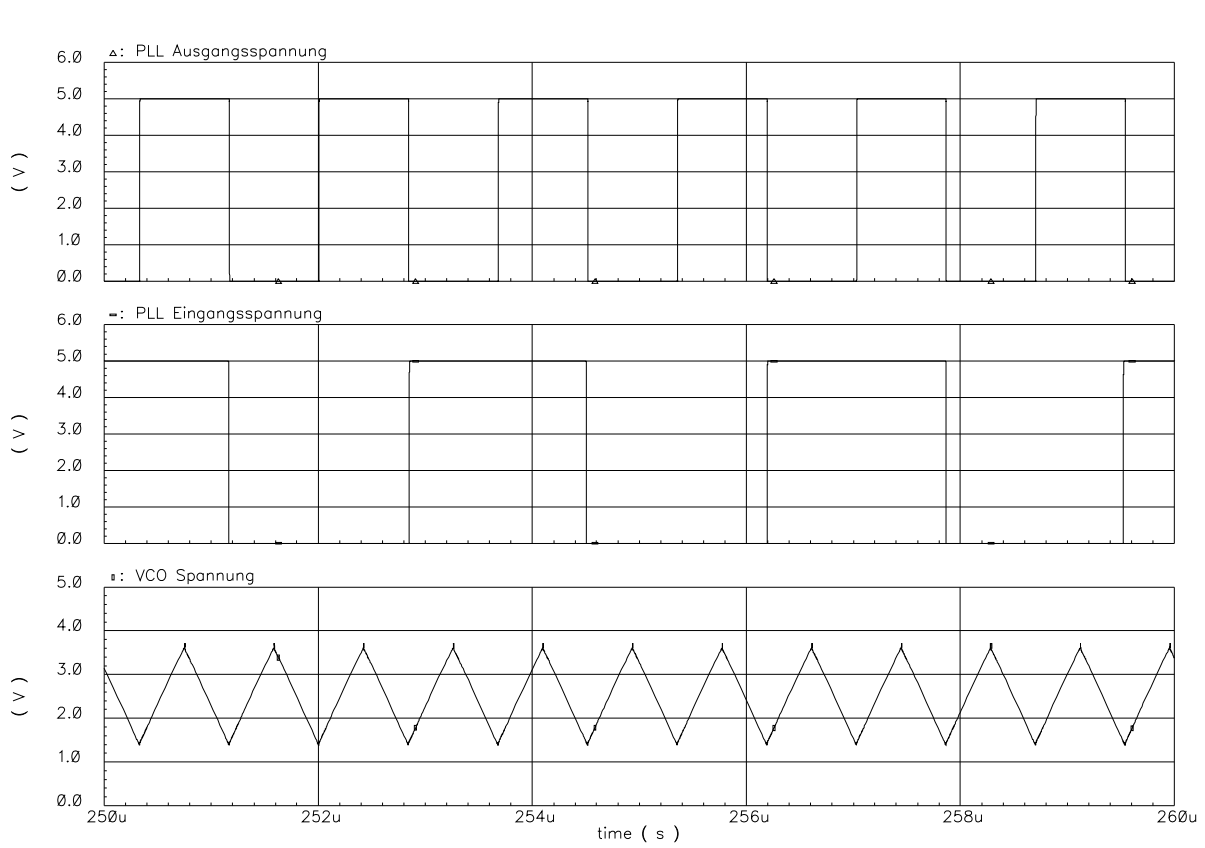


Abbildung 6.18: Simulationsergebnisse der PLL

6.4 Layout

In Abbildung 6.19 ist ein Chipfoto der Schaltung dargestellt und Abbildung 6.20 zeigt den zugehörigen Floorplan. Bei dem Layout wurde besonders darauf geachtet, dass Analog- und Digitalteil sauber voneinander getrennt sind, um Verkopplungen zu vermeiden. In der SC-Schaltung des SDM wurde das Augenmerk auf eine sehr symmetrische Anordnung der differentiellen Schaltung gelegt. Des Weiteren wurden Schalter, Kondensatoren und digitale Ansteuerung so angeordnet, dass sich digitale Steuerleitungen und analoge Signalleitungen niemals kreuzen. Die Kondensatoren wurden in Arrays mit Dummy-Kondensatoren angeordnet. Um ein optimales Matching zu erzielen, wurden die Kondensatoren für die verschiedenen Verstärkungsfaktoren miteinander vermischt (centroide Anordnung). In Tabelle 6.2 sind die Abmessungen des gesamten IC inklusive Pads sowie die Abmessungen des Cores angegeben.

Core	$1970\mu m \cdot 1850\mu m$
Gesamtchip	$3020\mu m \cdot 2920\mu m$

Tabelle 6.2: Abmessungen des IC

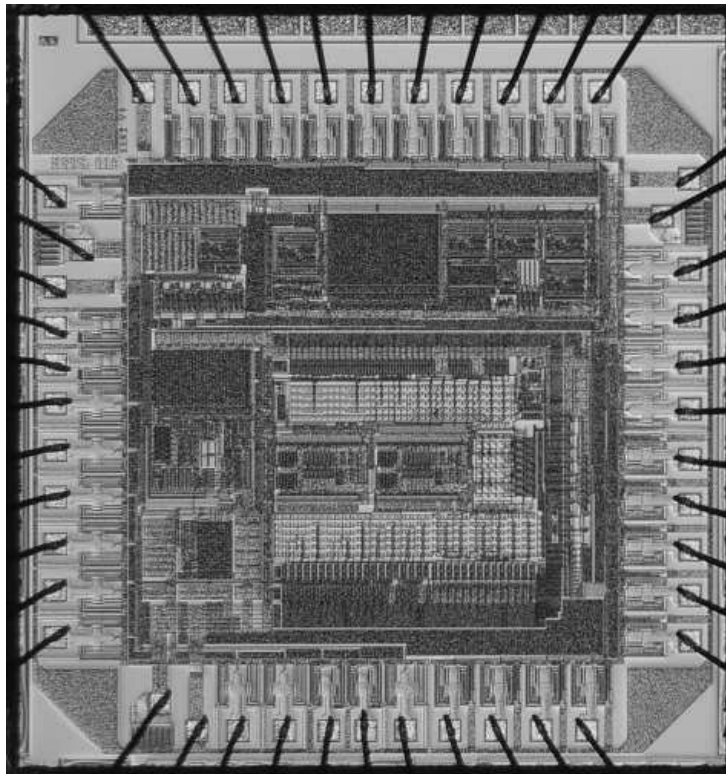


Abbildung 6.19: Chipfoto des IC

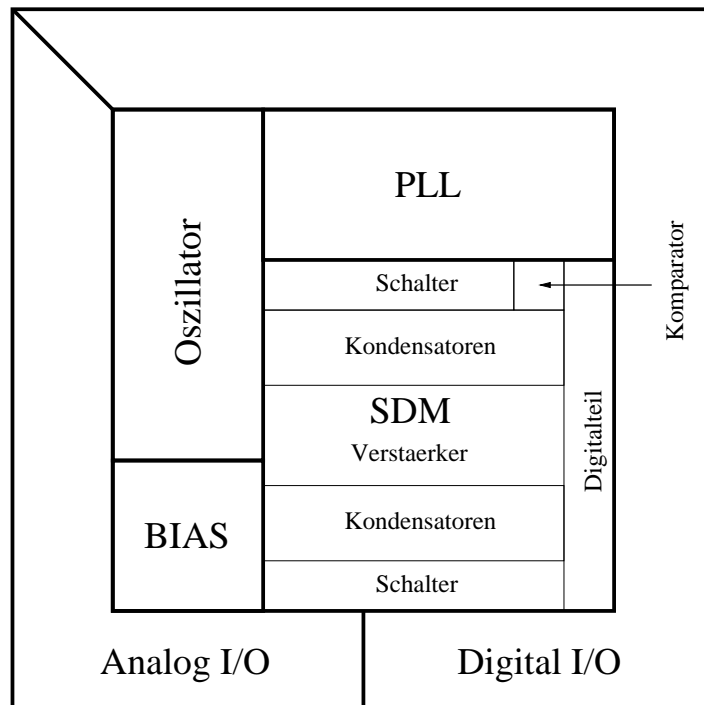


Abbildung 6.20: Floorplan des IC

7 Messergebnisse

7.1 Testaufbau

Zur Charakterisierung des Systems wurde der in Abbildung 7.1 dargestellte Testaufbau verwendet. Am Eingang des IC (SENSP und SENSN) wurde ein Sensor L mit einem Durchmesser von 12mm der Firma SICK angeschlossen, welcher für einen nicht bündigen Einbau vorgesehen ist (IM12nb). Dieser Sensor unterscheidet sich etwas von dem D12MM27-Sensor, der dem Modell zu Grunde liegt. Deshalb unterscheiden sich die Absolutwerte in der Messung etwas von denen der Systemsimulation. Das prinzipielle Verhalten der beiden Sensoren ist aber identisch. Parallel zum Sensor wurde eine Schwingkreiskapazität $C = 2,47nF$ geschaltet. Als Dämpfungselement wurde für die Messungen ein Stahltarget mit einem Durchmesser von $27mm$ verwendet. Mit Hilfe einer Mikrometerschraube kann der Abstand zwischen Target und Sensor exakt eingestellt werden. Die Versorgungsspannungen für den Analogteil (VDDA), den Analogteil der PLL (VDDA_PLL) und den Digitalteil (VDDD) wurden getrennt nach außen geführt. In diesem Testaufbau wurden sie jedoch in den meisten Fällen aus einer gemeinsamen 5V-Quelle gespeist. Als Spannungsquelle wurde ein E3632A von Hewlett Packard verwendet. Auch die Masseanschlüsse des Analog- (GNDA) und des Digitalteils (GNDD) wurden getrennt nach außen geführt und auf dem Testboard verbunden. Zur Einstellung der beiden Ströme I_{IN} für die Stromrückkopplung in den Oszillator und I_{BIAS} zur Einstellung des Arbeitspunktstromes in den verschiedenen Schaltungsteilen wurden zwei $500k\Omega$ große Potentiometer verwendet, welche zwischen die entsprechenden Eingangspins und die 5V-Versorgungsspannung geschaltet wurden. Des Weiteren benötigt der IC eine Mittenspannung U_{CM} zur Defini-

tion der Common-Mode-Spannung im differentiellen Oszillator und in der differentiellen SC-Schaltung des SDM sowie die Referenzspannung U_{SOLL} zur Definition der Sollamplitude, welche zwischen den Pins VREFP und VREFN angelegt wird. Diese drei Spannungen wurden ebenfalls mit E3632A-Quellen erzeugt. Zur Konfiguration und Einstellung verschiedener Arbeitsmodi besitzt der IC 19 digitale Eingänge (DIGCTRL), die mit einem externen Pull-Down-Widerstand versehen wurden und über DIP-Schalter mit der 5V-Versorgungsspannung verbunden werden können. Zur Erfassung der Ausgangsdaten wurden das Ausgangssignal des SDM (U_{OUTSDM}) sowie der verdoppelte Takt (CLKOUT) aus der PLL mit einem Logic-Analyzer 1680AD von Agilent Technologies verbunden. Mit dem Logic-Analyzer werden bei jeder Messung 65536 Ausgangswerte aufgenommen und in einer Datei gespeichert. Diese Datei wird anschließend auf den PC übertragen und mit einem Simulinkmodell des in Abschnitt 5.5 entworfenen Digitalfilters gefiltert, so dass man das Ausgangssignal des Gesamtsystems erhält. Zusätzlich befindet sich auf dem Testboard eine Kapazität $C_{GNM} = 100nF$. Sie wird in einem bestimmten Arbeitsmodus verwendet, bei dem der Oszillator nur „single-ended“ und nicht differentiell schwingt. Der Wechselspannungskurzschluss, der durch C_{GNM} erzeugt wird, hat den Vorteil, dass Störeinkopplungen am Sensor eliminiert werden.

7.2 Erläuterung der Ergebnisse

Die Messungen wurden so durchgeführt, dass für eine bestimmte Konfiguration (Einstellung am IC und Targetabstand) der Mittelwert, der Maximalwert, der Minimalwert und die Standardabweichung der gefilterten Ausgangsspannung bestimmt wurden.

Zuerst wurde die Schwingungsamplitude U_{SOLL} festgelegt, mit der der Oszillator arbeiten soll. Sie sollte so groß wie möglich sein, um den SNR zu maximieren, darf aber gleichzeitig nicht zu groß werden, um Verzerrungen am Oszillator zu verhindern. Aus diesem Grund wurde eine Amplitude von 3V für die differentielle Schwingung ausgewählt. Im nächsten Schritt wurde der Referenzstrom I_{IN} festgelegt. Dazu wurde das Target bis auf eine Ent-

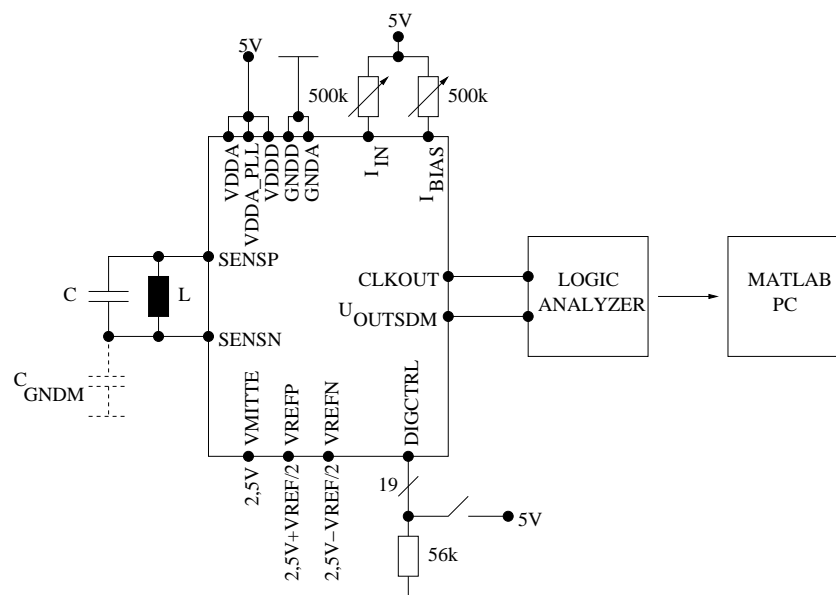


Abbildung 7.1: Testaufbau

fernung von $d = 1\text{mm}$ an den Sensor herangefahren und der Referenzstrom so eingestellt, dass das System die Amplitude noch regeln kann und der SDM nicht ununterbrochen eine 1 ausgibt. Das ist bei einem Referenzstrom von $I_{IN} = 35\mu\text{A}$ der Fall. Da der Strom intern noch um den Faktor 10 vergrößert wird, werden also $350\mu\text{A}$ in den Oszillator eingespeist. Unter diesen Bedingungen beträgt der Mittelwert des gefilterten Ausgangssignals bei $d = 1\text{mm}$ $0,8458\text{V}$ und bei $d = 20\text{mm}$ $0,6438\text{V}$. Das bedeutet, dass das System gut angesteuert ist und einen möglichst großen Signalhub liefert. Der Biasstrom I_{BIAS} wurde, wie im Entwurf vorgesehen, auf $10\mu\text{A}$ eingestellt.

Nach der Festlegung der Schwingungsamplitude und des Referenzstroms wurde die optimale Konfiguration des IC für minimales Rauschen ermittelt. Dazu wurde zuerst die VCO-Verstärkung K_{VCO} in der PLL variiert, um die Einstellung für minimalen Jitter zu finden. Erwartungsgemäß sind die Unterschiede gering, da das System auf Grund der Spitzenwertabtastung relativ unempfindlich gegenüber Jitter ist. Bei einer Einstellung ist der VCO jedoch nicht mehr in der Lage, der Eingangsfrequenz zu folgen, so dass das System nicht mehr korrekt arbeitet. Als beste Einstellung erwies sich die Grundeinstellung des VCO ($G_{VCO_1}=0$ und $G_{VCO_2}=0$) ohne zusätzliche Integrationskapazitäten.

Im nächsten Schritt wurden die Eingangskapazitäten am ersten Integrator variiert. Da-

durch ändert sich zum einen die Übertragungskonstante K_{V1} , welche die Stabilität des Regelkreises beeinflusst, zum anderen aber auch das kT/C -Rauschen. Auch bei dieser Untersuchung erwies sich das System als sehr robust. Die Unterschiede in der gemessenen Standardabweichung betragen maximal 30%. Das Ergebnis deckt sich mit den Erwartungen aus der theoretischen Untersuchung, welche gezeigt hat, dass das kT/C -Rauschen der Eingangskapazitäten keine dominante Rolle spielt. Da bei großen Eingangskapazitäten die Eingangsreferenzspannung gesenkt werden muss, um die gleiche Amplitude zu erhalten, erhöht sich das Rauschen sogar etwas. Der Grund dafür ist, dass das Rauschen der Referenzspannung weniger stark gedämpft wird. Das beste Ergebnis lieferte eine Einstellung mit $0,5pF$ sowohl für die Referenzspannung als auch für das Oszillatorsignal.

Bei den bisher beschriebenen Untersuchungen wurden, wie in Abbildung 7.1 dargestellt, Analogteil, PLL und Digitalteil aus einer Spannungsquelle gespeist. Um den Einfluss dieser Verkopplung zu untersuchen, wurden die PLL und der Digitalteil jeweils aus einer unabhängigen Quelle versorgt. Diese Maßnahme hatte jedoch keine positiven Auswirkungen auf die Standardabweichung der Ausgangsspannung. Das Ergebnis ist aber ein Indiz dafür, dass die PSRR der einzelnen Schaltungsblöcke im Analogteil ausreicht.

Des Weiteren wurde der Biasstrom I_{BIAS} von $10\mu A$ auf $15\mu A$ erhöht, um zu überprüfen, ob die Bandbreite sowie die Slew-Rate der verschiedenen Verstärker und Komparatoren ausreichend dimensioniert wurden. Auch diese Änderung hatte keinen Einfluss auf die Standardabweichung des Systems.

Die letzte Einstellung, die überprüft wurde, ist die Schwingungsamplitude U_{SOLL} . Sie wurde bei gleichzeitiger Halbierung des Referenzstromes auf $17,5\mu A$ von $3V$ auf $1,5V$ halbiert, um den Aussteuerbereich beizubehalten. Diese Änderung hat die Standardabweichung des Ausgangssignals ebenfalls nicht verbessert. Das bedeutet, dass eine Amplitude von $3V$ noch keine Verzerrungen am Oszillator hervorruft, welche die Genauigkeit des Systems negativ beeinflussen könnten.

Die Versuche mit verschiedenen Konfigurationen haben gezeigt, dass das System sehr robust ist und sich wie erwartet verhält. Alle nachfolgenden Messungen wurden deshalb mit dieser Konfiguration durchgeführt:

- $U_{SOLL} = 3V$

- $I_{IN} = 35\mu A$

- $I_{BIAS} = 10\mu A$

- $VDDA=VDDD=VDDA_PLL=5V$ (alle Versorgungsspannungen verbunden)

- $C_{SIN} = C_{SREF} = 0,5pF$

- $G_VCO_1=G_VCO_2=0$

Im nächsten Schritt wurde der Ausgangswert für verschiedene Abstände ermittelt, um so den Punkt zu finden, bei dem die Dämpfung im Vergleich zum Wert ohne Target 1% erreicht hat. Da die Mikrometerschraube keine beliebig hohen Targetabstände zulässt und sich der Ausgangswert bei Abständen größer als $d = 15mm$ praktisch nicht mehr ändert, wurden die Messungen bei $d = 20mm$ Targetabstand gestartet. Der Verlauf des Ausgangswertes in Abhängigkeit des Targetabstandes ist in Abbildung 7.2 dargestellt. Vergleicht man den Verlauf mit dem in Abbildung 2.3 dargestellten Verlauf des Dämpfungswiderstandes über dem Targetabstand, kann man eine sehr gute qualitative Übereinstimmung feststellen.

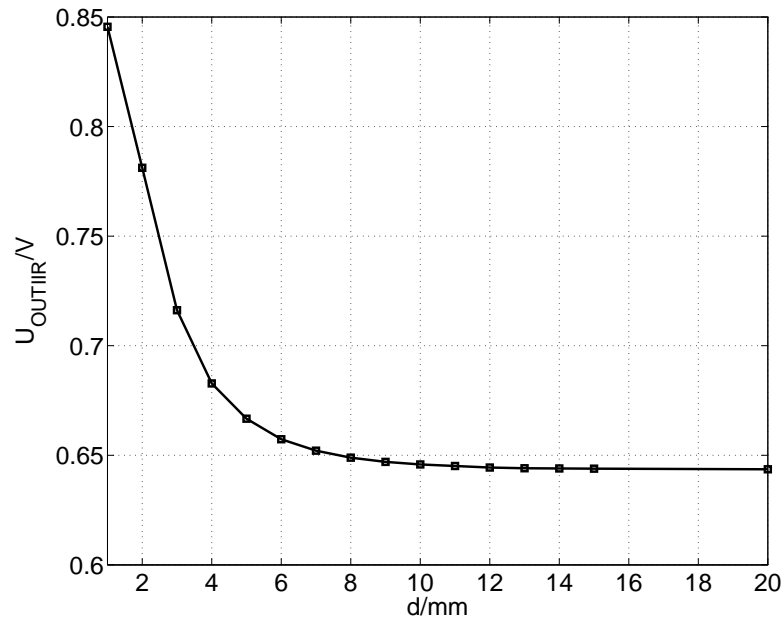


Abbildung 7.2: Ausgangswert in Abhängigkeit des Targetabstandes

Mit Hilfe des Ausgangswertes bei einem Targetabstand von $d = 20\text{mm}$ lässt sich nun der 1%-Punkt berechnen:

$$U_{OUTSDM1\%} = U_{OUTSDM}(20\text{mm}) \cdot 1,01 \quad (7.2.1)$$

$$U_{OUTSDM1\%} = 0,65 \quad (7.2.2)$$

Dieser Wert wird bei einem Targetabstand zwischen $d = 7\text{mm}$ und $d = 8\text{mm}$ erreicht. Zur Untersuchung der Systemgenauigkeit wurde deshalb ein Targetabstand von $d = 8\text{mm}$ ausgewählt. Wird dieser Abstand mit dem entsprechenden Wert aus dem Sensormodell verglichen ($d = 6\text{mm}$), lässt sich ein Unterschied von 2mm feststellen. Das liegt daran, dass der Sensor, welcher dem Modell zugrunde liegt, wie schon erwähnt ein anderer ist, als der für die Messungen verwendete. Das qualitative Verhalten ist jedoch identisch. Deshalb können die Messungen ohne weiteres mit den Simulationen verglichen werden. Der einzige Unterschied besteht in den Absolutwerten.

In Abbildung 7.3 wird der Ausgangswert der Simulation mit dem Ausgangswert der Messung verglichen. In Abbildung 7.4 ist das zugehörige Spektrum am Ausgang des SDM und

Abbildung 7.5 am Systemausgang nach dem Digitalfilter dargestellt. Das Ergebnis der Simulation zeigt, dass das Rauschen in Realität größer ist als in der Systemsimulation. Das lässt sich auch an den ermittelten Standardabweichungen ablesen. Bei der Simulation beträgt die Standardabweichung der gefilterten Ausgangsspannung U_{OUTIIR} $1,9 \cdot 10^{-5}V$ und bei der Messung $11 \cdot 10^{-5}V$.

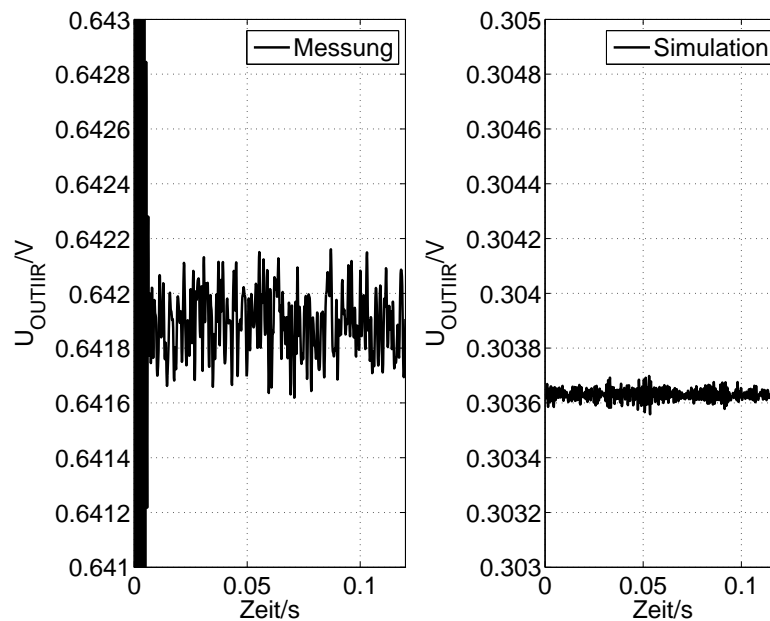


Abbildung 7.3: Vergleich der Ausgangsspannungen von Messung und Simulation

Um die Ursache für den Unterschied zu finden, wird das Rauschen des Oszillators N_O , welches im Abschnitt 5.7 vernachlässigt wurde, genauer analysiert. Dazu wurde eine sogenannte „periodic-staedy-state“-Analyse des in Abbildung 6.1 dargestellten Oszillators durchgeführt und anschliessend die Rauschleistung im Signalband berechnet, welches sich bei $300kHz \pm 1kHz$ befindet. Der Vorteil dieser Analysemethode besteht darin, dass auch Großsignaleffekte beachtet werden, die dazu führen, dass niederfrequentes Rauschen in das Signalband gemischt wird. Die Simulation ergab die folgende Rauschspannung N_O am Oszillator:

$$N_O = 554\mu Vrms \quad (7.2.3)$$

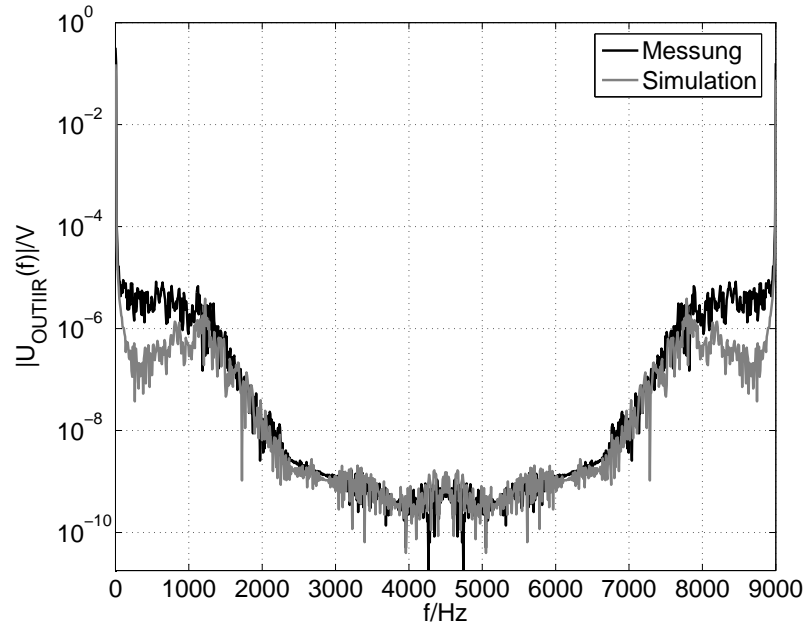


Abbildung 7.4: Vergleich der Spektren von Messung und Simulation nach dem Filter

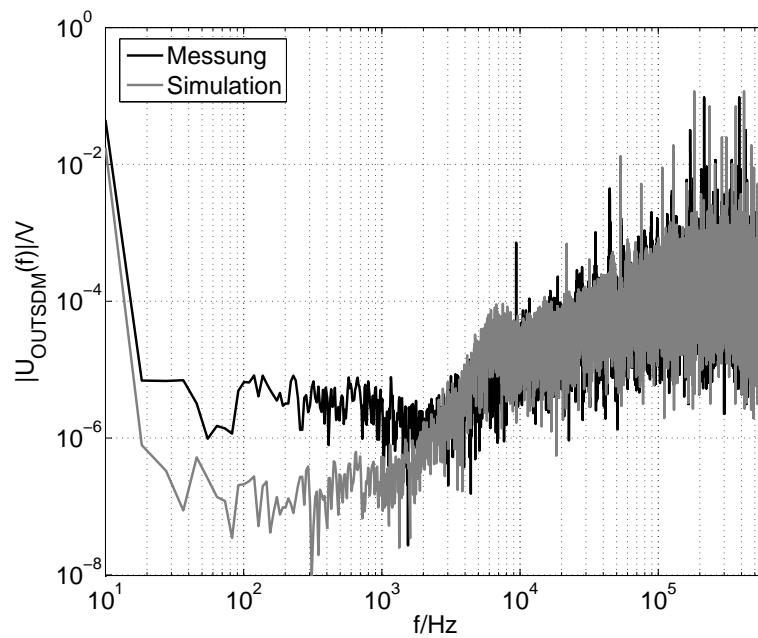


Abbildung 7.5: Vergleich der Spektren von Messung und Simulation nach dem SDM

ten:

$$U_{OUTSDM}(z) \approx \frac{1}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} U_{SOLL}(z) \quad (7.2.4)$$

$$+ \frac{1}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} N_1(z) \quad (7.2.5)$$

$$- \frac{1}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{4L_G} N_O(z) \quad (7.2.6)$$

$$+ \frac{z-1}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{K_{V11}4L_G} N_2(z) \quad (7.2.7)$$

$$- \frac{1}{z^2} 2N_R(z) \quad (7.2.8)$$

$$+ \frac{(z-1)^2}{z^2} \frac{2R_{REF}\pi R_G C}{K_{V11}K_{V12}4L_G} E_Q(z) \quad (7.2.9)$$

An Hand der Übertragungsfunktion kann man erkennen, dass sich das Oszillatorrauschen genauso auf die Ausgangsspannung auswirkt wie das Rauschen des Integrators. Damit lässt sich nun die durch den Oszillator verursachte Rauschleistung am Ausgang berechnen:

$$P_{NO} = \left(2 \frac{\pi R_G C R_{REF}}{4L_G}\right)^2 \cdot N_O^2 \quad (7.2.10)$$

Mit Hilfe dieses Wertes kann nun der SNR inklusive des Oszillatorrauschens berechnet werden:

$$SNR = \frac{P_S}{P_{QS} + P_R + P_{INT1} + P_{NO}} \quad (7.2.11)$$

$$SNR = 2,1414dB \quad (7.2.12)$$

Vergleicht man das Ergebnis mit dem Ergebnis aus Abschnitt 5.7, ist deutlich zu erkennen, dass sich der SNR stark verringert und das Oszillatorrauschen dominiert.

Um den Einfluss des Rauschens des Oszillators in der Systemsimulation zu modellieren, wird am Eingang des Integrators eine normalverteilte Zufallszahl mit einer Varianz von 1 addiert, welche mit einem Faktor F_{NO} multipliziert wird [32]:

$$var \cdot F_{NO}^2 = \sigma^2 F_{NO}^2 = P_{NO} \frac{f_A}{f_N} \quad (7.2.13)$$

$$var = 1 \quad (7.2.14)$$

$$\Rightarrow F_{NO} = \sqrt{P_{NO} \frac{f_A}{f_N}} \quad (7.2.15)$$

Die bei der Simulation mit Oszillatorrauschen ermittelte Standardabweichung der gefilterten Ausgangsspannung U_{OUTIIR} beträgt $10,8 \cdot 10^{-5}V$ und entspricht damit fast exakt dem Wert von $11 \cdot 10^{-5}V$ der bei der Messung ermittelt wurde. Das Simulationsergebnis bestätigt damit die theoretische Berechnung. Abbildung 7.7 zeigt die zeitlichen Verläufe der gefilterten Ausgangsspannungen aus der Messung und der Simulation mit Oszillatorrauschen.

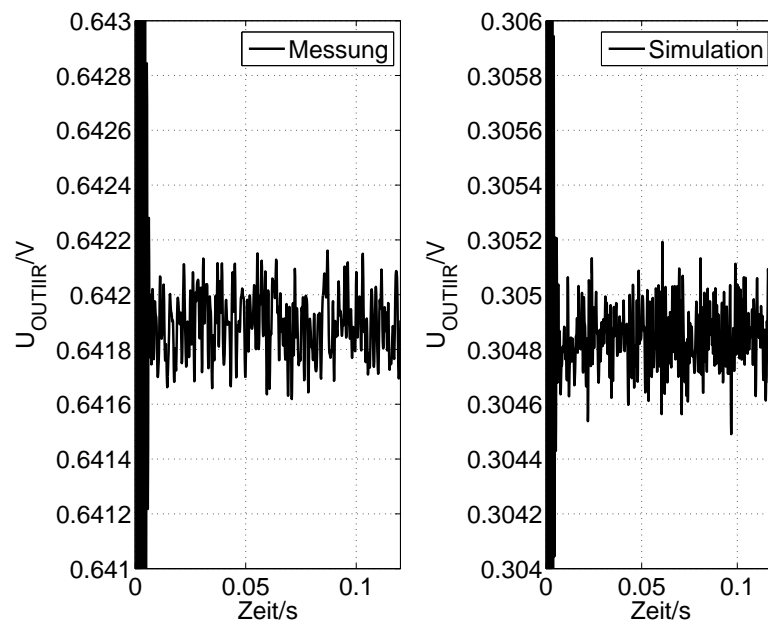


Abbildung 7.7: Vergleich der Ausgangsspannungen von Messung und Simulation mit Oszillatorrauschen

Im nächsten Schritt wurde die Einhaltung der Spezifikation überprüft. Dazu wurde der Wert bei einem Targetabstand von $d = 8mm$ mit dem bei $d = 8,08mm$ verglichen, was der geforderten Abstandsänderung von 1% entspricht. Das Ergebnis ist in Abbildung 7.8 dargestellt. Es zeigt, dass die Spezifikation erfüllt wird. Die beiden Werte lassen sich sicher unterscheiden. Da das System mit ausreichend Sicherheit dimensioniert wurde, hat die Vergrößerung des Rauschens im Vergleich zur Simulation keine negativen Auswirkungen auf die Erfüllung der Spezifikation.

Bei einer Verwendung des Systems als Näherungsschalter wird eine Hysterese verwendet.

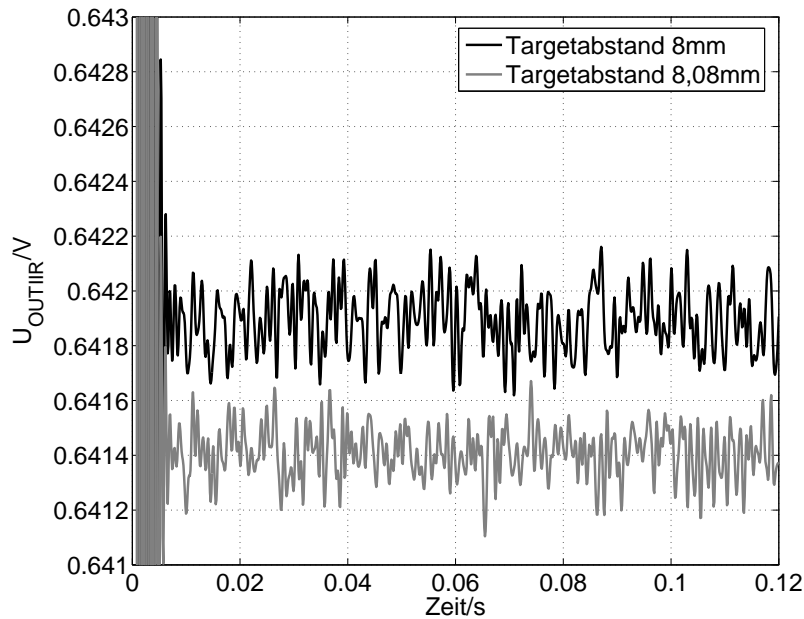


Abbildung 7.8: Vergleich der Ausgangswerte bei 1% Änderung des Targetabstandes und 8mm Targetabstand

Damit lässt sich der erreichbare Schaltabstand mit einer Wiederholgenauigkeit von 1% noch signifikant erhöhen. In Abbildung 7.9 sind die Ausgangswerte bei $d = 12mm$ und $d = 12,12mm$ dargestellt. Das Ergebnis zeigt, dass sich die beiden Signale auf Grund des Rauschens stark überschneiden. Bei einer Hysterese ist jedoch das Signalmaximum entscheidend, und das verhält sich genauso monoton wie der Mittelwert:

$$U_{OUTSDM}(12mm) = 0,6336 \quad (7.2.16)$$

$$U_{OUTSDM}(12,12mm) = 0,6335 \quad (7.2.17)$$

$$\mathit{maximum}(U_{OUTSDM}(12mm)) = 0,6338 \quad (7.2.18)$$

$$\mathit{maximum}(U_{OUTSDM}(12,12mm)) = 0,6337 \quad (7.2.19)$$

Das bedeutet, dass sich das System auch bei einem Targetabstand von $d = 12mm$ noch als induktiver Näherungsschalter mit einer Wiederholgenauigkeit von 1% verwenden lässt. Der Dämpfungsunterschied gegenüber einem Targetabstand von $d = 20mm$ beträgt dabei nur noch 0,12% und liegt damit weit unter dem in der Spezifikation geforderten Wert von 1%.

Bei der nächsten Messung wurden die Ausgangswerte verschiedener IC bei einem Tar-

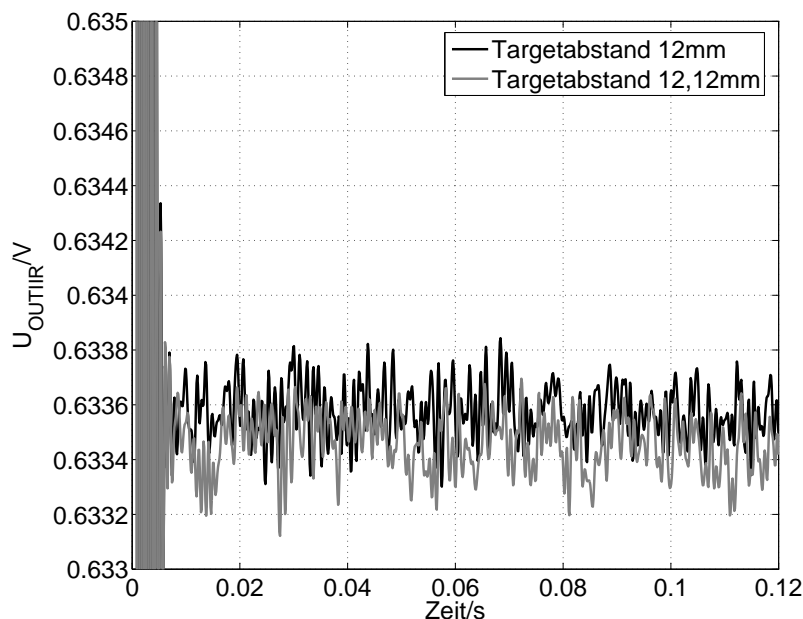


Abbildung 7.9: Vergleich der Ausgangswerte bei 1% Änderung des Targetabstandes und 12mm Targetabstand

getabstand von $d = 20\text{mm}$ miteinander verglichen, um die Streuung der Standardabweichung zu ermitteln. Der Referenzstrom wurde jedoch nicht für jeden IC neu eingestellt, weshalb die Absolutwerte relativ stark schwanken. Der Vergleich des Absolutwertes ist jedoch nicht so wichtig, da alle Systeme am Ende für einen bestimmten Schaltpunkt kalibriert werden. In Tabelle 7.1 sind die Ergebnisse für verschiedene IC dargestellt. Die Standardabweichungen schwanken kaum. Nur das Ergebnis von IC Nummer 58 fällt aus dem Rahmen. Eine genauere Untersuchung der Ausgangsspannung zeigte einen starken Peak, der wahrscheinlich durch eine externe Störung oder einen Übertragungsfehler hervorgerufen wurde. Ohne diese Störung liegt die Standardabweichung im Bereich der anderen IC.

Bei der letzten Messung wurde auf einer Seite des Sensors mit Hilfe der Kapazität C_{GNM} ein Wechsellspannungskurzschluss erzeugt (grounded mode GNDM). Damit können EMV-Störungen am Eingang des Sensors kurzgeschlossen werden. Der Nachteil dieses Arbeitsmodus besteht darin, dass der Oszillator nicht mehr differentiell arbeitet und damit auch die maximal mögliche Schwingungsamplitude sinkt sowie die Störempfindlichkeit steigt.

IC Nummer	Mittelwert/V	Standardabweichung/V
6	0,6289	8,7387e-5
7	0,6413	$9,5093 \cdot 10^{-5}$
8	0,6283	$8,6831 \cdot 10^{-5}$
32	0,6197	$7,4562 \cdot 10^{-5}$
33	0,6343	$9,1926 \cdot 10^{-5}$
34	0,625	$4,4871 \cdot 10^{-5}$
58	0,6237	$19,1789 \cdot 10^{-5}$
59	0,6241	$10,4843 \cdot 10^{-5}$
60	0,6278	$7,426 \cdot 10^{-5}$
72	0,6302	$7,7619 \cdot 10^{-5}$

Tabelle 7.1: Vergleich der Ausgangswerte verschiedener IC

In Abbildung 7.10 werden die Ausgangswerte der verschiedenen Betriebsmodi miteinander verglichen. Sowohl das Bild als auch die ermittelten Standardabweichungen zeigen, dass das Rauschen im GNDM erwartungsgemäß etwas höher ist.

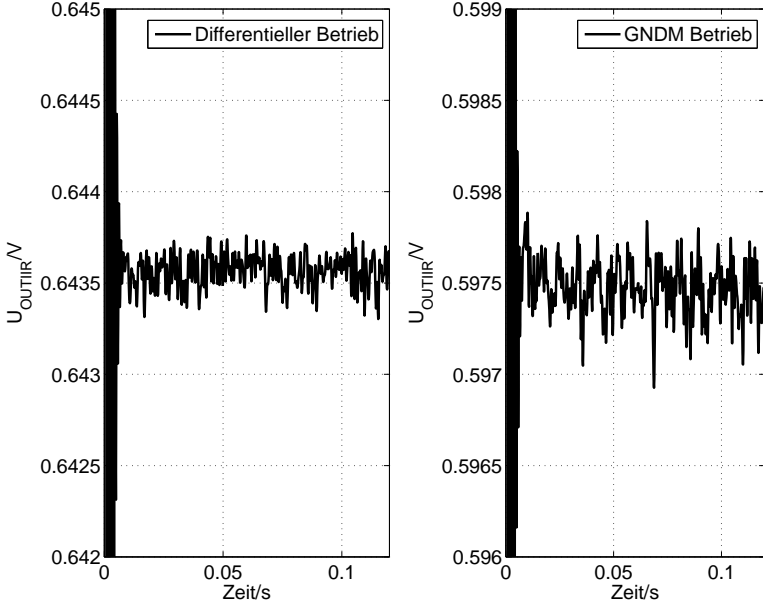


Abbildung 7.10: Vergleich der Ausgangswerte zwischen differentieller und GNDM-Betrieb

8 Gesamtsystem

Um das Gesamtsystem testen zu können, wurde die Testschaltung mit einem FPGA, einem Microcontroller (MCU) sowie zusätzlichen Elementen für die Temperaturkompensation ergänzt. Damit kann ein kompletter induktiver Näherungsschalter inklusive Digitalfilter und Schwellwertdetektion getestet werden. In Abbildung 8.1 ist das Blockschaltbild des Gesamtsystems dargestellt.

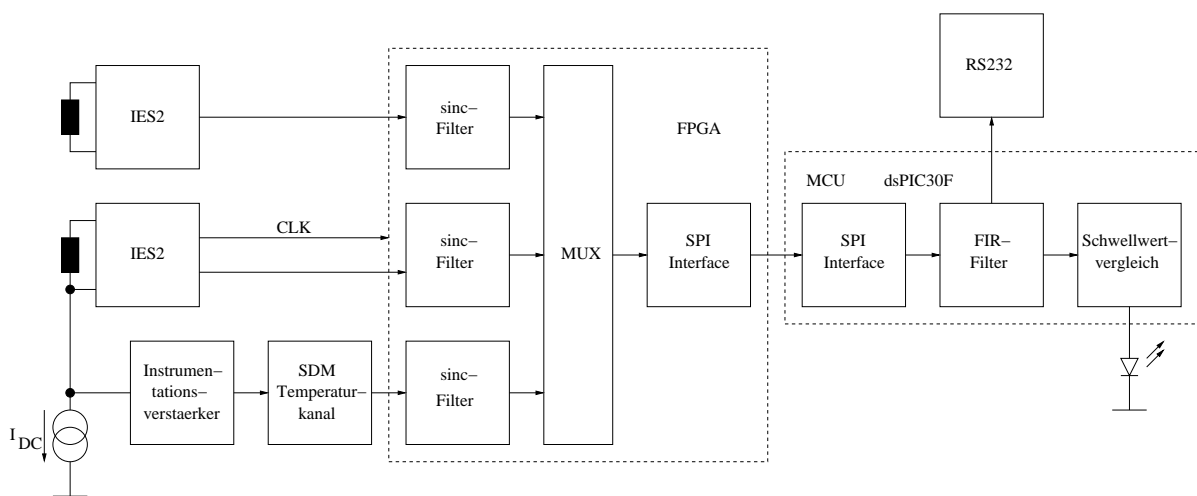


Abbildung 8.1: Blockschaltbild des Gesamtsystems

Der Ausgang des SDM des IC sowie der Taktausgang der PLL sind mit einem FPGA verbunden. Auf dem FPGA wurde der sinc-Filter realisiert, welcher die erste Stufe der Tiefpassfilterung sowie die Dezimation vornimmt. Das Ausgangssignal des sinc-Filters wird über eine SPI-Schnittstelle an einen dsPIC30F-MCU der Firma Microchip weitergeleitet.

Dieser Controller wurde ausgewählt, da er über eine Multiplikations-Akkumulationseinheit verfügt [47], welche für die Implementierung schneller Digitalfilter notwendig ist. Nach der Filterung erfolgt der Vergleich mit einem vorher eingestellten Schwellwert, welcher dem gewünschten Schaltabstand entspricht. Wie bei anderen induktiven Näherungssensoren wurde zusätzlich noch eine Hysterese implementiert, die verhindert, dass das Schaltsignal um den Schaltpunkt herum auf Grund des Systemrauschens an- und abgeschaltet wird. Wird der Schwellwert überschritten, aktiviert der Controller eine an einem seiner Ausgänge angeschlossene LED. Zusätzlich zur reinen Schwellwertdetektion sendet der Controller die gefilterten Daten, welche die kontinuierliche Abstandsinformation des Targets darstellen, über eine RS232-Schnittstelle an einen PC.

Um die in Abschnitt 5.6.2 beschriebene Temperaturkompensation mit Hilfe eines Referenzsensors testen zu können, wurde ein zweiter IC auf dem Testboard vorgesehen. Dessen Ausgangswert wird ebenfalls zuerst auf dem FPGA mit einem sinc-Filter bearbeitet und dann abwechselnd mit dem Signal des eigentlichen Sensors über die SPI-Schnittstelle an den MCU übertragen. Dort erfolgt die zweite Tiefpassfilterung sowie Verrechnung mit dem Signal des Hauptsensors zur Kompensation der Temperatureinflüsse.

Für den Test der Temperaturkompensation durch Messung des Gleichstromwiderstandes der Spule (siehe Abschnitt 5.6.1), wurde mit Hilfe zweier REF200-Referenzstromquellen der Firma Texas Instruments [48] ein zusätzlicher Gleichstrom in die Spule eingespeist. Anschließend wird das differentielle Eingangssignal mit einem Instrumentationsverstärker gefiltert und verstärkt. Mit einem klassischen Instrumentationsverstärker [49] ist es nicht möglich, bestimmte Frequenzen des Eingangssignals gezielt zu dämpfen, da die Verstärkung immer größer als 1 ist. Aus diesem Grund wurde ein INA326 der Firma Texas Instruments verwendet [50]. Dieser Instrumentationsverstärker besteht aus einer Kombination einer Transkonduktanz mit einer Transimpedanz. Damit lassen sich beliebige Verstärkungsfaktoren einstellen. Das Ausgangssignal des Instrumentationsverstärkers wird mit einem SDM digitalisiert, im FPGA gefiltert und anschließend über die SPI-Schnittstelle an den MCU übertragen. Als SDM wurde ein ADS1203 von Texas Instruments verwendet [51]. Dabei handelt es sich um einen SDM 2. Ordnung, der speziell für niedrige Eingangsspannungen vorgesehen ist.

Mit Hilfe dieses Testboards konnte das Zusammenspiel des neuen IC mit dem sinc-Filter auf dem FPGA und dem MCU als kompletter induktiver Näherungsschalter erfolgreich nachgewiesen werden. Die Funktion des Referenzsensors sowie die Funktion des Temperaturkanals zur Messung des Gleichstromwiderstandes der Spule wurde ebenfalls überprüft. Eine komplette Implementierung der Temperaturkompensation konnte jedoch aus Zeitgründen im Rahmen dieser Dissertation nicht mehr durchgeführt werden.

Der Entwurf der Schaltungen für das Testboard, die Programmierung des MCU sowie der Aufbau und die Inbetriebnahme wurden im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt. Das Layout des Testboards sowie die Programmierung des FPGA erfolgte durch die SICK AG.

9 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine völlig neue Architektur für induktive Näherungssensoren entwickelt. Dazu wird der Sensor in einen Sigma-Delta-Loop integriert, der sowohl die Digitalisierung der Abstandsinformation als auch die Amplitudenregelung vornimmt [52]. Damit konnten mehrere Nachteile aktueller Systeme überwunden werden. Im Gegensatz zu einer einfachen Schwellwertdetektion stellt dieses System eine kontinuierliche Abstandsinformation zur Verfügung. Es eignet sich damit nicht nur als reiner Näherungsschalter, sondern auch als echter Abstandsmesser. Ein weiterer großer Vorteil liegt in der Digitalisierung der Abstandsinformation. Damit eröffnet sich die gesamte Palette der Möglichkeiten der digitalen Signalverarbeitung wie zum Beispiel Filterung, Linearisierung und Kompensation. Dadurch lassen sich Temperaturkompensation und Kalibrierung des Systems stark vereinfachen. Die Amplitudenregelung stellt ebenfalls einen großen Vorteil gegenüber anderen Systemen dar. Sie sorgt dafür, dass die Schwingung am Oszillator niemals abreißt und das System über einen sehr großen Abstandsbereich linear arbeitet. Außerdem werden dadurch Nichtlinearitäten im Oszillator und der Ausleseschaltung unterdrückt.

Zu Beginn der Entwurfsarbeiten wurde aufbauend auf einer Arbeit des IMTEK [11] ein Sensormodell entwickelt, das für einen freilaufenden LC-Oszillator geeignet ist und in einem signalflussorientierten Simulator verwendet werden kann. Anschließend wurde das Grundkonzept des Systems entwickelt, wobei besonders viel Augenmerk auf die Stabilitätsanalyse des gemischt zeitdiskreten und zeitkontinuierlichen Regelkreises gelegt wurde. Die theoretischen Untersuchungen wurden dabei immer mit Systemsimulationen verifiziert. Danach wurden verschiedene nichtideale Schaltungseigenschaften modelliert und in die Systemsimulation eingebaut, um das Konzept auf seine Realisierbarkeit hin zu über-

prüfen und gleichzeitig Spezifikationswerte für die benötigten Schaltungskomponenten zu erhalten. Im nächsten Schritt wurden die Schaltungen in der L08-CMOS-Technologie des IMS umgesetzt. Anschließend wurden die IC charakterisiert und ein Gesamtsystem aus Sensor, Ausleseschaltung, FPGA und Microcontroller aufgebaut.

Die Messungen haben gezeigt, dass sich das System nicht nur in der Simulation korrekt verhält, sondern auch in Realität einwandfrei funktioniert. Das Hauptziel der Spezifikation, dass das System als induktiver Näherungsschalter mit Hysterese bei einem Targetabstand, der einer Dämpfung von 1% entspricht, eine Wiederholgenauigkeit von 1% erreichen muss, wurde deutlich übererfüllt. Auch die Funktion des Gesamtsystems aus Sensor, SDM, sinc-Filter, IIR-Filter und Schwellwertvergleich konnte erfolgreich nachgewiesen werden.

Nichts desto trotz bietet die aktuelle Implementierung noch einige Verbesserungsmöglichkeiten. Die Messungen haben gezeigt, dass das Rauschen des realen Systems größer ist als das des Systemmodells. Aus diesem Grund wurde das Systemmodell im Rahmen der Messwertanalyse um das bis dahin vernachlässigte Oszillatorrauschen erweitert. Damit konnte gezeigt werden, dass das Oszillatorrauschen, welches hauptsächlich durch das thermische Rauschen der Transistoren in der CMFB-Schaltung verursacht wird, die dominante Rauschquelle des Systems ist. Aus diesem Grund muss bei einem Redesign des Oszillators darauf geachtet werden, die Transkonduktanz g_m der Transistoren in der CMFB-Schaltung sowie die nachfolgende Verstärkung zu verringern.

Auch die PLL besitzt noch Verbesserungspotential. Bei einem Redesign in einer Technologie, die hochohmige Polysiliziumwiderstände besitzt, könnte der Loopfilter so verändert werden, dass sich die Stabilität der PLL erhöht und der Ripple am Eingang des VCO verringert. Da hochohmige Polysiliziumwiderstände eine kleinere Fläche benötigen und damit auch eine niedrigere parasitäre Kapazität besitzen, lässt sich der Loopfilter exakter realisieren als in der aktuellen Technologie. Außerdem lässt sich mit diesen Widerständen der Flächenbedarf der PLL stark reduzieren.

Für die Temperaturkompensation wurden im Rahmen dieser Arbeit zwei verschiedene Konzepte entworfen. Bei der Kompensation mit einem Referenzsensor wird keine zusätzliche Hardware benötigt. Für das Konzept zur Temperaturkompensation über den Gleichstromwiderstand der Spule muss jedoch noch der LC-Oszillator umgebaut und ein zusätz-

licher SDM für die Digitalisierung der Information implementiert werden. In Abbildung 9.1 ist die Erweiterung des Oszillators zur Einspeisung eines zusätzlichen DC-Stromes dargestellt. Die zusätzlichen Schaltungsteile sind darin fett hervorgehoben.

Da die Signalbandbreite des Temperatursignals sehr niedrig ist, würde ein SDM 1. Ord-

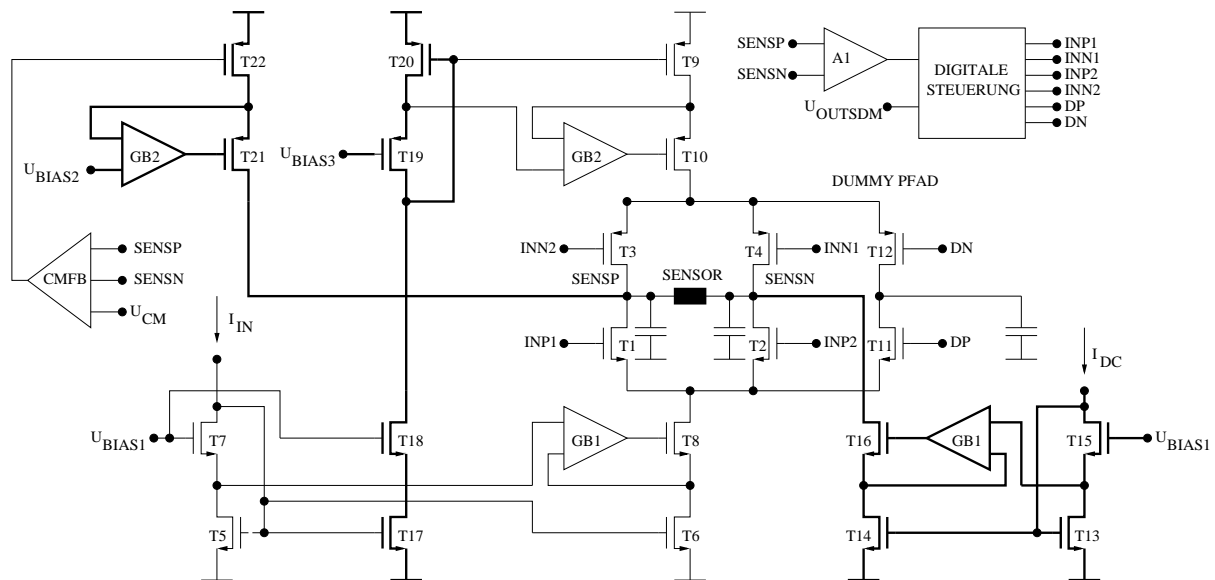


Abbildung 9.1: LC-Oszillator mit zusätzlichem Pfad zur Gleichstromeinspeisung

nung ausreichen. Mit Hilfe der Spitzenwertabtastung und eines speziellen Taktschemas könnte im SC-Integrator des SDM auch gleichzeitig die Verstärkung des DC-Signals sowie die Unterdrückung der überlagerten Schwingung erfolgen, so dass kein zusätzlicher Filter benötigt wird. In Abbildung 9.2 ist die vereinfachte „single-ended“-Implementierung des entsprechenden SC-Integrators dargestellt. In Phase 1 wird dabei die positive Amplitude der Schwingung abgetastet und in Phase 2 die negative. Durch die Addition in der Ladungstransferphase 3 wird die Schwingung dann ausgelöscht und der DC-Anteil verstärkt.

Um das System zu einem kompletten Produkt zu machen, muss die Signalverarbeitung noch mit den benötigten peripheren Elementen wie Spannungsregler, Referenzspannungserzeugung und Ausgangsstufe erweitert sowie der im Augenblick im FPGA implementierte sinc-Filter integriert werden.

Aufbauend auf einem solchen Produkt, das sowohl als induktiver Näherungsschalter als auch als induktiver Abstandsmesser verwendet werden kann, können dann spezielle An-

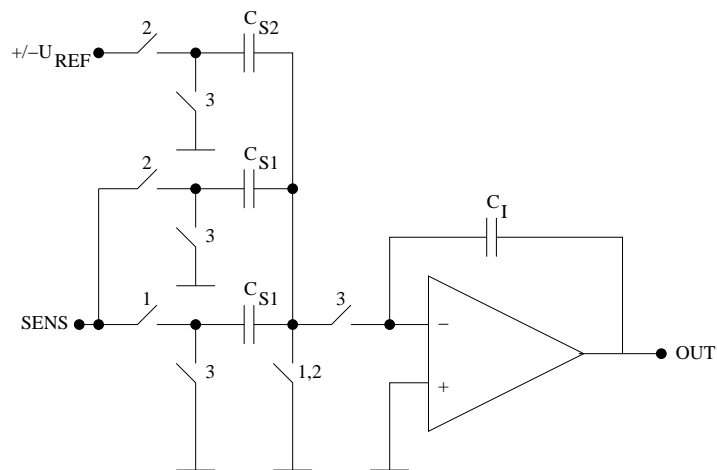


Abbildung 9.2: SC-Integrator für SDM 1. Ordnung mit Unterdrückung der überlagerten Schwingung

wendungen wie zum Beispiel materialunabhängige Sensoren adressiert werden. Dazu muss das System um eine zusätzliche Frequenzinformation sowie um die entsprechenden digitalen Algorithmen erweitert werden.

A Simulink-Modell

In dieser Anlage werden das Simulink-Modell sowie die Matlab-Programme, die für die Systemsimulationen verwendet wurden, dokumentiert.

A.1 Matlab-Modell des Sensors

```
function out = param(abstand,temperatur,kapazitaet)
%Funktion zur Induktivitätsberechnung in Abhängigkeit des Abstandes, der
%Temperatur und der Frequenz

%Parameter für den Sensor d12mm27
ALnom=24.98e-9;
Tnom=20;
TKa1=6e-3;
TKa2=-350e-6;
fnom=300e3;
FKa1=2.56e-6;
N=67.5;
R2L2=1.87e+6;
Knom=251.74e-3;
TKk=0.114;
DKD1=1.534;
DKD2=3.061;
ferromagn=1;
P1mueffd=0.14;
P2mueffd=0.7637;
RDCnom=2.19;
TKrdc=0.386;
rho=16.79e-9;
Ddraht=112e-6;
mu=4*pi*1e-7;
Fskin=1.44394;
```

```

Pskin=4;
tandknom=8.95e-3;
TK1tandk=-0.285;
TK2tandk=1.2e-3;
DELTDF=1.55e-6;

%Bei der Umstellung auf ein frequenzunabhängiges Sensormodell, wird die
%Abhaengigkeit von AL vernachlaessigt
%ALfreq=1+FKal/100*(frequenz-fnom);
mueffd=1+ferromagn.*P1mueffd*(1./(abstand+P2mueffd).^2);
ALtemp=1+TKal1./100.*(temperatur-Tnom)+TKal2./100.*(temperatur-Tnom).^2;
AL=ALnom.*ALtemp.*mueffd;
L0=N.^2.*AL;
Ktemp=Knom.*(1+TKk./100.*(temperatur-Tnom));
K=Ktemp.*((1./DKD1).^abstand+(1./DKD2).^abstand);
L=L0./2-1./(2.*kapazitaet.*R2L2.^2)+sqrt(1./4.*(1./(kapazitaet.*R2L2.^2)-L0).^2-L0.*(K.^2-1)
./kapazitaet.*R2L2.^2));

omega=1./sqrt(L.*kapazitaet);
frequenz=omega./(2.*pi);

RDC=RDCnom.*(1+TKrdc./100.*(temperatur-Tnom));
Eindringtiefe=sqrt(2.*rho./(omega.*mu));
Rskin=RDC.*(Ddraht./(Fskin.*Eindringtiefe)).^Pskin;
tandktemp=tandknom.*(1+TK1tandk./100.*(temperatur-Tnom)+TK2tandk./100.*(temperatur-Tnom).^2);
tandk=tandktemp.*(1+DELTDF.*(frequenz-fnom));
RK=omega.*L0.*tandk;
RT=omega.^2.*K.^2.*L0.*R2L2./(R2L2.^2+omega.^2);
R=RDC+Rskin+RK+RT;

%out=[L;R;RDC];
out=[L;R];

```

A.2 Schwingkreismodell

Um den Sensor in einem signalflussorientierten Simulator wie Simulink simulieren zu können, muss das Verhalten des Systems als Differentialgleichungssystem formuliert werden. Da differentielle Operationen bei numerischen Simulatoren häufig zu Schwierigkeiten führen, wurden die Strom- und Spannungsbeziehungen an der Spule und am Kondensator in Integralform aufgestellt. Das folgende Differentialgleichungssystem beschreibt das Verhal-

ten des in Abbildung 5.11 dargestellten Schwingkreises:

$$I_C = I_{IN} - I_L \quad (\text{A.2.1})$$

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t I_C dt \quad (\text{A.2.2})$$

$$U_L = U_C - U_R \quad (\text{A.2.3})$$

$$U_R = R I_L \quad (\text{A.2.4})$$

$$I_L = \frac{1}{L} \int_0^t U_L dt \quad (\text{A.2.5})$$

Die Werte für L und R lassen sich in Abhängigkeit vom Targetabstand, von der Temperatur und der Schwingkreiskapazität C mit Hilfe der Gleichungen aus Abschnitt 2 berechnen. Auf Basis des Differentialgleichungssystems lässt sich das in Abbildung A.1 dargestellte Simulink-Modell aufstellen.

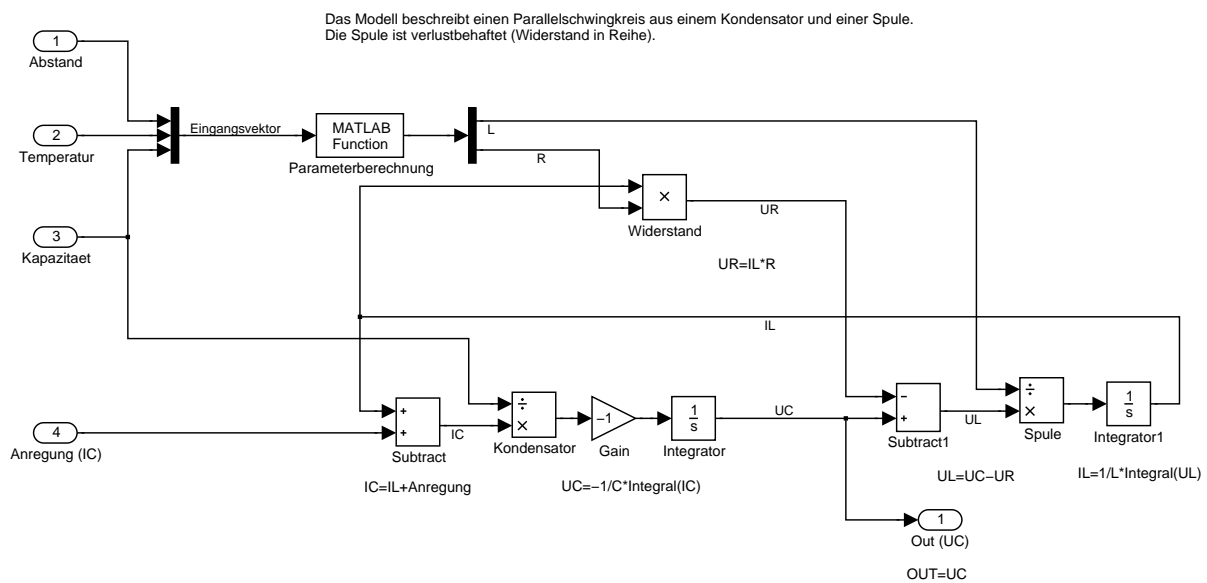


Abbildung A.1: Simulinkmodell des Schwingkreises

A.3 Oszillatormodell

Abbildung A.2 zeigt das Simulinkmodell des Oszillators. Die zweistufige Rückkopplung wurde als Komparator modelliert, dem als nichtideale Eigenschaften ein Offset und eine

Verzögerung zugeordnet wurden. Das Komparatorsignal wird anschließend mit dem Ausgangssignal des SDM verknüpft und dann in einen Steuerstrom umgewandelt, der in der richtigen Polarität in den Schwingkreis eingespeist wird.

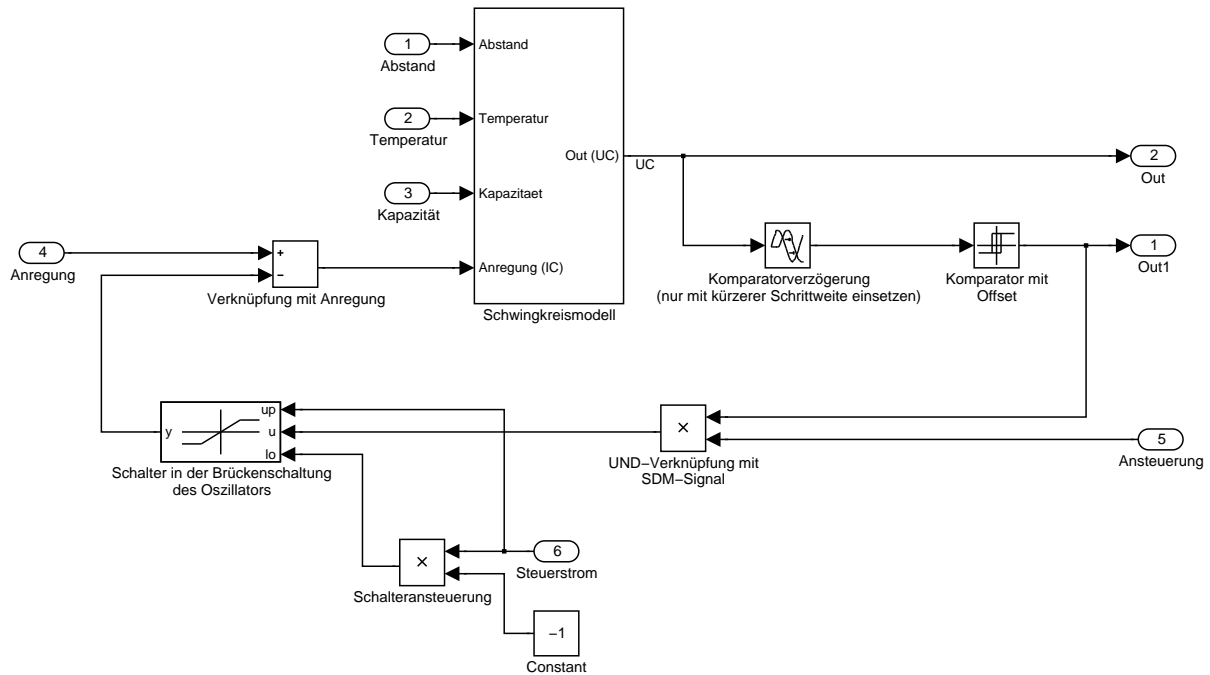


Abbildung A.2: Simulinkmodell des Oszillators

A.4 Amplitudenmessung

In Abbildung A.3 ist der Block zur Amplitudenmessung dargestellt. Am Eingang des SDM wird darin der Sollwert subtrahiert und das Signal gleichgerichtet, bevor es vom SDM abgetastet wird.

Abbildung A.4 zeigt das Modell des SDM und der ersten Stufe des sinc-Filters. Der SDM besteht aus zwei Integratoren und dem Komparator. Außerdem gibt es in dem Modell zwei Rauschquellen an den Eingängen der beiden Integratoren. Des Weiteren gibt es in dem Modell einige Blöcke, mit denen ein niederfrequentes Ditheringsignal erzeugt werden kann, das am Eingang des zweiten Integrators addiert wird. Das Dithering wurde eingeführt, da

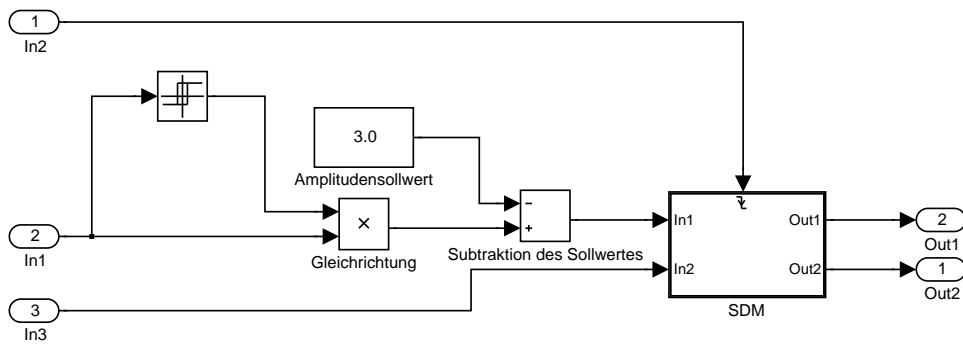


Abbildung A.3: Simulinkmodell für die Amplitudenmessung

sich das System bei höheren Frequenzen wie ein SDM 1. Ordnung verhält. Solche Modulatoren neigen dazu, idle-tones zu produzieren. Simulationen und Messungen mit und ohne Dithering haben jedoch gezeigt, dass das bei diesem System nicht der Fall ist, da die natürlichen Rauschquellen als Dithering ausreichen. Aus diesem Grund wurde dieser Aspekt in der Arbeit auch nicht näher beleuchtet.

In Abbildung A.5 ist das Modell des ersten Integrators mit seinen nichtidealen Schaltungs-

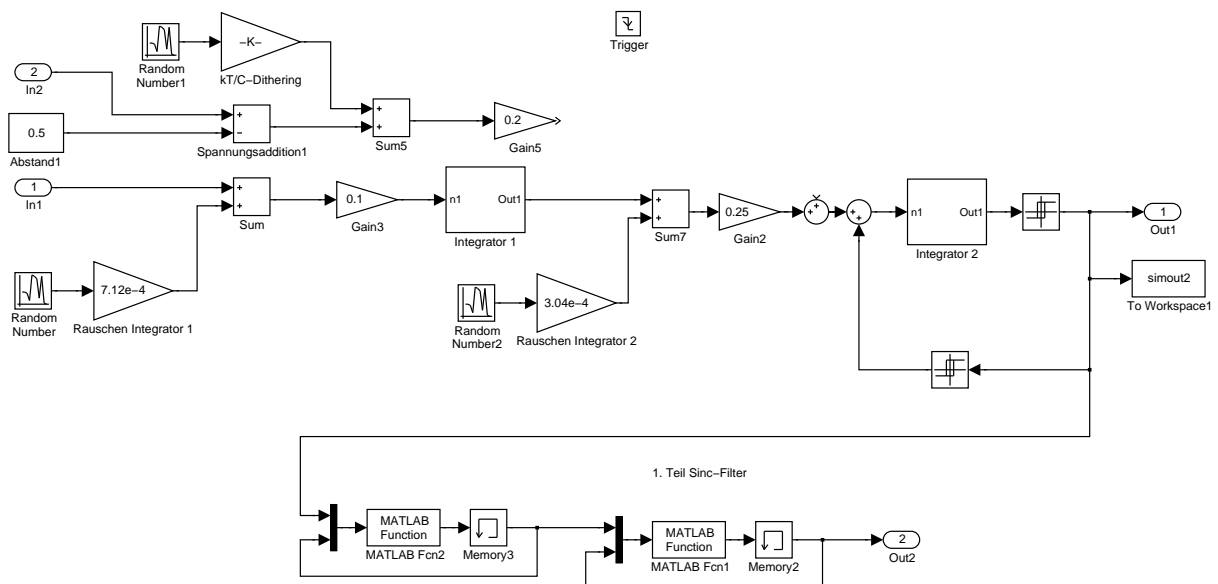


Abbildung A.4: Simulinkmodell des SDM und der ersten Stufe des sinc-Filters

eigenschaften dargestellt. Die beiden Faktoren modellieren den Einfluss der endlichen Verstärkung des OPV. Mit Hilfe des saturation-Blocks wird der begrenzte Aussteuerbereich

nachgebildet und mit der Matlab-Funktion das settling-Verhalten des Integrators.

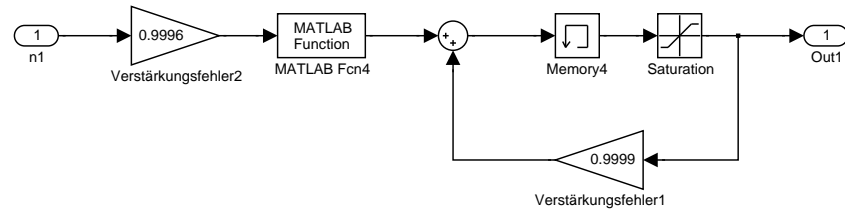


Abbildung A.5: Simulinkmodell des ersten Integrators

Matlab-Programm zur Modellierung des Settling:

```
function out = slew(VIN)
%Funktion zur Berechnung des durch settling bedingten Endwertes

GBW=20e+6;
SR=10e+6;
tau=1/(2*pi*GBW);
tp=1/2000000/2;

%Uebergangszeitpunkt
t0=-tau*log(SR*tau/abs(VIN));
if t0<=0
    VOUT=VIN*(1-exp(-tp/tau));
elseif t0<tp
    VOUT=VIN-sign(VIN)*SR*t0*exp(-(tp-t0)/tau);
else
    VOUT=sign(VIN)*SR*tp;
end

out=VOUT;
```

Um den Überlauf der Register im sinc-Filter zu modellieren, wurde ein spezielles Matlab-Programm für den Addierer entwickelt:

```
function out = adder(in1,in2)
summe=in1+in2;
if summe>2^13/2
    summe=summe-2^13;
end
```

```

if summe < -2^13/2
    summe = summe + 2^13;
end
out = summe;

```

A.5 Modell des Digitalfilters

Das Modell des Digitalfilters, welches in Abbildung A.6 dargestellt ist, besteht aus drei Hauptteilen, dem 2. Teil des sinc-Filters, dem FIR-Filter und dem IIR-Filter.

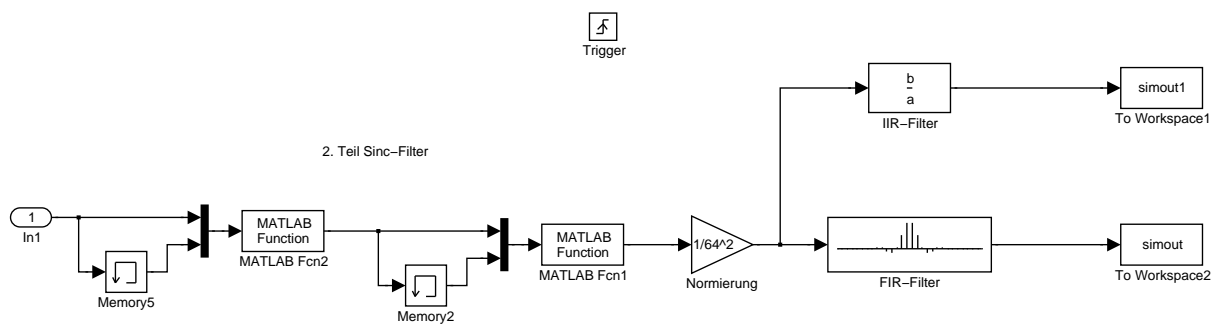


Abbildung A.6: Simulinkmodell des Digitalfilters

Die Subtraktion im sinc-Filter wurde wiederum mit einem Matlab-Modell realisiert, um den Überlauf der Register zu modellieren:

```

function out = adder2(in1,in2)
differenz=in1-in2;
if differenz > 2^13/2
    differenz=differenz-2^13;
end
if differenz < -2^13/2
    differenz=differenz+2^13;
end
out=differenz;

```


A.6 Modell der PLL

In den Abbildungen A.7 bis A.10 sind die Modelle der PLL, des PFD, des VCO und des Taktteilers dargestellt. Zusätzlich zur Grundfunktion werden im Modell der PLL und des VCO Rauschspannungen addiert, um das Rauschen der Widerstände im LPF und in der Stromquelle des VCO zu modellieren.

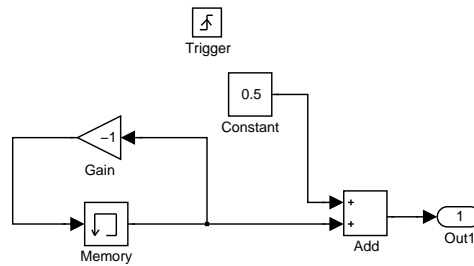


Abbildung A.7: Simulinkmodell des Taktteilers

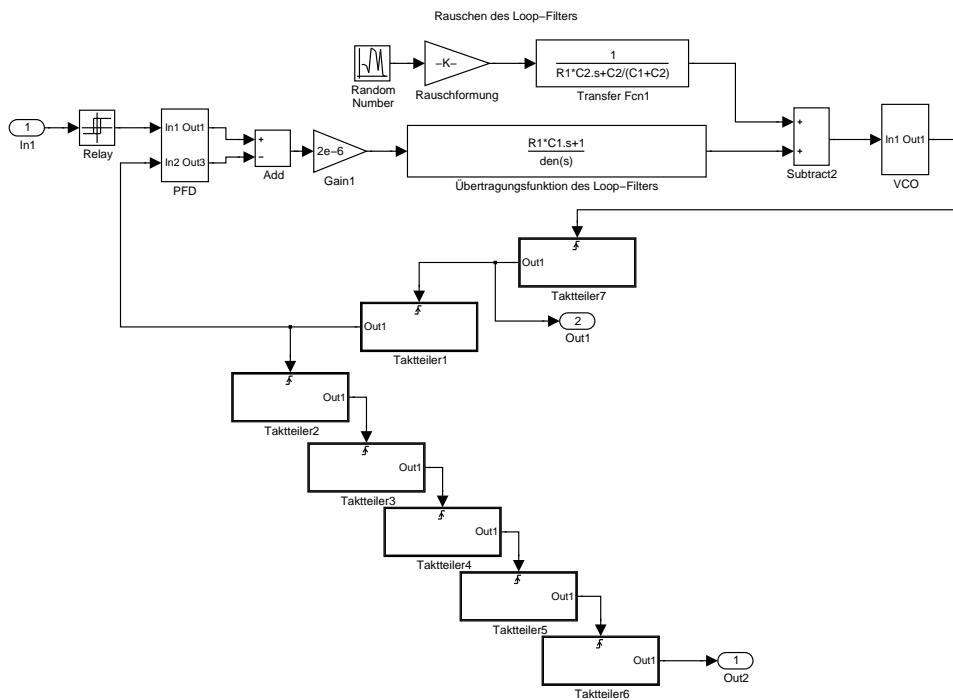


Abbildung A.8: Simulinkmodell der PLL

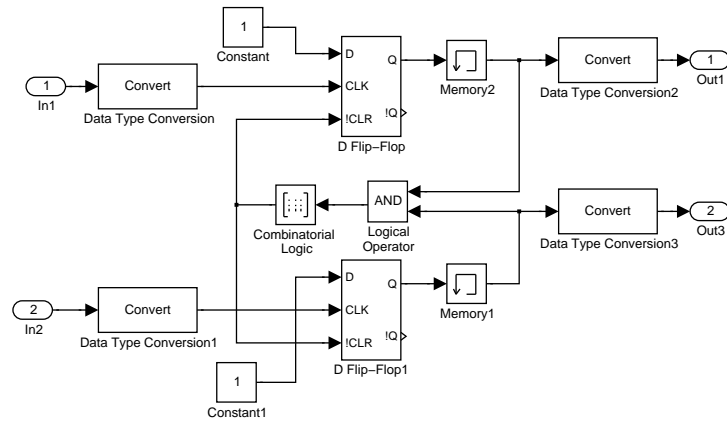


Abbildung A.9: Simulinkmodell des PFD

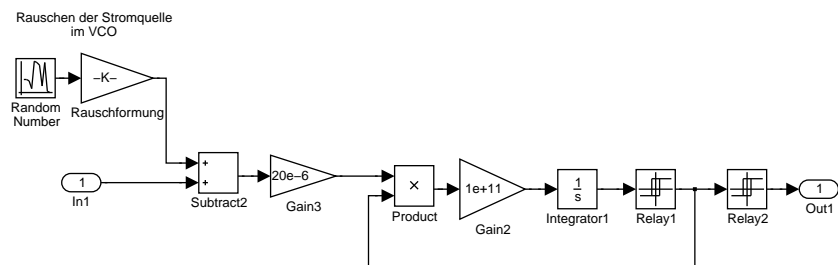


Abbildung A.10: Simulinkmodell des VCO

A.7 Modell des Gesamtsystems

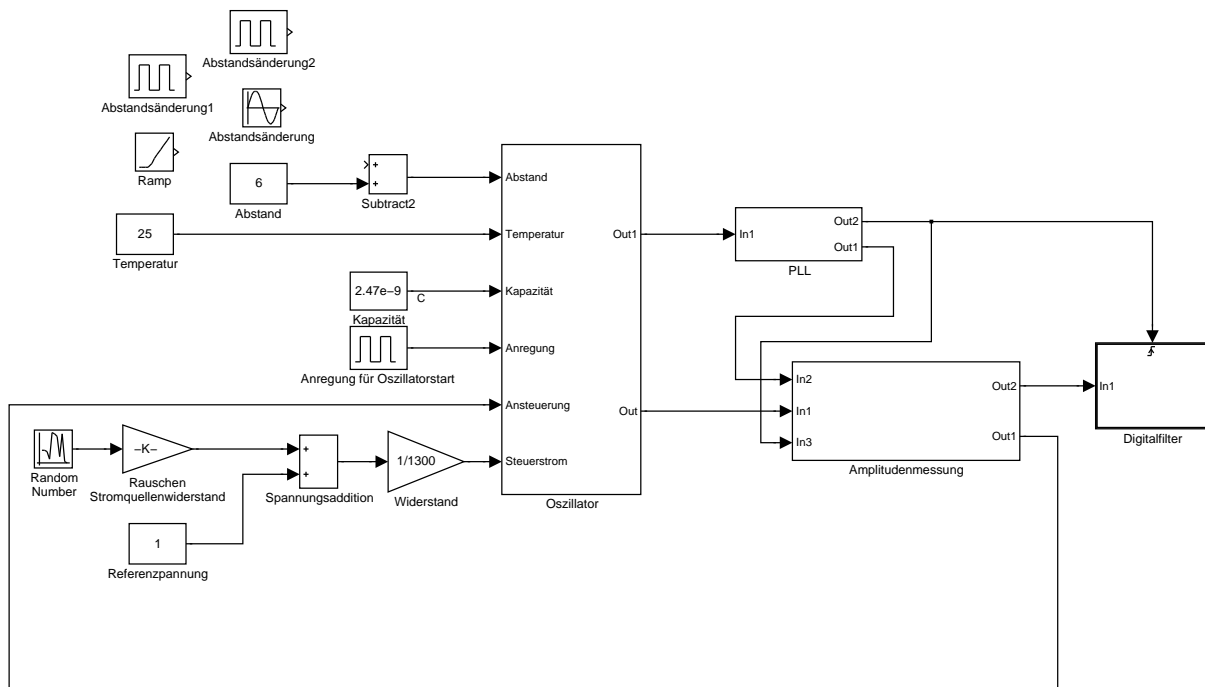


Abbildung A.11: Simulinkmodell des Gesamtsystems

B Matlab-Programme

In diesem Abschnitt werden die verschiedenen Matlab-Programme dargestellt, die für den Entwurf und die Analyse des Systems verwendet werden.

B.1 Matlab-Programm zur Definition der Filterparameter im Digitalfilter und dem LPF

```
global C1;
global C2;
global R1;
global R3;
global C3;
%C2=4e-12;
%C1=16e-12;
%R1=600000;
C2=6e-12;
C1=40e-12;
R1=500000;
C3=0;
R3=0;
%[n,Wn,beta,ftype]=kaiserord([1000 2500],[1 0],[0.0001 0.0001],9000);
%endfilter = fir1(n,Wn,ftype,kaiser(n+1,beta),'noscale');
endfilter1=[-0.0002 -0.0004 0.0006 0.0026 0.0012 -0.0060 -0.0093 0.0044 0.0249 0.0152
-0.0365 -0.0682 0.0101 0.1980 0.3638 0.3638 0.1980 0.0101 -0.0682 -0.0365 0.0152];
endfilter2=[0.0249 0.0044 -0.0093 -0.0060 0.0012 0.0026 0.0006 -0.0004 -0.0002];
endfilter=[endfilter1 endfilter2];
%[n2,Wn2] = ellipord(1000/4500,3000/4500,0.001,80);
%[b,a] = ellip(n2,0.001,80,Wn2);
b=[0.0035 0.0099 0.0177 0.0210 0.0177 0.0099 0.0035];
a=[1.0000 -3.1067 4.6995 -4.1451 2.2208 -0.6764 0.0911];
```

B.2 Matlab-Programm zur theoretischen Berechnung des SNR

```
%Berechnung des theoretischen SNR

%Definition der Konstanten
Temp=25;
C=2.47e-9;
d=6;
Usoll=3;
Rref=1300;
Vref=1;
fn=2000;
fa=600000;
K=1/40;
kb=1.38e-23;
Temp2=300;
Cs=0.5e-12;
Ci=5e-12;
Cl=3e-12;
Cs2=1e-12;
Ci2=4e-12;
Cl2=3e-12;

%Berechnung Widerstand und Induktivität bei d und d+1%
outd=param(d,Temp,C);
Rd=outd(2);
Ld=outd(1);
outd1=param(d*1.01,Temp,C);
Rd1=outd1(2);
Ld1=outd1(1);
deltar=Rd-Rd1;

%Berechnung Signalleistung
PS=(Usoll*pi*C*Rref*deltar/(4*Ld))^2/2;

%Berechnung Quantisierungsrauschleistung
CNTF=Rref*2*pi*Rd*C/(K*4*Ld);
PQS=(CNTF^2*pi^4*Vref^2*(fn/fa)^5)/15;

%Berechnung Widerstandsrauschleistung
PR=2*4*kb*Temp2*Rref*fn;

%Berechnung Rauschen am ersten Integrator
```

```
PNSEG=4*kb*Temp2/Cs;
PNSLG=kb*Temp2/Cs;
VINT1=Cs/Ci;
CEQ=2*Cs+C1+C1*VINT1;
PNAE=(1+VINT1)^2*1.5*8*kb*Temp2/(VINT1^2*3*CEQ);
PNINT1=(2*pi*Rd*C*Rref/(4*Ld))^2*fn/fa*(PNSEG+PNSLG+PNAE);
FSIM=(PNSEG+PNSLG+PNAE)^0.5

%Berechnung Rauschen am zweiten Integrator
PNSEG2=4*kb*Temp2/Cs2;
PNSLG2=kb*Temp2/Cs2;
VINT2=Cs2/Ci2;
CEQ2=2*Cs2+C12+C12*VINT2;
PNAE2=(1+VINT2)^2*1.5*8*kb*Temp2/(VINT2^2*3*CEQ2);
FSIM2=(PNSEG2+PNSLG2+PNAE2)^0.5

%Berechnung SNR
SNR=10*log10(PS/(PQS+PR+PNINT1))
```

B.3 Matlab-Programm zur Berechnung des SNDR aus dem Ergebnis der Systemsimulation

```
function out = sndrberechnung(outmit,outohne)

spektrummit=abs(fft(outmit(100:1023+100).*hanning(1024)))/1024;
spektrumohne=abs(fft(outohne(100:1023+100).*hanning(1024)))/1024;
gesamtleistung=sum(spektrummit(20:1024-20).^2);
rauschleistung=sum(spektrumohne(20:1024-20).^2);
signalleistung=gesamtleistung-rauschleistung;
snr=10*log10(signalleistung/rauschleistung);
out=snr;
```

B.4 Matlab-Programm zur Analyse der Messwerte

```
%Prozedur zur Messwertauswertung
%FIR:
meanfir=mean(simout(100:length(simout)));
stdfir=std(simout(100:length(simout)));
minfir=min(simout(100:length(simout)));
```

```
maxfir=max(simout(100:length(simout)));
[meanfir, stdfir*1e5, minfir, maxfir]
%IIR:
meaniir=mean(simout1(100:length(simout)));
stdiir=std(simout1(100:length(simout)));
miniir=min(simout1(100:length(simout)));
maxiir=max(simout1(100:length(simout)));
[meaniir, stdiir*1e5, miniir, maxiir]
```

C Controller-Programm

In diesem Abschnitt sind die C- und Assemblerprogramme für den MCU zusammengestellt.

Nach der Konfiguration des MCU und der Definition der Koeffizienten des FIR-Filters werden zwei Nullen über die RS232-Schnittstelle an den PC gesendet, um die Kommunikation zu synchronisieren. Anschließend beginnt das eigentliche Programm. Immer, wenn die SPI-Schnittstelle einen vollständigen Wert gelesen hat, wird das Unterprogramm „filterberechnung“ gestartet. In diesem Unterprogramm findet dann die Berechnung des FIR-Filters sowie der Vergleich mit einem vorher festgelegten Schwellwert statt.

```
//C Programm zum test eines FIR Filters
#include "p30F2010.h"
#include "spi.h"

//Configuration bits
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL8);
//_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL4);
_FWDT(WDT_OFF);
_FBORPOR(PBOR_OFF & BORV_27 & PWRT_16 & MCLR_EN);
_FGS(CODE_PROT_OFF);

//Program Specific Constants
#define FCY 7372800 //Instruction cycle rate (Osc x PLL / 4)

//global variables and functions
int main(void);
void filterberechnung(void);
int datenspeicher[30];
int koef[30];
int out,r,zaehler,schwelle,hysterese,schwelleh,schwellel,zwischenspeicher;
extern mulacc(int,int);
```

```

extern ergebnis(int);
extern clearacca;
extern koefizienten;

void filterberechnung(void)
{
zwischenpeicher=SPI1BUF;
if (zwischenpeicher>0)
{
for(r=29;r>0;r=r-1)
{
datenspeicher[r]=datenspeicher[r-1];
}
WREG0=zwischenpeicher;
asm ("sl WO,#2,W0");
datenspeicher[0]=WREG0;
asm ("clr ACCA");
asm ("clr ACCAH");
asm ("clr ACCAU");
for(r=0;r<30;r=r+1)
{
mulacc(datenspeicher[r],koef[r]);
}
asm ("mov ACCAH,W0");
out=WREG0;
if (out<schwellel)
{
LATE = 0b0000000000000000;
}
if (out>schwelleh)
{
LATE = 0b0000000000000001;
}
zaehler=zaehler+1;
if (zaehler==2)
{
U1TXREG=out;
WREG1=out;
asm ("asr W1,#0x8,W0");
out=WREG0;
U1TXREG=out;
zaehler=0;
}
}
}

```

```
//main routine
int main(void)
{
ADPCFG = 0b1111111111111111; //Abschaltung Analogpins fuer SFRAM
TRISB = 0b1111111111111100;
TRISE = 0b1111111111111110;

//Konfiguration SPI
SPI1CONbits.FRMEN = 0;
SPI1CONbits.MSTEN = 0;
SPI1CONbits.SPIFSD = 1;
SPI1CONbits.MODE16 = 1;
SPI1CONbits.CKE = 0;
SPI1CONbits.CKP = 1;
SPI1CONbits.SMP = 0;
SPI1CONbits.SSEN = 0;
SPI1CONbits.DISSDO = 0;

koeff[0]=7;
koeff[1]=-13;
koeff[2]=20;
koeff[3]=85;
koeff[4]=39;
koeff[5]=-197;
koeff[6]=-305;
koeff[7]=144;
koeff[8]=816;
koeff[9]=498;
koeff[10]=-1196;
koeff[11]=-2235;
koeff[12]=331;
koeff[13]=6488;
koeff[14]=11921;
koeff[15]=11921;
koeff[16]=6488;
koeff[17]=331;
koeff[18]=-2235;
koeff[19]=-1196;
koeff[20]=498;
koeff[21]=816;
koeff[22]=144;
koeff[23]=-305;
koeff[24]=-197;
koeff[25]=39;
```

```

koeff[26]=85;
koeff[27]=20;
koeff[28]=-13;
koeff[29]=7;

zaehler=0;
schwelle=10150;
hysterese=18;
schwelleh=schwelle+hysterese;
schwellel=schwelle-hysterese;

SPI1STATbits.SPIEN = 1;

LATB = 0b0000000000000010;
for(r=0;r<10;r=r+1)
LATB = 0b0000000000000000;

out=SPI1BUF;

//Konfiguration UART
U1BRG = 7;
U1MODE = 0b1000010000000000;
U1STAbits.UTXEN = 1;

//Synchronisation der Uebertragung, durch senden zweier Nullen
U1TXREG=0;
U1TXREG=0;

while(1)
{
if (SPI1STATbits.SPIRBF==1)
{
LATB = 0b0000000000000000;
LATB = 0b0000000000000001;
filterberechnung();
}
}
}

```

Die Multiplikation der Daten mit den Koeffizienten des FIR-Filters und die Addition des Ergebnisses auf den Akkumulator wird mit einem Assembler-Programm durchgeführt, da sich die benötigten Befehle nicht über den C-Compiler ansprechen lassen.

```
; assembly program fuer mac Befehl
```

```
.global _mulacc
_mulacc:
mov w0,w5
mov w1,w6
mac W5*W6,A
return
.end
```

Das letzte Programm dient auf der PC-Seite dazu, zwei nacheinander vom MCU übertragene 8Bit-Werte wieder zu einem 16Bit-Wert zusammensetzen und in einer Datei zu speichern.

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <windows.h>
#include <string.h>
#include <dos.h>
#include <time.h>
#include <math.h>

DCB dcb;
HANDLE hSerial;
FILE *datei;

//Unterprogramm zur Initialisierung der Kommunikation
void init_communication(void)
{
    {
        char *pcCommPort = "COM1"; //Set at com 2 for moment
        BOOL fSuccess;
        hSerial = CreateFile( pcCommPort,
            GENERIC_READ | GENERIC_WRITE,
            0, // must be opened with exclusive-access
            NULL, // no security attributes
            OPEN_EXISTING, // must use OPEN_EXISTING
            0, // not overlapped I/O
            NULL // hTemplate must be NULL for comm devices
        );

        if (hSerial == INVALID_HANDLE_VALUE)
        {
            // Handle the error.
        }
    }
}
```

```

    printf ("CreateFile failed with error %d.\n", GetLastError());
    /*return (1);*/
}

// Build on the current configuration, and skip setting the size
// of the input and output buffers with SetupComm.

fSuccess = GetCommState(hSerial, &dcb);

if (!fSuccess)
{
    // Handle the error.
    printf ("GetCommState failed with error %d.\n", GetLastError());
    /*return (2);*/
}

// Fill in DCB: 115200 bps, 8 data bits, no parity, and 1 stop bit.

dcb.BaudRate = CBR_115200;    // set the baud rate
dcb.ByteSize = 8;            // data size, xmit, and rcv
dcb.Parity = NOPARITY;      // no parity bit
dcb.StopBits = ONESTOPBIT;   // one stop bit

fSuccess = SetCommState(hSerial, &dcb);

if (!fSuccess)
{
    // Handle the error.
    printf ("SetCommState failed with error %d.\n", GetLastError());
}
printf ("Serial port %s successfully reconfigured.\n", pcCommPort);
}

void close_communication(void)
{
    CloseHandle (hSerial); // Port schließen
    hSerial = INVALID_HANDLE_VALUE; // das Handle zurücksetzen
}

//Unterprogramm zum Lesen der Controllerdaten
void communication(void)
{
    char eingangsdaten;
    int daten[2],i,ausgangsdaten,r;

```

```
DWORD dwRead=0;
while (ReadFile(hSerial, &eingangsdaten, 1, &dwRead, NULL))
{
    //Erkennung Startwert -1 zum Start der Dateneubertragung
    daten[1]=(int)eingangsdaten;
    if (ReadFile(hSerial, &eingangsdaten, 1, &dwRead, NULL))
    {
        daten[2]=(int)eingangsdaten;
    }
    if (daten[1]==0 && daten[2]==0)
    {
        printf("Start der Aufnahme");
        //Einlesen von 16 16-Bit Woertern
        for (r=0;r<40000;r++)
        {
            //Einlesen zweier aufeinanderfolgender 8-Bit Woerter
            for (i=0;i<2;i++)
            {
                if (ReadFile(hSerial, &eingangsdaten, 1, &dwRead, NULL))
                {
                    daten[i]=(int)eingangsdaten;
                }
            }
            //Bei Bedarf (groesstes Bit 1) Umrechnung des LSB-Wortes in unsigned int
            if (daten[0]<0)
            {
                daten[0]=daten[0]+256;
            }
            //Berechnung der Ausgangsdaten durch Kombination des LSB- und MSB-Wortes
            ausgangsdaten=daten[0]+256*daten[1];
            fprintf(datei,"%i\n",ausgangsdaten);
        }
        break;
    }
}

int main(void)
{
    init_communication();
    datei=fopen("C:/TEMP/daten_sascha.txt", "w");
    communication();
    close_communication();
    fclose(datei);
    system("PAUSE");
}
```

```
    return(1);  
}
```

Literaturverzeichnis

- [1] E. Linner, „Impulse geben. Näherungsschalter in ihren Anwendungen“, Elektronikpraxis, Nr. 13, 1997
- [2] A. K., „Positionen zuverlässig erfassen. Für welche Anwendungen eignet sich welcher Näherungsschalter?“, Markt & Technik, Nr. 45, 2003
- [3] S. Kjesbu, „Industrial Environment Proximity Switches“, Communications Engineer, February 2003
- [4] B. Bury, „Proximity Sensing for Robots“, IEE Colloquium on Robot Sensors, Jan 1991
- [5] J. Fraden, „AIP Handbook of Modern Sensors“, American Institute of Physics, 1993
- [6] H.-R. Tränkler, E. Obermeier, „Sensortechnik“, Springer, 1998
- [7] Siemens, „IC for Inductive Proximity Switches with Short-Circuit Protection“, Data Sheet, 2005
- [8] P. Heimlicher, „Temperaturstabilisierter Oszillator und Verwendung desselben in einem Näherungsschalter“, Europäische Patentschrift EP 0813306B1, 1997
- [9] P. Heimlicher, „Temperature Stabilized Oscillator and Proximity Switch Containing the Oscillator“, United States Patent 6031430, 1997

- [10] P. Heimlicher, „Der vierfache Schaltabstand“, Computer und Automation, 2004
- [11] IMTEK, „Sensorcharakterisierung und Modellierung für einen induktiven Näherungssensor“, Auftragsarbeit für SICK AG
- [12] Y. Wang, „Trennung der Einflußgrößen von Wirbelstromsensoren durch Signalverarbeitung mit Hilfe von Felduntersuchung und Modellierung“, VDI Verlag, 1996
- [13] VDE, „Niederspannungsschaltgeräte Teil 5-2: Steuergeräte und Schaltelemente - Näherungsschalter“, DIN EN 60947-5-2, 1997
- [14] K. A. A. Makinwa, M. A. P. Pertijs, J. C. v. d. Meer, J. H. Huijsing, „Smart Sensor Design: The Art of Compensation and Cancellation“, ESSCIRC, 2007
- [15] G. Kurz, W. Mathis, „Oszillatoren“, Hüthig, 1994
- [16] S. R. Norsworthy, R. Schreier and G. C. Temes, „Delta-Sigma Data Converters Theory, Design, and Simulation“, IEEE Press., 1997
- [17] S. Rabii and B. A. Wooley, „The Design of Low Voltage, Low Power Sigma-Delta Modulators“, Kluwer Academic Publishers, 1999
- [18] R. Hoffmann, „Signalanalyse und -erkennung“, Springer, 1998
- [19] S. Thoß, „Entwicklung eines zweistufigen integrierten Sigma-Delta-Wandlers für Anwendungen in der Mikrosystemtechnik“, Diplomarbeit TU Dresden, 2001
- [20] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol und H. Mühlig, „Taschenbuch der Mathematik“, Verlag Harri Deutsch, 1995
- [21] E. G. Woschni, „Informationstechnik“, Verlag Technik Berlin, 1988

- [22] E. B. Hogenauer, „An Economical Class of Digital Filters for Decimation and Interpolation“, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-29, No. 2, April 1981
- [23] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, „Zeitdiskrete Signalverarbeitung“, R. Oldenbourg Verlag, 1992
- [24] O. Machul, „Nichtlineare Approximationsmethoden zur Reduzierung nichtidealer Sensoreigenschaften in integrierten CMOS-Sensorsystemen“, Fraunhofer IRB Verlag, 2000
- [25] D. Weiler, „Selbsttest und Fehlertoleranz mit zugelassener milder Degradation in integrierten CMOS-Sensorsystemen“, Dissertation Universität Duisburg, 2000
- [26] S. Fericean, M. Friedrich, T. Reider, „Kalibrierung und Kompensation von Näherungsschaltern durch integriertes Teach-in-Verfahren“, VDI Berichte 1530, 2000
- [27] S. Fericean, M. Friedrich, H. Kammerer, B. Fingerle, „Hochempfindlicher Näherungssensor sowie Verfahren zu seinem Abgleich“, Patentschrift DE 10046147 C1, 2000
- [28] R. Droxler, „Berührungslos arbeitender Näherungsschalter“, Patentschrift DE 19611810 C2, 1996
- [29] M. Jagiella, S. Fericean, „Miniaturized Inductive Sensors for Industrial Applications“, Proceedings of IEEE Sensors, 2002
- [30] B. Tigges, D. Brasse, „Induktiver Näherungsschalter“, Patentschrift DE 3714433 C2, 1987
- [31] B. Tigges, „Induktiver Näherungsschalter“, Patentschrift DE 4031252 C1, 1990

- [32] P. Malcovati, S. Brigati, F. Francesconi, F. Maloberti, F. Cusinato, A. Baschiroto, „Behavioral modeling of switched-capacitor sigma-delta modulators“, *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, Vol. 50, No. 3, pp. 352-364, 2003
- [33] K. R. Laker, W. M. C. Sansen, „Design of Analog Integrated Circuits and Systems“, McGraw-Hill, 1994
- [34] C. S. Williams, „Designing Digital Filters“, Prentice-Hall International Editions, 1986
- [35] B. Razavi, „Design of Analog CMOS Integrated Circuits“, McGraw-Hill, 2000
- [36] P. E. Allen, D. R. Holberg, „CMOS Analog Circuit Design“, Oxford University Press, 2002
- [37] National Semiconductor, „An Analysis and Performance Evaluation of a Passive Filter Design Technique for Charge Pump PLL's“, Application Note 1001, July 2001
- [38] J. H. Lee, W. J. Lang, „Designing filters for polyphase filter banks“, *IEE Proceeding-G.*, Vol. 139, No. 3, June 1992
- [39] F. Behbahani, Y. Kishigami, J. Leete, A. A. Abidi „CMOS Mixers and Polyphase Filters for Large Image Rejection“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 36, No. 6, June 2001
- [40] P. Andreani, A. Bonfanti, L. Romano, C. Samori, „Analysis and Design of a 1.8-GHz CMOS LC Quadrature VCO“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 37, No. 12, December 2002
- [41] A. Rofougaran, J. Rael, M. Rofougaran, A. Abidi, „A 900MHz CMOS LC-Oscillator with Quadrature Outputs“, *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, 1996

- [42] R. Duncan, K. Martin, A. Sedra, „A 1GHz Quadrature Sinusoidal Oscillator“, IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 1995
- [43] V. V. Ivanov, I. M. Filanovsky, „Operational Amplifier Speed and Accuracy Improvement“, Kluwer Academic Publishers, 2004
- [44] R. Hogervorst, J. H. Huijsing, „Design of Low-Voltage, Low-Power Operational Amplifier Cells“, Kluwer Academic Publishers, 1996
- [45] H. Wupper, U. Niemeyer, „Elektronische Schaltungen 2“, Springer Verlag, 1996
- [46] U. Tietze, C. Schenk, „Halbleiter-Schaltungstechnik“, Springer Verlag, 1993
- [47] Microchip Technology Inc., „dsPIC30F1010/202x Data Sheet“, Data Sheet, 2006
- [48] Texas Instruments Inc., „Dual Current Source/Current Sink“, Data Sheet, 2006
- [49] M. Seifart, „Analoge Schaltungen“, Verlag Technik Berlin, 1996
- [50] Texas Instruments Inc., „Precision, Rail-to-Rail I/O Instrumentation Amplifier“, Data Sheet, 2006
- [51] Texas Instruments Inc., „Motor Control, Current Measurement 1Bit, 10MHz, 2nd-Order, Delta-Sigma Modulator“, Data Sheet, 2006
- [52] S. Thoss, O. Machul, B. J. Hosticka, „A Novel Architecture for Inductive Proximity Sensors Using Sigma Delta Modulation“, ESSCIRC, 2007
- [53] P. A. Passeraub, P.-A. Besse, C. de Raad, R. S. Popovic, „A differential relaxation oscillator as a versatile electronic interface for sensors“, Sensors and Actuators A 58, 1997

- [54] J. Groszkowski, „The Interdependence of Frequency Variation and Harmonic Content, and the Problem of Constant-Frequency Oscillators“, Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Volume 21, Number 7, July 1933
- [55] E. Vittoz, J. Fellrath, „CMOS Analog Integrated Circuits Based on Weak Inversion Operation“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-12, No. 3, June 1977
- [56] O. Föllinger, „Regelungstechnik“, Hüthig, 1985