

Selbsttest und Fehlertoleranz mit zugelassener milder Degradation in integrierten CMOS- Sensorsystemen

Vom Fachbereich Elektrotechnik der
Gerhard-Mercator-Universität - Gesamthochschule Duisburg

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktors der Ingenieurwissenschaften
genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Dirk Weiler

aus

Essen

Referent: Prof. Bedrich J. Hosticka, Ph.D.
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Axel Hunger
Tag der mündlichen Prüfung: Donnerstag, 7. Juni 2001

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 Themenstellung und Betreuung der Arbeit und Herrn Prof. Dr. G. Zimmer, der mir als Institutsleiter die Durchführung der vorliegenden Arbeit am IMS in Duisburg ermöglichte, meinen besonderen Dank aussprechen.

Herrn Prof. Dr. A. Hunger danke ich für die Bereitschaft zur Übernahme des Korreferats.

Für die freundliche Unterstützung und fachliche Anregung in zahlreichen Diskussionen möchte ich mich bei allen Kollegen der Abteilung SYS-DU bedanken. Namentlich möchte ich die Herren Dr. D. Hammerschmidt, Dr. O. Machul, S. Kolnsberg, T. van den Boom, M. Hesener, P. Fürst, A. Kemna, B. Klein, D. Teßmann, M. Becker und Dr. J. Niederholz hervorheben.

Bei Frau Stephanie Krienke bedanke ich mich für das sorgfältige Korrekturlesen der Arbeit.

Abschließend möchte ich mich für die Unterstützung und das Verständnis meiner Familie und Freunde während der Anfertigung der hier vorliegenden Arbeit bedanken.

Duisburg, im Juli 2000

Dirk Weiler

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen und Formelzeichen	VI
Abbildungsverzeichniss	XIII
1 Einleitung	1
2 Integrierte CMOS-Sensorsysteme	4
2.1 Architektur von Sensorsystemen	4
2.2 Vorteile und Nachteile integrierter CMOS-Sensorsysteme	6
2.3 Nichtidealitäten von Sensoren und Sensorelementen.....	7
2.4 Modellierung von Sensorsystemen.....	10
2.5 Methoden zur Reduzierung nichtidealer Sensoreigenschaften.....	17
2.5.1 Kompensationsmethoden von Querempfindlichkeiten	17
2.5.2 Kalibrationsmethoden von Nichtlinearitäten.....	18
2.5.2.1 Kalibration mittels digitaler Korrektur.....	18
2.5.2.2 Kalibration durch Ausnutzung von Bauelementekennlinien.....	22
2.5.2.3 Linearisierung durch gemischt analoge und digitale Korrektur.....	25
2.6 Weitergehende Forderungen nach Leistungserweiterungen von Sensorsystemen.....	26
3 Grundlagen der Methodik für die Entwicklung fehlertoleranter Sensorsysteme	29
3.1 Prinzipieller Aufbau eines eigensicheren Sensorsystems.....	30
3.2 Fehlererkennungsstrategien	32
3.2.1 Fehlererkennung mittels Redundanz	32
3.2.2 Fehlererkennung mittels bekannter Relationen (Diversität).....	34
3.2.3 Fehlererkennung mittels elektrischer Stimulation	36
3.2.4 Fehlererkennung durch funktionale Tests.....	38
3.2.5 Fehlererkennung mittels Zuverlässigkeitsindikatoren.....	40
3.2.6 Lokale Fehlererkennung eines Sensorsystems	42
3.2.7 Vergleich und Bewertung der Fehlererkennungsmethoden.....	47
3.3 Fehleranalyse	51

3.4	Fehlerbeseitigung.....	52
3.4.1	Fehlerbeseitigung mittels Redundanz oder Diversität	52
3.4.2	Fehlerbeseitigung mittels Leistungsreduktion (milde Degradation)	52
3.4.3	Fehlerbeseitigung mittels Schätzung des Messergebnisses	54
3.4.4	Vergleich der Fehlerbeseitigungsmethoden	56
3.5	Fehlersignalisierung.....	56
4	Sicherheitsrelevantes Anwendungsbeispiel: 1 % genaue Absolutdrucksensordfamilie mit zweidimensionaler Kalibration	63
4.1	Vorstellung des Drucksensorsystems	63
4.2	Systemkomponenten der APS-Familie	65
4.2.1	Die kapazitiven Drucksensorelemente.....	66
4.2.2	Die digital einstellbare C/U-Konvertierung	68
4.2.3	Das Tiefpass-Filter	73
4.2.4	Der Temperatursensor.....	77
4.2.5	Die $\Sigma\Delta$ -Modulatoren	79
4.2.6	Der EEPROM-Speicher	82
4.2.7	Die Scan-Pfad-Schnittstelle	84
4.2.8	Die Takt-Generation	86
4.3	Linearisierung und Temperaturkompensation mittels zweidimensionaler Kalibration	88
4.4	Realisierung der APS-Familie.....	92
4.5	Die Kalibration der Drucksensordfamilie.....	93
4.6	Die erzielten Messergebnisse	97
4.7	Erweiterung der Einsatzmöglichkeiten des Drucksensorsystems	102
5	Anwendung eigensicherer Entwurfmethodik am Beispiel eines monolithisch integrierten Drucksensorsystems	106
5.1	Fehlererkennung mittels Stimulation und Korrelationsdetektion.....	107
5.1.1	Theoretische Betrachtungen	109
5.1.2	Erzeugung einer Stimmulationssequenz.....	122
5.1.3	Realisierung des Matched-Filters	126
5.1.4	Erstes Anwendungsbeispiel: Fehlererkennung eines Temperatursensors ...	133
5.1.5	Zweites Anwendungsbeispiel: Fehlererkennung eines Drucksensors.....	140
5.2	Fehlerbeseitigung des Drucksensorelementes	149
5.2.1	Fehlerbeseitigung mittels Backup-Sensorelement.....	149
5.2.2	Fehlerbeseitigung mittels Sensorpartitionierung	154

5.3	Fehlersignalisierung am Beispiel der integrierten Absolutdrucksensor-Familie	157
6	Zusammenfassung und Ausblick	160
A1	Modellierung von CMOS-Transistoren	165
A1.1	Großsignalmodellierung	165
A1.2	Kleinsignalmodellierung.....	167
A2	Modellierung von Bipolartransistoren	169
A2.1	Großsignalmodellierung	169
A2.2	Kleinsignalmodellierung.....	171
A3	Modellierung von kapazitiven CMOS-Drucksensorelementen	173
A4	Ergänzende Betrachtungen zu $\Sigma\Delta$-Modulatoren	178
A5	Beispiele für Fehlerursachen in mikroelektronischen Sensor-systemen	186
A5.1	Ausfälle durch „harte“ Fehler.....	186
A5.1.1	Dielektrischer Durchbruch.....	186
A5.1.2	Ausfallmechanismus ESD.....	188
A5.1.3	Ausfallmechanismus Latchup.....	189
A5.1.4	Ausfallmechanismus Elektromigration	191
A5.1.5	Ausfallmechanismen in mikromechanischen Strukturen.....	192
A5.2	Ausfälle durch „weiche“ Fehler	193
A5.2.1	Parameterdegradation durch „heisse Ladungsträger“	193
	Literaturverzeichnis	197

Abkürzungen und Formelzeichen

\dot{x}_{\max}	maximale zeitliche Änderung
Δ	Quantisierungsstufenhöhe
ε	Sensorempfindlichkeit
ϕ	Taktphase
λ	Wärmeleitfähigkeit
β	Steilheitskonstante
γ	Substrateffektkonstante
μ	Ladungsträgerbeweglichkeit
Θ	Quersfeld-Beweglichkeitsreduktionsfaktor
$\Lambda(t)$	Dreieckfunktion
ε_0	Dielektrizitätskonstante
ϕ_1, ϕ_2	Phasen eines 2 Phasen Taktes
ΔBD	Bitdichteänderung
ΔC	Kapazitätsdifferenz
$\tau_{d, \text{Sensor}}$	dominierende Zeitkonstante der Sensorstossantwort
$\tau_{d, \text{Stimulus}}$	dominierende Zeitkonstante der Stimulationsstossantwort
ϕ_f	Oberflächenpotential für starke Inversion
ϕ_{h1}, ϕ_{h2}	Hilfsphasen eines 2 Phasen Taktes
ε_i	Interpolationsfehler
$\varepsilon_{\text{Kanal}}$	Kanalempfindlichkeit
τ_{Kanal}	Zeitkonstante der Kanalstossantwort
$\alpha_{l, \text{poly}}$	thermischer Ausdehnungskoeffizient von Polysilizium
Δp	Differenzdruck
Δ_R	Quantisierungsstufenhöhe Stützstellenspeicher
ε_r	rel. Dielektrizitätszahl
$\varepsilon_{\text{Sensor}}$	Sensorempfindlichkeit
$\varepsilon_{\text{Stim}}$	Stimulationsempfindlichkeit
ΔT	Temperaturerhöhung
Δ_{TF}	Stützstellenabstand
τ_{th}	thermische Zeitkonstante
$\Delta V_{\text{lin,rel}}$	rel. Linearitätsfehler
$\Delta V_{\text{out,rel}}$	rel. Kennlinienabweichung
Δx	Messgrößenhub
Δy	Ausgangsgrößenhub
Δy_{ges}	Gesamtmessunsicherheit
Δy_k	kurzfristige Fehlertoleranzgrenze

Δy_1	langfristige Fehlertoleranzgrenze
τ	Zeitkonstante
A	Fläche
a	Beschleunigung, Gewichtungskoeffizient
A/D	Analog/Digital
A_E	Emitterfläche
A_1	Amplitudenfaktor
APS	Absolutdrucksensor (eng. <u>absolute pressure sensor</u>)
A_{vo}	Leerlaufverstärkung
AZ	<u>Autozero</u>
BD	Bitdichte
BISC	Eingebauter Stromsensor (eng. <u>build-in current sensor</u>)
C	Kapazität, Schwellwert
c'_{ox}	Kapazitätsbelag
C_0	Konstante
C_1, C_2	Kapazität
c_1, c_2	Gewichtungsfaktoren
CDS	Korrelierte Doppelabtastung (eng. <u>correlated double sampling</u>)
C_e	Eingangskapazität
C_H	Haltekapazität
C_{Int}	Integrationskapazität
CLK	Taktsignal
CR	Kapazitives Rücksetzen (eng. <u>capacitive resetting</u>)
C_R, C_{ref}	Referenzsensorkapazität
C_S, C_{sens}	Drucksensorkapazität
C_{th}	Wärmekapazität
CUT	Testschaltung (eng. <u>circuit under test</u>)
d	Elektrodenabstand
d_0	Membranabstand bei Vakuum
e	Integratoreingang
E_{BD}	Durchbruchfeldstärke
EEPROM	Elektrisch lösch- und programmierbarer nichtflüchtiger Speicher (eng. <u>Electrical erasable programable read only memory</u>)
$erfc(x)$	Komplementäre Fehlerfunktion
e_{rms}	Effektivwert des weißen Rauschens
ESD	Electrostatic Discharge
E_{sens}	Druckempfindlichkeit
$E_{Stimulus}$	Energie einer Stimulationssequenz

f	Frequenz
$f(z)$	Z-Transformation einer Start-up Folge
F_{abs}	Absoluter Fehler
f_b	Grenzfrequenz
F_{dyn}	Dynamischer Fehler
F_{el}	Elektrostatische Kraft
F_{empf}	Empfindlichkeitsfehler
FF	Flip-Flop
F_{hys}	Hysteresefehler
f_{int}	Interpolierte Kompensationsfunktion
FIR	Digitalfilter (eng. <u>f</u> init <u>i</u> mpulse <u>r</u> esponse)
f_{komp}	Nichtinterpolierte Kompensationsfunktion
F_{lin}	Linearitätsfehler
F_{off}	Offsetfehler
F_{rel}	Relativer Fehler
f_s	Abtastfrequenz
$g(t)$	Nutzsignalanteil eines Matched-Filters
g_{ds}	Ausgangsleitwert
g_{m}	Eingangsleitwert
$g_{\text{Stimulus}}(t)$	Stimulationssignalanteil
$g_x(t)$	Messgrößensignalanteil
h	Vorgeschichte (Hysterese)
$H_{\Sigma\Delta,n}$	Rauschübertragungsfunktion eines $\Sigma\Delta$ -Modulators
$H_{\Sigma\Delta,s}$	Signalübertragungsfunktion eines $\Sigma\Delta$ -Modulators
H_k	Übertragungsfunktion konzentriertes RC-Glied
h_{Kanal}	Stossantwort des Kanals
$H_{\text{L呢}}$	Übertragungsfunktion Tiefpassfilter
H_{MF}	Übertragungsfunktion eines Matched-Filters
h_{MF}	Stoßantwort eines Matched-Filters
$H_{\text{MF,farb}}$	Übertragungsfunktion eines Matched-Filters für farbiges Rauschen
H_{PRBS}	Übertragungsfunktion eines PRBS-Generators
h_{Sensor}	Stossantwort des Sensor
h_{Stim}	Stossantwort der Stimulation
H_v	Übertragungsfunktion verteiltes RC-Glied
i	Wortbreite eines Zählers
I_1, I_2	Strom
I_b	Basisstrom
I_C	Kollektorstrom

i_d	Drainstrom
I_{DDq}	Ruhestrommessmethode
I_e	Emitterstrom
I_{Heiz}	Heizstrom
I_{in}	Eingangsstrom
In_1, In_2	Digitaler Eingang
I_{out}	Ausgangsstrom
I_Q	Ruhestrom
I_{ref}	Referenzstrom
I_S	Sättigungsstrom
k	Boltzmann-Konstante
k_1, k_2	Technologieparameter
k_d	Proportionalitätskonstante
k_f	Federkonstante
K_k	Kettenmatrix konzentriertes RC-Glied
K_v	Kettenmatrix verteiltes RC-Glied
L	Länge
l	Laufvariable
LPF	Tiefpassfilter (eng. <u>l</u> ow <u>p</u> ass <u>f</u> ilter)
$l_{Stimulus}$	Anzahl der Stimulationspulse
LSV	Lokale Fehlererkennung (eng. <u>l</u> ocal <u>s</u> ensor <u>v</u> alidation)
M	Ordnung des $\Sigma\Delta$ -Modulators
m	Masse, Anzahl fehlerfreier Systeme (Redundanz)
N	Auflösung A/D-Wandler, Störleistung
n	Anzahl redundanter Systeme
n	Anzahl vorhandener Stützstelleneinträge
n	Auflösung
n	Vielfache der Abtastzeitpunkt
$n(t)$	Störsignal
N_0	Leistungsdichte eines Rauschens
$n_{D,KS}$	Wortbreite des Ausgangs der Stützstellentabelle
$n_e(t)$	Rauschanteil eines Matched-Filters
n_i	Intrinsikkonzentration
n_{kP}	Ausgangswortbreite Druck-FIR-Filter
n_{kT}	Ausgangswortbreite Temperatur-FIR-Filter
N_O	Wortbreite Dezimationsfilter-Ausgang
N_R	Wortbreite Stützstellenspeicher-Ausgang
N_{TF}	Wortbreite Transversalfilterausgang

OSR	Überabtastrate (eng. <u>o</u> vers <u>s</u> ampling <u>r</u> atio)
Out ₁ , Out ₂	Digitaler Ausgang
p	Druck
P(x)	Charakteristisches Polynom
p ₁ , p ₂	Druck
P _a	Stimulationssignalleistung zum Abtastzeitpunkt
PC	Vorladung (eng. <u>p</u> re <u>c</u> harge)
P _e	Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit
P _{e,min}	Minimale Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit
P _{e1}	Erste Fehlerwahrscheinlichkeit
p _{e1} , p _{e2}	Verteilungsdichtefunktionen
P _{e2}	Zweite Fehlerwahrscheinlichkeit
P _{Heiz}	Heizleistung
P _{Int,max}	Maximale Rauschleistung des Interpolationsfehlers
P _{noise,ges}	Gesamte Rauschleistung
P _{Q,max}	Maximale Rauschleistung des $\Sigma\Delta$ -Modulators
PRAS	Analoge Zufallssequenz (<u>p</u> seudo <u>r</u> andom <u>b</u> inary <u>s</u> equen <u>ce</u>)
PRBS	Binäre Zufallssequenz (<u>p</u> seudo <u>r</u> andom <u>b</u> inary <u>s</u> equen <u>ce</u>)
P _{sig}	Signalleistung
P _{T,max}	Maximale Rauschleistung des Rundungsfehlers
q	Elektronenladung
Q ₀ , Q ₁	MOS-Transistor
Q _{ab}	Abgeführte Wärmemenge
R	Widerstand
r	Ordnung eines charakteristischen Polynoms
rect(t)	Reckeckfunktion
r _{sens}	Membranradius
r _{sq}	Square-Widerstand
R _{th}	Wärmewiderstand
s	Komplexe Frequenzvariable
S/H	Abtasthaltstufe
SC	Schalter-Kondensatortechnik (eng. <u>s</u> witched <u>c</u> apacitor)
SNR	Signal/Rauschabstand
S _{SE}	Sensorelementausgang
S _{Sensor}	Sensorausgang
S _{Stimulus}	Stimulationssequenz
T	Temperatur
t	Zeit

T_0	Abtastzeitpunkt
t_{BD}	Durchbruchzeitdauer
$T_{Klimakammer}$	Temperatur in einer Klimakammer
T_{Mess}	Messtemperatur
t_{ox}	Gateoxiddicke
T_{Puls}	Pulsbreite
T_S	Abtastperiodendauer
u	Integratorausgang
U_0	Amplitude einer Stimulationssequenz
V_{BE}	Basis-Emitter-Spannung
V_{bias}	Biasspannung
V_{ce}	Kollektor-Emitter-Spannung
V_{dd}	Versorgungsspannung
V_{ds}	Drain-Source-Spannung
V_E	Anregungsspannung
V_{gs}	Gate-Source-Spannung
V_{Heiz}	Heizspannung
V_{in}	Eingangsspannung
$V_{in,CU2}$	Eingangsspannung der zweiten C/U-Konverterstufe
$V_{in,\Sigma\Delta}$	Eingangsspannung des $\Sigma\Delta$ -Modulators
$V_{in,TP}$	Eingangsspannung des Tiefpass-Filters
V_m	Analoge Mittenspannung
V_n	Rauschspannung
V_{off}	Offsetspannung
V_{out}	Ausgangsspannung
$V_{out,CU1}$	Ausgangsspannung der ersten C/U-Konverterstufe
$V_{out,CU2}$	Ausgangsspannung der zweiten C/U-Konverterstufe
V_{pp}	Programmierspannung
V_{ref}	Referenzspannung
V_S	Umschaltspannung
V_{sb}	Source-Bulk-Spannung
$V_{Stimulus}$	Stimulationsspannung
V_t	Schwellenspannung
V_{temp}	Temperaturspannung
VZ	Verzögerungsglied
W	Weite
X	Kapazitiver Einstellfaktor
x	Messgröße, digitaler Eingangswert

x_0	Messbereichsanfang
x_0	Stützstelle
x_a	Auslenkung
X_{fb}	Digital einstellbarer Spannungteilerfaktor
x_{KS}	Eingang Stützstellentabelle
x_{mittel}	mittlere Messgröße
x_{quer}	Querempfindlichkeit
y'	Ungefilterter Sensorausgang
$y_{\Sigma\Delta}$	Ausgangssignal eines $\Sigma\Delta$ -Modulators
y_0	Ausgangswert am Messbereichsanfang
y_1, y_2, y	Ausgangssignal
y_A	Linearisierter Ausgang
y_{AD}	Ausgang AD-Wandler
y_F	Fehlereinfluss-Kennlinie
y_{hys}	Hystereseeanteil
y_{ideal}	Sensorausgang (idealisiert)
y_{ist}	Istkennlinie
y_k	Kurzfristiger Mittelwert
y_{KS}	Ausgang Stützstellentabelle
y_l	Langfristiger Mittelwert
y_{max}	Maximaler Sensorausgang
y_{Mess}	Sensorausgangsgröße (elektrisch)
$y_{Mess,f}$	Fehlerbehaftete Messgrößen-Kennlinie
y_{MF}	Ausgang eines Matched-Filters
y_{min}	Minimaler Sensorausgang
y_{nl}	Nichtlinearer Anteil
y_{quer}	Querempfindlichkeits-Kennlinie
$y_{quer,f}$	Fehlerbehaftete Querempfindlichkeits-Kennlinie
y_s	Schätzwert
$y_{\Sigma\Delta}$	Ausgang $\Sigma\Delta$ -Modulator
y_{sens}	Sensorausgang (mit Nichtidealitäten)
y_{soll}	Sollkennlinie
y_{TF}	Ausgang Transversalfilter
z	komplexe Frequenzvariabel

Abbildungsverzeichnis

Bild 2.1	Prinzipielle Architektur eines Sensorsystems [4].....	4
Bild 2.2	Klassifizierung der Nichtidealitäten eines Sensors [4]	8
Bild 2.3	Korrekturmaßnahmen gegen Nichtidealitäten [a10].....	9
Bild 2.4	Statische Kennlinie eines Sensors mit Nichtlinearität	10
Bild 2.5	Abweichung zwischen Soll- und Istkennlinie eines Sensors.....	11
Bild 2.6a)	Einfluss einer Querempfindlichkeit x_{quer} (separierbar).....	13
Bild 2.6b)	Einfluss einer Querempfindlichkeit x_{quer} (nicht separierbar)	13
Bild 2.7	Temperatursensor mit externer Heizung.....	14
Bild 2.8	Modellierte Fehlereinflüsse auf einzelne statische Kennlinien	16
Bild 2.9	Kompensation einer Querempfindlichkeit (1. Methode).....	17
Bild 2.10	Kompensation einer Querempfindlichkeit (2. Methode).....	18
Bild 2.11	Einfaches digitales Tabellenverfahren zur Linearisierung [13].....	19
Bild 2.12	Mikroprozessor basiertes Tabellenverfahren zur Linearisierung [13].....	19
Bild 2.13	Blockschaltbild nichtlineare Funktionsgeneration mit $\Sigma\Delta$ -Modulator	20
Bild 2.14	Beispiel für das Interpolationsverhalten [13]	21
Bild 2.15	Erstes Prinzip der Kalibration mittels Bauelementekennlinien	22
Bild 2.16	Zweites Prinzip der Kalibration mittels Bauelementekennlinien.....	23
Bild 2.17	SC-Verstärker mit linearisierender Eigenschaft.....	24
Bild 2.18	gemischt analoges und digitales Verfahren zur Linearisierung.....	25
Bild 2.19	Sensorsystem mit Transpondererweiterung	27
Bild 3.1	Prinzipielles Blockschaltbild eines eigensicheren Sensorsystem.....	31
Bild 3.2	Fehlererkennung mittels Redundanz.....	33
Bild 3.3	Differenzdrucksensor mit Selbstüberwachung [22].....	35
Bild 3.4	Selbstanregung am Beispiel eines Airbag-Sensorsystems [24].....	36
Bild 3.5	Testmusterbewertung mit parallelem Signaturanalysator.....	39
Bild 3.6	Blockdiagramm der internen I_{DDQ} -Testmethode [28]	41
Bild 3.7	Charakteristische Ausgangssignale eines Sensorsystems im Fehlerfall	43
Bild 3.8	Prinzip der lokalen Fehlererkennung eines Sensorsystem	44
Bild 3.9	Fehlerbeseitigung mittels partitionierbarer Sensorarrays	53
Bild 3.10	Beispiele zur Generation eines Schätzwertes y_s für das Messergebnis [37]	54
Bild 3.11a)	Sesorkennlinie mit Begrenzung und zwei Fehlerbändern.....	57
Bild 3.11b)	Beschaltung zur Erkennung von Kabelbaumfehlern	57
Bild 3.12	Ausgangssignale eines eigensichen Sensorsystems	59
Bild 4.1	Blockschaltbild der APS-Drucksensorfamilie	64
Bild 4.2a)	Kapazitives Drucksensorelement.....	66
Bild 4.2b)	Kapazitives Referenzsensorelement.....	66

Bild 4.3	Der digital einstellbare C/U-Konverter (erste Stufe)	69
Bild 4.4	Der digital einstellbare C/U-Konverter (zweite Stufe)	71
Bild 4.5	Sallen-Key-Tiefpassfilter dritter Ordnung	73
Bild 4.6	Querschnitt durch ein verteiltes RC-Glied [51]	74
Bild 4.7	Querschnitt durch ein konzentriertes RC-Glied [51]	75
Bild 4.8	Temperatursensor mit PNP-Bipolartransistoren	77
Bild 4.9	Blockdiagramm eines A/D-Konverters mit $\Sigma\Delta$ -Modulator 1. Ordnung	79
Bild 4.10	SC-Schaltung des $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung	81
Bild 4.11	Blockschaltbild des EEPROM-Speichermoduls [58]	83
Bild 4.12	Die Scan-Pfad-Schnittstelle des APS-Systems	85
Bild 4.13	RC-Oszillator als Taktgenerator	86
Bild 4.14	Schaltung zur Generation eines nichtüberlappenden Zwei-Phasen-Taktes	87
Bild 4.15	Prinzip der zweidimens. Interpolation mittels $\Sigma\Delta$ -Modulation [51]	88
Bild 4.16	Chipfoto eines APS-Chips	92
Bild 4.17	Automatischer Kalibrationsplatz für die APS-Familie [51]	93
Bild 4.18	zeitlicher Verlauf des Kalibrationsprozesses	95
Bild 4.19	Druck/Ausgangsspannungskennlinie vor der Kalibration	97
Bild 4.20	Druck/Ausgangsspannungskennlinie nach dem ersten Kalibrationsschritt	98
Bild 4.21	relative Kennlinienabweichung nach dem ersten Kalibrationsschritt	99
Bild 4.22	relativer Linearitätsfehler ohne Temperaturkompensationseinflüsse	100
Bild 4.23	Druck/Ausgangsspannungskennlinie nach der Gesamtkalibration	101
Bild 4.24	relative Kennlinienabweichung nach der Gesamtkalibration	101
Bild 4.25	Drucksensorempfindlichkeit ϵ im Anwendungsfall Bereichslupe	103
Bild 4.26	Druck/Ausgangsspannungskennlinie im Anwendungsfall Bereichslupe	104
Bild 4.27	rel. Linearitätsfehler im Anwendungsfall Bereichslupe	104
Bild 5.1	Drucksensorsystem mit Funktionserweiterung Eigensicherheit	106
Bild 5.2	Blockschaltbild der Fehlererkennungsmethode	107
Bild 5.3	Übertragungssystem mit Matched-Filter-Empfänger	109
Bild 5.4	Erweiterung des Übertragungssystem um ein Sensormodell	110
Bild 5.5a)	Zeitlicher Verlauf der Stimulationsequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$	115
Bild 5.5b)	Zeitlicher Verlauf des Stimulationssignalanteils $g_{\text{Stimulus}}(t)$	115
Bild 5.6	Verteilungsdichtefunktionen zur Bestimmung des Schwellwertes C	120
Bild 5.7	Minimale Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit bei Korrelationsempfang	121
Bild 5.8	Schaltung zur Erzeugung einer binären Pseudo-Zufallssequenz	122
Bild 5.9	Erzeugung einer gleichverteilten PRBS	125
Bild 5.10	Matched-Filter Realisierung als Korrelator	126
Bild 5.11	Zeitdiskrete Realisierung eines analogen Korrelators	127
Bild 5.12	Sensorsystem mit $\Sigma\Delta$ -Modulator und Fehlererkennung	128

Bild 5.13	Korrelator-Realisierung für binären Signale.....	129
Bild 5.14	Matched-Filter-Ausgang bei binärem Sensorausgang (simuliert).....	132
Bild 5.15	Temperatursensor mit Fehlererkennung.....	133
Bild 5.16	Bitdichte BD Ausgangssignal des Temperatursensors.....	134
Bild 5.17	Elektrothermisches Ersatzschaltbild des Temperatursensors	135
Bild 5.18	Thermische Stimulation mit konstanter Heizleistung.....	136
Bild 5.19	Matched-Filter Detektion der thermischen Stimmulationssequenz	137
Bild 5.20	Einfluss der Pulslänge T_{Puls} auf den Abtastwert d. Matched-Filters $y_{MF}(n \cdot T_0)$	139
Bild 5.21	Chipfoto des integrierten Temperatursensors mit Fehlererkennung	140
Bild 5.22	Erste Stimmulationsmethode: Thermische Anregung.....	141
Bild 5.23	Zweite Stimmulationsmethode: Elektrostatische Anregung	142
Bild 5.24	rel Bitdichteänderung ΔBD_{rel} in Abhängigkeit von der Heizleistung.....	144
Bild 5.25	Bitdichte BD des SD-Modulators bei zeitlich konstanten Heizleistung.....	145
Bild 5.26	Matched-Filter-Detektion bei thermischer Stimmulation.....	146
Bild 5.27	Sensorarraykapazität C_{sens} bei zeitlich konstanter Biasspannung V_{bias}	148
Bild 5.28	Druck/Ausgangsspannungskennlinien mit Backup-Sensorarrays	150
Bild 5.29	Druck/Ausgangsspannungskennlinien mit Backup-Sensorarrays und angepaßtem C/U-Konverter (simuliert)	152
Bild 5.30	Rel. Linearitätsfehler mit Backup-Sensorarrays und angepaßtem C/U-Konverter (simuliert).....	153
Bild 5.31	Druck/Spannungskennlinien bei Sensor-Partitionierung (simuliert)	155
Bild 5.32	Rel. Linearitätsfehler bei Sensor-Partitionierung (simuliert).....	156
Bild 5.33	Schaltungsmöglichkeit zur Signalisierung der Messungenauigkeit.....	158
Bild A1.1a	Definition der Spannungen und Ströme eines MOS-Transistors.....	165
Bild A1.1b	Ausgangskennlinienfeld eines NMOS-Transistors.....	165
Bild A1.2	Kleinsignal-Ersatzschaltbild des NMOS-Transistors.....	167
Bild A2.1a	Definition der Spannungen und Ströme eines Bipolartransistors	169
Bild A2.1b	Ausgangskennlinienfeld eines PNP-Bipolartransistors.....	169
Bild A2.2	Kleinsignal-Ersatzschaltbild eines Bipolartransistors.....	171
Bild A3.1	Kapazitives Drucksensorelement unter Druckeinfluss.....	173
Bild A3.2	Auflagedruck des Drucksensorelementes	176
Bild A3.3	gemessene Druckkennlinie für Druck- und Referenzsensorarray	177
Bild A4.1	Signal- und Rauschübertragungsfunktion eines $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung mit „Forward-Euler“-Integrator.....	180
Bild A4.2	Zeitlicher Verlauf des Ausgangssignals eines $\Sigma\Delta$ -Modulators	181
Bild A4.3	Konzept 2 mit Nichtlinearität innerhalb des $\Sigma\Delta$ -Modulators	181
Bild A4.4	Blockdiagramm des modifizierten Konzepts ($\Sigma\Delta$ -Modulator).....	182
Bild A4.5a	Messergebnisse des modifizierten Konzepts.....	184

Bild A4.5b	Chipfoto	184
Bild A5.1	Durchbruchverhalten von 20 nm dickem Gateoxid.....	187
Bild A5.2	Berechnete Durchbruchzeitdauern für die Gateoxiddicken des IMS	188
Bild A5.3	Einfache ESD-Schutzstruktur	189
Bild A5.4	Latchup-Struktur eines CMOS-Inverters [45]	190
Bild A5.5	Einfluss von Spannungstress auf das Ausgangskennlinienfeld.....	194
Bild A5.6	Degradation der Schwellenspannung V_t eines NMOS-Transistors	195
Bild A5.7	Degradation des Eingangsleitwertes g_m eines NMOS-Transistors	196

1 Einleitung

Sensoren werden zur Aufnahme von nichtelektrischen Messgrößen und zu deren Konvertierung in elektrische Signale eingesetzt. Dabei wird im Allgemeinen der Sensor als einfacher Konverter mit idealisierten Eigenschaften, wie beispielsweise Linearität, unendlichem Aussteuerbereich und Zeitinvarianz angenommen. Ein Sensorsystem besteht im Kern aus einem Sensorelement zur eigentlichen Aufnahme der Messgröße, einer Sensorauslese mit nachfolgender Signalverarbeitung und einer Ausgangsschnittstelle zur Weiterleitung des Messergebnisses.

In modernen technischen Systemen wird eine Vielzahl an sensorischen Eingangsgrößen zur Steuerung oder Regelung von Prozessen, zur Unterstützung und Entlastung des Bedieners und für aktive oder passive Sicherheit benötigt. Aus industrieller Sicht werden an den Sensor immer höhere Ansprüche gestellt, die auf steigende Leistung und erweiterte Sensorfähigkeiten abzielen. Die modernen Sensoren bestehen nicht nur aus dem eigentlichen Sensorelement, sondern werden in ihrem Funktionsumfang immer intelligenter, so dass neben einer Ausleseschaltung eine umfangreiche Signalverarbeitung bis hin zu einer bidirektionalen digitalen Schnittstelle integriert wird. Bisher beschränkte sich die Intelligenz der Sensoren auf die Messwertakquisition und Kommunikation. Erst in letzter Zeit wird verstärkt auf die Zuverlässigkeit der Sensorik eingegangen, denn intelligente Sensoren werden immer intensiver in sicherheitsrelevanten Bereichen eingesetzt. Nach [1] liegt eine der größten Herausforderungen für die Entwicklungen der Sensorik in der Generation zuverlässiger Messergebnisse mit immer höherer Genauigkeit bei gleichzeitig immer geringeren Kosten für den Sensor. Eine weitere Herausforderung stellt die Verlustleistungsarmut für drahtlose Anwendungen dar.

Gerade der Einsatz zur Messgrößenaufnahme für sicherheitsrelevante Bereiche in technischen Systemen bedarf besonderer Maßnahmen, da die Sensorelemente an der Schnittstelle zur nichtelektrischen Messgröße in besonderen Maßen der Zerstörungsgefahr ausgesetzt sind. Der Ausfall eines Sensors führt zu falschen Messergebnissen und dies kann das technische System, das die Messergebnisse auswertet, in einen kritischen Zustand bringen und so zu beträchtlichen Schäden an Menschen und Umwelt oder zu finanziellen Folgen, auch im Sinne der Produkthaftung, durch minderwertigere Produktqualität führen. Somit hängen die Sicherheit, Verfügbarkeit und Leistungsfähigkeit technischer Systeme stark von der Genauigkeit und Zuverlässigkeit der eingesetzten Sensoren ab. Im Bereich der Prozessindustrie rühren bis zur 60 % der erkannten Fehlfunktionen von einem Mangel an Glaubwürdigkeit der Sensordaten her [2]. Es ist damit zwecklos, Regelungsstrategien weiterzuentwickeln, wenn diese auf Basis möglicherweise verfälschter Messergebnisse agieren.

Kern dieser Arbeit soll die Untersuchung von Möglichkeiten sein, intelligente Sensoren um zusätzliche Funktionen zur Erhöhung der Betriebssicherheit auch im Fehlerfall zu erweitern.

Ein solches Sensorsystem beinhaltet eine Selbsttestfunktion und umfasst dabei die Punkte der Fehlererkennung, Fehleranalyse, Fehlersignalisierung und Fehlerbeseitigung. Um industrielle Anforderungen an die Kostenfrage zu berücksichtigen, soll zur Steigerung der Zuverlässigkeit auf die klassische Methode der perfektionistischen Fehlervermeidung durch verbesserte Komponentenqualität mit extremen Sicherheitszuschlägen oder auf die Fehlertoleranz durch aufwendige Zeit- und Hardwareredundanz verzichtet werden. Als oberstes Ziel soll die Sicherheit des Systems gewährleistet werden und daher werden Methoden untersucht, die dies bei einer milden Degradation, d. h. unter reduzierter Systemleistung des Sensorsystems im Fehlerfall, erreichen. Gerade diese Methodik kann die zusätzlichen Systemkosten durch die Sicherheitsansprüche reduzieren.

Die Fehlererkennung nimmt bei Sensorelementen eine Schlüsselstellung ein, denn es sind keine herkömmlichen Selbsttestverfahren anwendbar, da Sensoren nichtelektrische Größen in elektrische wandeln und i. a. kein anderer Zugriff vom Sensorsystem auf die nichtelektrischen Messgrößen möglich ist. Eine weitere Schwierigkeit ist, dass interne Signale durch Signalverarbeitungsebenen verdeckt sind und somit keinen Beitrag zur Fehlererkennung liefern können.

Die Zusatzfunktionen eines Sensorsystems, die die Selbstüberwachung, Fehlerbeseitigung und -signalisierung bei einer evtl. verringerten Systemleistung ermöglichen, sollen in dieser Arbeit unter dem Begriff der „Eigensicherheit“ zusammengefasst werden. Dabei ist der Begriff „Eigensicherheit“ nicht mit der Norm EN 50020 [3] für technische Systeme in explosionsgefährdeten Umgebungen zu verwechseln. Der Begriff „Eigensicherheit“ wurde trotz der Verwechslungsgefahr aus dem Grund gewählt, dass von einem nicht eigensicheren Sensorsystem im Fehlerfall eine Gefahr durch nichterkannte fehlerhafte Messergebnisse für das technische System, das diese Messergebnisse auswertet, ausgeht.

Neben dem Vorteil einer gesteigerten Zuverlässigkeit besteht ein weiterer Vorteil einer integrierten Fehlererkennung durch die Erweiterung des Funktionstests nach der Fabrikation von Sensorsystemen. Meistens kann bei diesem Funktionstest nur die Funktionalität der elektrischen Schaltungskomponenten überprüft werden. Für die Verifikation der Messwertaufnahme muss die nichtelektrische Messgröße an das Sensorsystem angelegt werden und dies erfordert meistens den kompletten Aufbau des Sensorsystems inklusive der Verbindungstechnik. Durch die integrierte Fehlererkennung kann der Aufbau von Sensorsystemen mit defekten Sensorelementen vermieden und somit ein Beitrag zur Kostenreduzierung der Produktion geliefert werden.

Nach dieser Einleitung werden im Kapitel 2 die Grundlagen integrierter CMOS-Sensorsysteme behandelt. Dazu wird zuerst auf die Architektur und Begriffsbestimmung von Sensorsystemen eingegangen und Vor- und Nachteile integrierter Sensorsysteme diskutiert. Es werden Ursachen für Nichtidealitäten und Methoden für deren Kompensation und Kalibra-

tion vorgestellt. Abschließend wird ein Modell eines Sensors entwickelt, das auch dessen Nichtidealitäten und Fehler berücksichtigt. Am Schluss dieses Kapitels wird als ein Beispiel zur Leistungssteigerung die Transpondererweiterung von Sensorsystemen präsentiert.

Im Kapitel 3 werden Methoden für die Entwicklung von eigensicheren Sensorsystemen vorgestellt. Neben dem prinzipiellen Aufbau eines eigensicheren Sensorsystems wird der Schwerpunkt auf die Fehlererkennung gelegt. Anschließend wird auf die Fehleranalyse, die Fehlerbeseitigung und die Fehlersignalisierung eingegangen.

Eine sicherheitsrelevante Anwendung wird im Kapitel 4 am Beispiel einer Absolutdrucksensorfamilie mit zweidimensionaler Kalibration entwickelt. Zuerst wird das Blockschaltbild des Sensorsystems vorgestellt, danach wird auf dessen einzelne Systemkomponenten, wie z. B. die Sensorelemente, die Sensorauslese, die Linearisierung und die Temperaturkompensation eingegangen und anschließend wird die benötigte zweidimensionale Kalibrationsmethode präsentiert. Nach der Beschreibung der Kalibration der Drucksensorfamilie werden die erzielten Messergebnisse diskutiert und abschließend die Flexibilität der Kompensationsmethode an dem Beispiel einer speziellen Kompensationsfunktion erläutert.

Nachdem im Kapitel 4 ein Beispielsensorsystem ohne Zusatzfunktionen zur Zuverlässigkeitssteigerung vorgestellt wurde, wird eine neuentwickelte Methode zur Fehlererkennung auf die in diesem System eingesetzten Sensorelemente angewendet. Die mit dieser Methode erzielten Ergebnisse werden diskutiert und anschließend wird das Sensorsystem um Funktionen zur Fehlerbeseitigung und zur Fehlererkennung erweitert.

Das abschließende Kapitel 6 fasst die Ergebnisse dieser Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf die mit der Leistungssteigerung von Sensoren verbundenen Themen.

2 Integrierte CMOS-Sensorsysteme

In diesem Kapitel soll die Architektur und Begriffsbestimmung von Sensoren und Sensorsystemen vorgestellt werden, wobei auf die Vorteile und Nachteile integrierter CMOS-Sensorsysteme eingegangen wird. Weiterhin werden Ursachen für nichtideale Sensoreigenschaften aufgezeigt. Zur Bewältigung nichtidealer Sensoreigenschaften werden Methoden zur Kompensation von Querempfindlichkeiten und zur Kalibration von Nichtlinearitäten dargestellt. Es wird ein Modell eines Sensors vorgestellt, das auch dessen Nichtidealitäten und Fehler berücksichtigt. Basierend auf industriellen Forderungen nach Funktions- und Performancesteigerungen werden prinzipielle Erweiterungsszenarien erläutert.

2.1 Architektur von Sensorsystemen

Sensoren wandeln nichtelektrische Größen, wie beispielsweise physikalische, chemische oder biologische Messgrößen in elektrisch auswertbare Signale um. Dabei wird im Allgemeinen der Sensor als einfacher Konverter mit idealisierten Eigenschaften, wie beispielsweise Linearität, unendlichem Aussteuerbereich und Zeitinvarianz angenommen. **Bild 2.1** zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Sensorsystems.

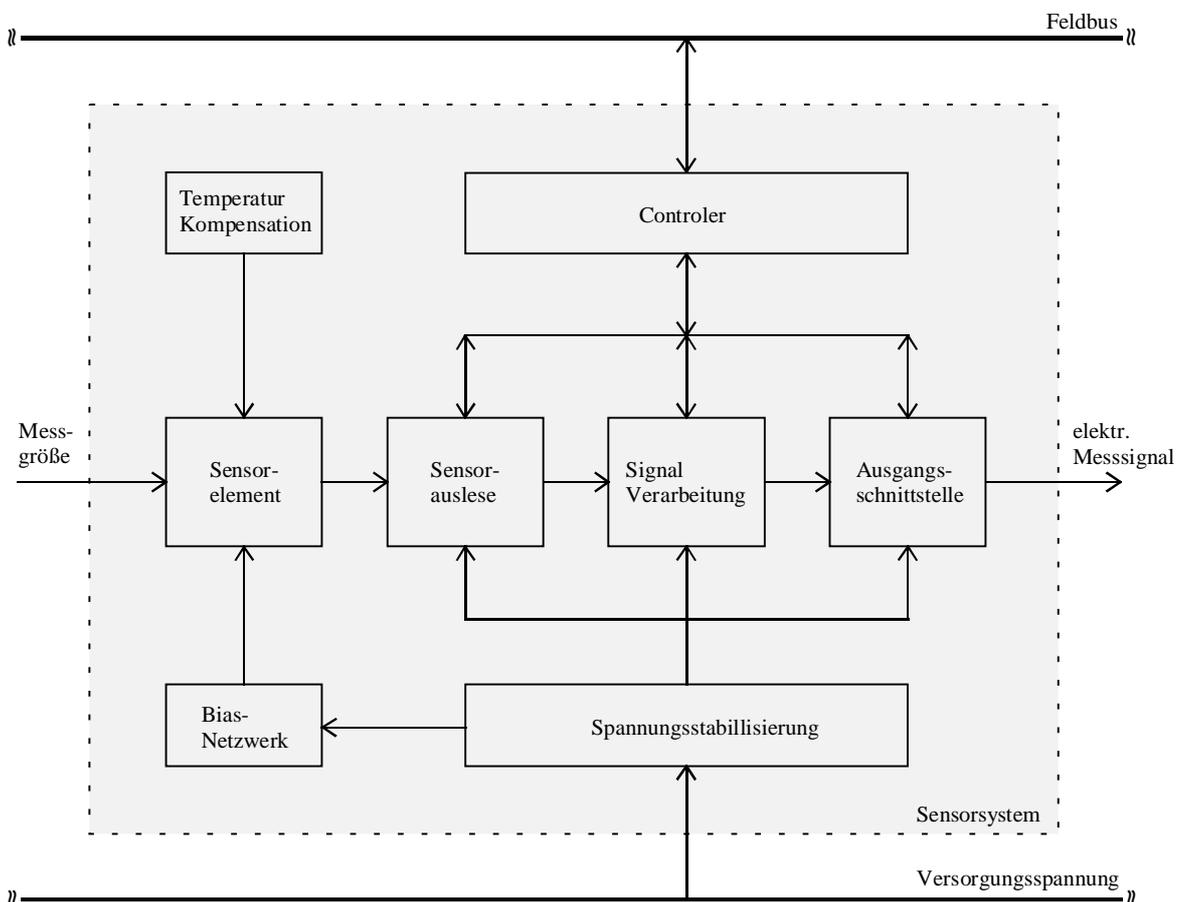


Bild 2.1 Prinzipielle Architektur eines Sensorsystems [4]

Unter einem Sensor wird ein Sensorelement mit definierter elektrischer Schnittstelle, aber ohne aktive Signalaufbereitung verstanden. Wird der Sensor mit einer aktiven Signalaufbereitung versehen, so liegt ein Sensorsystem vor [5]. Bei Sensorsystemen wird je nach Ausprägung der integrierten Signalverarbeitung zwischen „smarten“ und „intelligenten“ Sensorsystemen unterschieden, wobei deren Unterscheidungsmerkmale in der Literatur nicht einheitlich gehandhabt werden.

Kernstück eines Sensorsystems ist das Sensorelement, auf das die meist nichtelektrische Messgröße direkt einwirkt. Zur Anwendung kommt im Sensorelement eine große Anzahl an physikalischen, chemischen oder biologischen Effekten. Die elektrische Ausgangsgröße des Sensorelementes ist sehr häufig eine Kapazität, Widerstand, Ladung, Strom oder Spannung, die sich unter dem Einfluss der Messgröße ändert. Diese wird in der dem Sensorelement folgenden Stufe, der Sensorauslese, ausgewertet, verstärkt und meistens in eine andere elektrische Größe wie Spannung oder Strom konvertiert. Da die Signale des Sensorelementes meistens relativ klein sind, muss die Sensorauslese unter den Randbedingungen eines möglichst geringen Eigenrauschens und Offsets entworfen werden und es darf zu keiner entscheidenden Rückwirkung auf die Messgröße kommen. Sensorsysteme, die nur aus dem Sensorelement, erweitert um die Sensorauslese auf dem gleichen Trägersubstrat bestehen, werden auch als integrierte Sensoren bezeichnet. Der Sensorauslese folgt die Signalverarbeitungsstufe. In dieser Stufe kommen die Möglichkeiten der integrierten Signalverarbeitung zum Einsatz. Von einer einfachen Tiefpassfilterung, über A/D-Konvertierung bis hin zur Korrektur von Nichtidealitäten des Sensorelementes und der Sensorauslese reicht der Funktionsumfang dieser Stufe. Sensorsysteme mit einer solchen Ausprägung der Signalverarbeitung werden als „smarte Sensoren“ bezeichnet. Der Übergang zum „intelligenten Sensor“ erfolgt durch das Evaluieren bestimmter Sensorinformationen mittels spezieller Algorithmen. Dabei überdecken diese den Bereich von sehr einfachen Funktionen wie beispielsweise Amplitudenschwellwertüberwachung bis hin zu komplexen Algorithmen wie Spektralanalyse (FFT-Analyse oder Wavelet-Transformation), Signalkompression, Datenverschlüsselung oder Mustererkennung [6]. Schließlich muss noch eine Ausgangsschnittstelle implementiert werden, die das elektrische Ausgangssignal des Sensorsystems in geeigneter Form zur Übertragung, zur Anzeige oder Messwerterfassung mittels Steuerrechner oder zur direkten Ansteuerung von Aktoren bereitstellt. Bei den Schnittstellen wird zwischen analogen, wie z. B. 4 - 20 mA oder 0,5 - 4,5 V und digitalen, wie beispielsweise Feldbus (Can-, Profi- oder Interbus) unterschieden. Digitale Schnittstellen ermöglichen eine über das eigentliche Messergebnis hinausgehende Übertragung von Informationen, wobei diese meistens bidirektional übertragen werden können. Die Übertragung von Daten zum Sensorsystem kann beispielsweise während der Kalibration notwendig sein. Darüber hinaus gibt es kontakt- und drahtlose Schnittstellen mittels HF- oder Infrarot-Datenübertragung.

Zusätzlich werden für den Betrieb der einzelnen Stufen Peripherieschaltungen eingesetzt, die beispielsweise Takte, sowie versorgungskonstante und temperaturstabile Spannungs- und Stromreferenzen erzeugen.

Bei Multisensorsystemen wird gleichzeitig mehr als eine Messgröße aufgenommen und daher müssen die entsprechenden Funktionsblöcke wie Sensorelement und -auslese mehrfach ausgelegt und untereinander geeignet verknüpft werden.

Die Trennung in einzelne Funktionsblöcke wird bei realisierten Sensorsystemen meistens nicht aufrecht erhalten, sondern es erfolgt eine geeignete Funktionsverknüpfung zur Hardwareinsparung.

2.2 Vorteile und Nachteile integrierter CMOS-Sensorsysteme

Das offensichtlichste Merkmal eines integrierten Sensorsystems ist dessen geringere Größe im Vergleich zu konventionellen Bauformen. Für den Einsatz allerdings ist dieses Argument von untergeordneter Bedeutung, da unterhalb bestimmter Abmaße andere Gesichtspunkte, wie beispielsweise Handhabbarkeit, Montierbarkeit und die Steckergeometrie die Größe eines fertig montierten Sensorsystems bestimmen [7].

Für den Einsatz der CMOS-Technologie spricht vorrangig die kostengünstige Integration der elektronischen Signalverarbeitung, denn CMOS ist als eine Standardtechnologie in diesem Bereich unbestritten [8]. Neben den hervorragenden elektrischen Eigenschaften kann Silizium zusätzlich direkt oder indirekt für verschiedene Sensorelemente benutzt werden. Silizium weist u. a. Empfindlichkeiten gegenüber Einstrahlungen von sichtbarem Licht oder Röntgenstrahlung, Temperatur und starken Magnetfeldern auf. Für andere physikalische oder chemische Effekte kann Silizium als Trägersubstrat für die Abscheidung verschiedenster Materialien genutzt werden, wobei im Substrat weiterhin Schaltungen integriert werden können. Als Beispiele für solche Abscheidungen können magnetoresistive Schichten für die Detektion niedrigerer Magnetfeldstärken oder Schichten katalysatischer Metalle für selektive Gassensorelemente genannt werden. Dabei muss allerdings auf die Prozesskompatibilität der zusätzlich eingebrachten Materialien zum CMOS-Prozess geachtet werden. Bestimmte Metallatome können infolge Temperatureinflüssen ins Siliziumsubstrat diffundieren und die sich dort befindlichen Schaltungen zerstören. Die dritte Möglichkeit, Silizium als Sensorelement einzusetzen, ist seine mechanischen Eigenschaften für die Strukturierung mikromechanischer Bauelemente zu nutzen. Als Beispiele solcher Sensorelemente können Balken, Federn, Brücken und Membrane genannt werden, die für die Wandlung mechanischer Kräfte in elektrische Größen geeignet sind. Zwei mögliche Sensorelemente sind Druck- und Beschleunigungssensorelemente.

Die Vorteile integrierter CMOS-Sensoren resultieren aus der Integration des Sensorelementes und der Auslese- und Verarbeitungselektronik im gleichen Substrat und den sich daraus ergebenden kürzeren Leitungslängen und damit geringeren Kapazitäten. Durch die reduzierte Anzahl an elektrischen und mechanischen Verbindungen kommt es zu einer Erhöhung

der Zuverlässigkeit. Das nach [7] aber entscheidende Argument ist der erzielbare Rationalisierungseffekt durch die kostengünstige Herstellung der Sensorsysteme in großen Stückzahlen, so dass integrierte Sensoren frühzeitig von Kfz-Zulieferern eingesetzt wurden.

Neben direkt oder indirekt auf Silizium basierenden Sensorelementen gibt es eine weitaus größere Anzahl an „Silizium-freien“ Sensorelementen. Für die Nichtintegration dieser Sensorelemente werden hauptsächlich zwei Gründe angeführt: Die Sensorelement-Technologie ist nicht mit der des CMOS-Prozesses kompatibel oder es ist aus Kostengründen nicht sinnvoll das Sensorelement auf Siliziumbasis herzustellen. Die Nachteile integrierter Sensoren sind gleichzeitig die Vorteile hybrider Sensoren. Der entscheidende Vorteil hybrid aufgebauter Sensorsysteme besteht darin, dass die Einzelkomponenten in unterschiedlichen Technologien hergestellt und entsprechend optimiert werden können. Die technologischen Restriktionen, die sich aus der Integration des Sensorsystems auf einen Chip ergeben, entfallen damit [9]. Integrierte Sensoren müssen aufgrund fertigungsbedingter Toleranzen und der meistens geringeren Empfindlichkeit kalibriert werden und erfordern technologische Zusatzschritte.

Zusammenfassend bietet der Einsatz integrierter Sensoren bei großen Stückzahlen oder, wenn die Signalverarbeitung die wesentlichen Eigenschaften bestimmt, einen Vorteil. Eine dieser wesentlichen Eigenschaften kann die Eigensicherheit des Sensorsystems sein, die in dieser Arbeit behandelt wird.

2.3 Nichtidealitäten von Sensoren und Sensorelementen

Wie eingangs schon beschrieben, sollen Sensoren eine bestimmte Messgröße linear und zeitinvariant in ein elektrisches Signal konvertieren. Wie auch andere Sensorelemente, weisen CMOS-Sensorelemente eine sehr große Anzahl an Nichtidealitäten auf. Als Beispiele können u. a. der Offset, der Drift oder die Nichtlinearität zwischen Messgröße und Ausgangssignal aufgezählt werden. Viele Sensorelemente zeigen Querempfindlichkeiten zu anderen Einflussgrößen als der eigentlichen Messgröße auf. So weisen viele CMOS-Sensoren u. a. eine Temperaturempfindlichkeit auf. Zusätzlich kommt es durch die Sensorauslese und Signalverarbeitung zu weiteren Nichtidealitäten, wie beispielsweise Rauschen, begrenztem Aussteuerbereich und Verzögerungen. Dabei handelt es sich nicht nur um zeitlich konstante Nichtidealitäten, sondern deren Größe kann auch noch zeitlich variieren. Grundsätzlich werden diese Nichtidealitäten nach [4] allgemein in zeitinvariante und zeitvariante sowie in statistische und deterministische Abweichungen vom idealen Sensor eingeteilt (siehe **Bild 2.2**).

Alle Nichtidealitäten treten in ähnlicher Form auch bei hybriden Sensorsystemen auf, allerdings kommt es bei integrierten Sensoren aufgrund der geringen Signalhübe des Sensorelementes zu teilweise stärkeren Einflüssen.

Zeitinvariante statistische Nichtidealitäten entstehen durch unvermeidbare Parameterschwankungen während des Herstellungsprozesses. Deren Größe ist nicht exakt vorherbe-

stimmbar, sondern liegt i. a. innerhalb eines Toleranzbandes. Dagegen ist die Größe deterministischer zeitinvarianter Nichtidealitäten sehr wohl bekannt. Ein Beispiel dafür ist die Nichtlinearität eines Sensorelementes, die mittels geeigneter Modellbildung exakt beschreibbar ist.

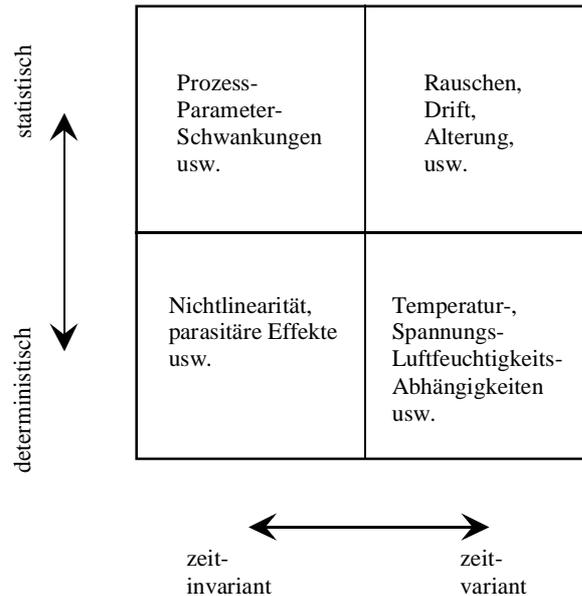


Bild 2.2 Klassifizierung der Nichtidealitäten eines Sensors [4]

Zeitvariante deterministische Nichtidealitäten sind die Querempfindlichkeiten eines Sensorelementes. Diese sind zwar auch mittels Modellbildung analytisch beschreibbar, aber deren Einflussgrößen sind zeitvariant. Das bekannteste Beispiel dafür ist die ungewollte Temperaturabhängigkeit vieler Sensorsysteme. Äußerst schwierig sind zeitvariante statistische Nichtidealitäten eines Sensorsystems beschreibbar. Dazu gehören u. a. Rauschen, Drift und andere Alterungseinflüsse.

Damit CMOS-Sensorelemente zum Einsatz kommen, müssen möglichst alle Nichtidealitäten korrigiert werden. Für jede der vier Kombinationen von Nichtidealitäten müssen zur Korrektur jeweils unterschiedliche Strategien angewendet werden (siehe **Bild 2.3**).

Da zeitinvariante statistische Nichtidealitäten durch Prozessschwankungen entstehen, können diese häufig mit den Methoden des „Matchings“ eliminiert werden. Eine häufig angewandte Methode besteht in der Differenz- oder Quotientenbildung zwischen Sensorelement und messgrößeninsensitiven, aber gleichartig aufgebauten Referenzelementen. Weiterhin kann zur Reduzierung der zeitinvarianten statistischen Nichtidealitäten die Forderung an den Herstellungsprozess nach einer möglichst geringen Streuung gestellt werden. Sind diese Methoden nicht möglich, oder führen sie nicht zur gewünschten Genauigkeit, so muss vor Inbetriebnahme eine Festwertkorrektur, beispielsweise des Offsets, durch einstellbare Faktoren vorgenommen werden.

Zeitinvariante deterministische Nichtidealitäten werden i. a. durch vorgegebene Kalibrationsfunktionen korrigiert. Sehr häufig lässt sich beispielsweise die Nichtlinearität als Po-

lynom der Ordnung N mit festen Koeffizienten modellieren. Mittels additiver oder multiplikativer Kalibrationsfunktion, die auch als Polynom realisiert wird, kann die Nichtlinearität korrigiert werden. Beispiele für die schaltungstechnische Realisierung solcher Methoden befinden sich in Kapitel 2.5 „Methoden zur Reduzierung nichtidealer Sensoreigenschaften“.

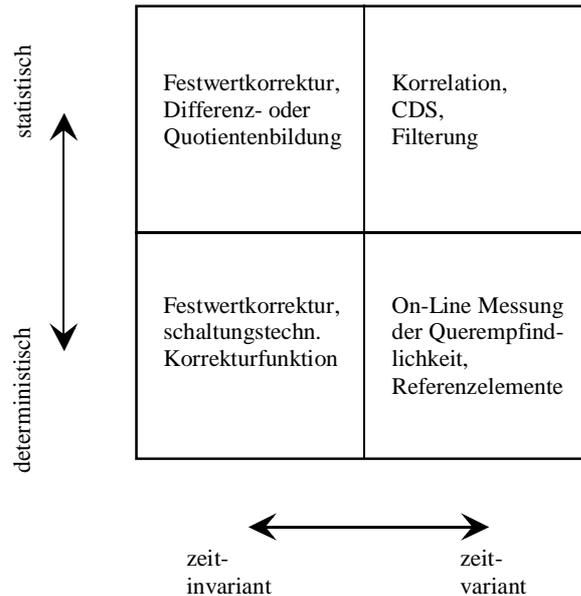


Bild 2.3 Korrekturmaßnahmen gegen Nichtidealitäten [10]

Die Korrektur von zeitinvarianten Nichtidealitäten wird als Kalibration bezeichnet [10]. Diese Art der Nichtidealitäten kann durch eine feste Schar von Korrekturwerten, die einmal im Anschluss an den Herstellungsprozess ermittelt werden, korrigiert werden.

Anders dagegen müssen zeitvariante Nichtidealitäten behandelt werden. Die Zeitvarianz bedingt eine kontinuierliche „On-line“-Messung der Einflussgröße, so dass diese Art der Korrektur als Kompensation bezeichnet wird [10].

Die häufig auftretenden zeitvarianten deterministischen Nichtidealitäten können ähnlich wie zeitinvariante deterministische Nichtidealitäten behandelt werden, nur dass, wie schon oben erwähnt, die Querempfindlichkeit kontinuierlich mitgemessen werden muss. Die Korrektur der am häufigsten in integrierten Sensoren auftretenden Querempfindlichkeit, der Temperatur, impliziert die zusätzliche Integration eines Temperatursensors. Somit entsteht ein Multisensorsystem, auch wenn eigentlich nur eine andere Messgröße aufgenommen werden sollte.

Die am schwierigsten zu korrigierenden Nichtidealitäten sind die zeitvarianten statistischen. Für deren Kompensation wird deren Einfluss als stationärer Prozess angesehen, so dass deren statistische Größe zeitinvariant wird [4]. Die Korrektur dieser Größen erfolgt unter Ausnutzung von Informationen über deren Größe im Zeit- und Frequenzbereich. Bei niederfrequenten Sensorsignalen kann der Einfluss durch Rauschen oder Drift mittels Tiefpassfilterung oder Korrelationstechniken reduziert werden.

2.4 Modellierung von Sensorsystemen

Das Verhalten eines Sensors im eingeschwungenen Zustand wird mit der statischen Kennlinie beschrieben. Bei der Modellierung der statischen Kennlinie soll der Einfluss einer möglichen Querempfindlichkeit x_{quer} auf die Ausgangsgröße y vernachlässigt werden. Idealerweise soll ein Sensor als Proportionalitätsglied bezüglich der Messgröße $x(t)$ wirken, d. h.

$$y_{\text{ideal}}(t) = \varepsilon \cdot x(t). \quad (2.1)$$

Die Proportionalitätskonstante ε beschreibt die Empfindlichkeit des Sensors. Die Gl. (2.1) beinhaltet die Forderung an einen Sensor nach linearem und zeitlich unverzögertem Verhalten bei unendlichem Aussteuerbereich.

Reale Sensoren weichen bei diesen Forderungen mehr oder weniger von einem idealen Sensor ab. In **Bild 2.4** bezeichnet x die Messgröße und y_{Mess} die elektrische Ausgangsgröße des Sensors. Der Messbereichsanfang ist mit x_0 und das -ende mit $x_0 + \Delta x$, die dazu gehörigen Ausgangsgrößen sind mit y_0 bzw. mit $y_0 + \Delta y$ bezeichnet, d. h. Δx ist der Messgrößenhub und Δy ist der Ausgangsgrößenhub.

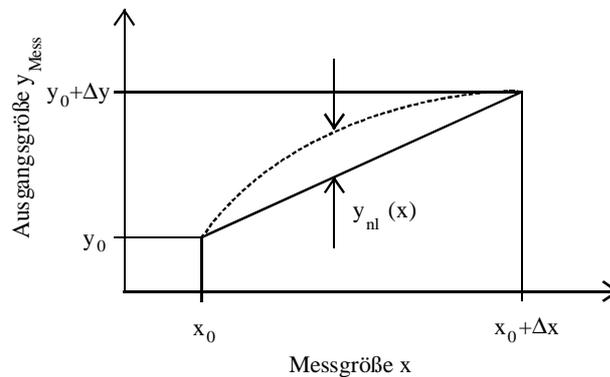


Bild 2.4 Statische Kennlinie eines Sensors mit Nichtlinearität

Eine statische Kennlinie kann in einen linearen (durchgezogene Linie) und in einen additiven nichtlinearen Anteil y_{nl} (gestrichelt dargestellt) zerlegt werden. Mathematisch lässt sich dies wie folgt angeben:

$$y_{\text{Mess}}(x) = y_0 + \frac{\Delta y}{\Delta x} \cdot (x - x_0) + y_{nl}(x). \quad (2.2)$$

Bei nichtlinearen Sensoren ist die Empfindlichkeit $\varepsilon(x)$, die als die Steigung der Kennlinie im jeweiligen Arbeitspunkt x definiert ist, nicht konstant:

$$\varepsilon_{\text{Mess}}(x) = \frac{dy_{\text{Mess}}(x)}{dx} = \frac{\Delta y}{\Delta x} + \frac{dy_{nl}(x)}{dx}. \quad (2.3)$$

Für Messaufgaben wird i. a. eine lineare Sollkennlinie $y_{soll}(x)$ gefordert, die mittels Kalibration aus einer nichtlinearen Sensorkennlinie in der integrierten Linearisierungsstufe eines Sensorsystems gewonnen wird, d. h.:

$$y_{soll}(x) = y_{0,soll} + \frac{\Delta y_{soll}}{\Delta x} \cdot (x - x_0). \quad (2.4)$$

Mit $y_{0,soll}$ ist dabei der Sollwert der Ausgangsgröße am Messbereichsanfang x_0 und mit Δy_{soll} der geforderte Ausgangsgrößenhub bezeichnet.

Durch Abweichungen der Istkennlinie des Sensors von der Sollkennlinie kommt es zu Fehlern (siehe **Bild 2.5**).

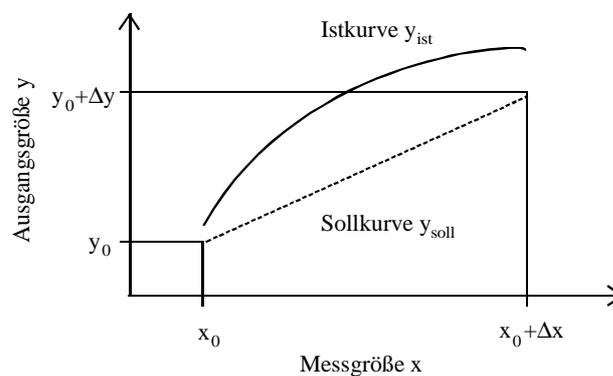


Bild 2.5 Abweichung zwischen Soll- und Istkennlinie eines Sensors

Bei der Betrachtung eines Kennlinienfehlers wird entweder der absolute Fehler $F_{abs}(x)$ als Differenz zwischen den Ausgangswerten der Ist- und Sollkennlinie im Arbeitspunkt x oder der relative Fehler $F_{rel}(x)$ als Quotient zwischen dem absoluten Fehler $F_{abs}(x)$ und dem Ausgangshub Δy oder dem Ausgangsendwert $y_0 + \Delta y$ angegeben.

$$F_{abs}(x) = y_{ist}(x) - y_{soll}(x) \quad (2.5)$$

$$F_{rel}(x) = \frac{y_{ist}(x) - y_{soll}(x)}{\Delta y} \quad \text{oder} \quad F_{rel}(x) = \frac{y_{ist}(x) - y_{soll}(x)}{y_0 + \Delta y}. \quad (2.6)$$

Welche Definition des relativen Fehlers benutzt wird, hängt von der Anwendung ab und muss im Zweifelsfall angegeben werden. Bei der Vorstellung von Messergebnissen in nachfolgenden Kapiteln wird die zweite Definition benutzt.

Aus dem absoluten Fehler lassen sich durch Differenzbildung zwischen Ist- und Sollkennlinie $y_{ist}(x)$ bzw. $y_{soll}(x)$ einzelne Fehleranteile bestimmen:

$$y_{ist}(x) = y_{0,ist} + \frac{\Delta y_{ist}}{\Delta x} \cdot (x - x_0) + y_{nl}(x) + y_{hys}(x, h) \quad (2.7)$$

$$y_{soll}(x) = y_{0,soll} + \frac{\Delta y_{soll}}{\Delta x} \cdot (x - x_0) \quad (2.8)$$

$$F_{abs}(x) = \underbrace{(y_{0,ist} - y_{0,soll})}_{F_{off}} + \underbrace{\frac{\Delta y_{ist} - \Delta y_{soll}}{\Delta x}}_{F_{empf}} \cdot (x - x_0) + \underbrace{y_{nl}(x)}_{F_{lin}(x)} + \underbrace{y_{hys}(x,h)}_{F_{hys}(x,h)}. \quad (2.9)$$

Der absolute Fehler $F_{abs}(x)$ eines Sensors lässt sich in vier Fehleranteile aufspalten:

$$\text{Offsetfehler} \quad F_{off} = y_{0,ist} - y_{0,soll} \quad (2.10)$$

$$\text{Empfindlichkeitsfehler} \quad F_{empf} = \frac{\Delta y_{ist} - \Delta y_{soll}}{\Delta x} \quad (2.11)$$

$$\text{Linearitätsfehler} \quad F_{lin}(x) = y_{nl}(x) \quad (2.12)$$

$$\text{Hysteresefehler} \quad F_{hys}(x,h) = y_{hys}(x,h). \quad (2.13)$$

Der Hysteresefehler $F_{hys}(x,h)$ lässt sich mathematisch nur sehr schwer beschreiben, denn er hängt nicht nur vom Arbeitspunkt x , sondern auch von der Vorgeschichte ab. Diese soll hier analog zu [11] mit dem Parameter h bezeichnet werden. Der Hysteresefehler $F_{hys}(x,h)$ gehört in die Gruppe der zeitvarianten Fehler.

Während des Kalibrationsprozesses erfolgt eine Korrektur der Sensorkennlinie. Bei der Kalibration wird zuerst bei minimaler Messgröße x_0 der Offsetfehler F_{off} korrigiert. Danach findet die Korrektur des Empfindlichkeitsfehlers F_{empf} bei maximaler Messgröße $x_0 + \Delta x$ statt. Zur Eliminierung des Linearitätsfehlers $F_{lin}(x)$ kann anschließend die Kennlinie von Maximalwert $x_0 + \Delta x$ auf Minimalwert x_0 durchgefahren werden und dabei beispielsweise die Koeffizienten eines Korrekturpolynoms bestimmt werden. Die Korrektur des Hysteresefehlers $F_{hys}(x,h)$ ist äußerst schwierig und es existieren keine allgemeingültigen Verfahren zu dessen Korrektur, so dass i. a. hysteresefreie Sensorelemente eingesetzt werden.

Neben den bisher betrachteten deterministischen zeitinvarianten Nichtidealitäten eines Sensors kommt es durch Querempfindlichkeiten x_{quer} zu zeitvarianten Einflüssen. Bei der Modellierung wird nur von einer Querempfindlichkeit ausgegangen. Für Sensoren mit mehreren Querempfindlichkeiten muss der entsprechende Modellierungsterm um die zusätzlichen Querempfindlichkeiten erweitert werden.

Der Einfluss einer Querempfindlichkeit x_{quer} auf die Ausgangsgröße y_{sens} eines Sensors kann durch Erweiterung der Gl. (2.7) um einen additiven Term $y_{quer}(x, x_{quer})$ modelliert werden.

Es ergibt sich:

$$y_{sens}(x, x_{quer}) = y_0 + \frac{\Delta y}{\Delta x} \cdot (x - x_0) + y_{nl}(x) + y_{hys}(x, h) + y_{quer}(x, x_{quer}). \quad (2.14)$$

In **Bild 2.6** ist für zwei verschiedene Fälle der Einfluss einer Querempfindlichkeit x_{quer} in jeweils einem Kennlinienfeld dargestellt.

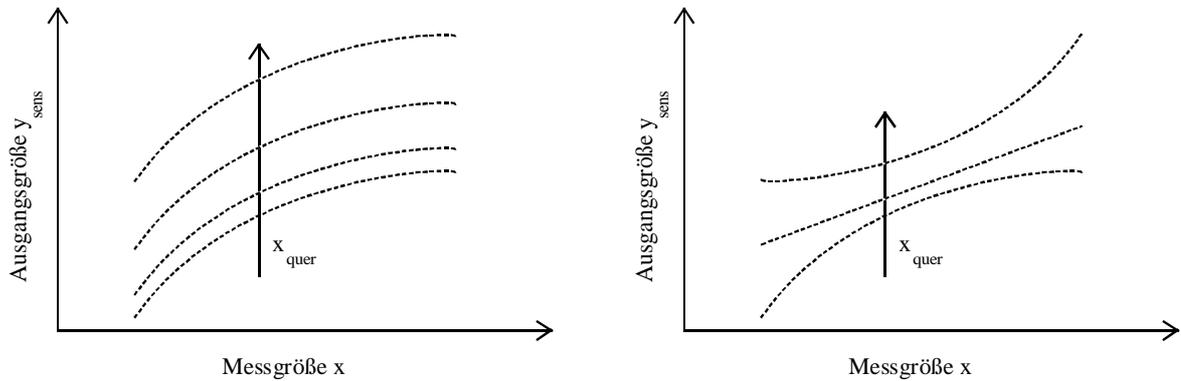


Bild 2.6 a) Einfluss einer Querempfindlichkeit x_{quer} (separierbar)
b) Einfluss einer Querempfindlichkeit x_{quer} (nicht separierbar)

Die Querempfindlichkeit x_{quer} kann sich in einfachen Fällen als messgrößenunabhängiger Offset oder auf die Messgrößenempfindlichkeit ε auswirken. In **Bild 2.6a** ist die Querempfindlichkeit als linearer, messgrößenunabhängiger Offset modelliert:

$$y_{\text{quer}}(x_{\text{quer}}) = y_{0,\text{quer}} + \varepsilon_{\text{quer}} \cdot (x_{0,\text{quer}} - x_{\text{quer}}). \quad (2.15)$$

Im allgemeinen lässt sich der Einfluss der Querempfindlichkeit nicht von der Messgröße trennen, d. h. Messgröße x und Querempfindlichkeit x_{quer} sind nicht separierbar (siehe **Bild 2.6b**). Bei einer Entwicklung von Gl. 2.13 in eine mehrdimensionale Taylorreihe treten gemischte Terme auf. Treten dagegen keine gemischten Terme auf, so sind Messgröße x und Querempfindlichkeit x_{quer} voneinander separierbar.

Eine wichtige Angabe für ein kalibriertes Sensorsystem ist die maximale Kennlinienabweichung. Diese ist nur vollständig, wenn die Festlegungsmethode der Sollkennlinie bekannt ist. Diese kann nach [5] auf drei Arten festgelegt werden:

- 1.) Grenzpunkteinstellung: Die Kennlinienabweichung ist die größte Abweichung der Kennlinie von einer festgelegten Kurve, die mit der Kennlinie am Anfangs- und am Endwert übereinstimmt.
- 2.) Anfangspunkteinstellung: Die Kennlinienabweichung ist die Abweichung der Kennlinie von einer festgelegten Kurve, die so gelegen ist, dass sie am Anfangswert mit der Kennlinie übereinstimmt und die größte Abweichung den kleinsten Wert annimmt.
- 3.) Kleinstwerteinstellung: Die Kennlinienabweichung ist die Abweichung der Kennlinie von einer festgelegten Kurve, die so gelegt ist, dass die größte Abweichung den kleinsten Wert annimmt.

Die zu messende Größe x liegt i. a. nicht zeitlich konstant an dem Sensor an, so dass dynamische Anteile der Übertragungsfunktion eines Sensors mit berücksichtigt werden müssen. Sehr häufig weisen Sensoren eine Verzögerung der Ausgangsgröße y_{sens} gegenüber der Messgröße x in Form eines Verzögerungsgliedes 1. oder 2. Ordnung auf. Mathematisch kann das Zeitverhalten solcher Sensoren mit Differentialgleichungen 1. oder 2. Ordnung oder im Frequenzbereich als Polynom mit einer oder zwei Polstellen beschrieben werden. Die dynamische Modellbildung soll beispielhaft für einen Temperatursensor vorgenommen werden, der eine Temperaturerhöhung ΔT durch einen externen Heizwiderstand R messen soll.

Das System ist in **Bild 2.7** dargestellt.

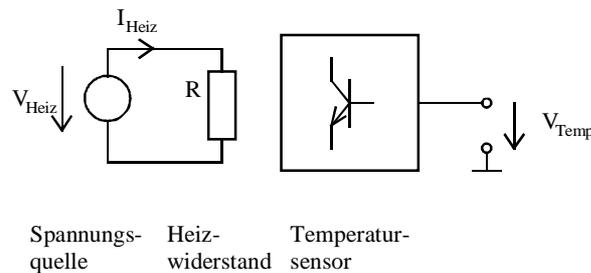


Bild 2.7 Temperatursensor mit externer Heizung

An den Heizwiderstand R wird eine elektrische Spannung V_{Heiz} angelegt. Die im Widerstand R umgesetzte elektrische Heizleistung

$$P_{\text{Heiz}} = \frac{V_{\text{Heiz}}^2}{R} \quad (2.16)$$

führt zu einer Temperaturerhöhung ΔT des Temperatursensors. Dieser wandelt die gemessene Temperatur T_{Mess} , die sich aus der Summe der Umgebungstemperatur T_{Umg} und der Temperaturerhöhung ΔT ergibt, linear mit der Empfindlichkeit ε in eine Ausgangsspannung V_{Temp} um. Die Temperaturerhöhung ΔT hängt im statischen Fall linear von der im Widerstand R umgesetzten elektrischen Heizleistung P_{Heiz} ab. Die Proportionalitätskonstante zwischen elektrischer Heizleistung P_{Heiz} und Temperaturerhöhung ΔT wird als Wärmewiderstand R_{th} bezeichnet. Weiterhin bildet sich durch die Masse m des Temperatursensors eine Wärmekapazität C_{th} aus, die sich aus dem Produkt zwischen der Masse m und der spezifischen Wärmekapazität c_p des Temperatursensormaterials bestimmt.

Im Thermoelektrischen-Ersatzschaltbild entspricht die elektrische Heizleistung P_{Heiz} einer Stromquelle I_{th} , die die Parallelschaltung aus Wärmewiderstand R_{th} und Wärmekapazität C_{th} speist. Die Temperaturerhöhung ΔT entspricht einer Spannung über der Parallelschaltung. Wird nun anstatt einer Gleichspannung eine sinusförmige Spannung V_{Heiz} mit der Kreisfrequenz ω an den Heizwiderstand R angelegt, so lässt sich die Temperaturerhöhung ΔT mit den Methoden der komplexen Wechselstromtechnik bestimmen. Es ergibt sich

$$\Delta T = \frac{R_{th}}{1 + j \cdot \omega \cdot R_{th} \cdot C_{th}} \cdot P_{Heiz} = \frac{R_{th}}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_{th}} \cdot P_{Heiz} \quad (2.17)$$

mit der thermischen Zeitkonstanten $\tau_{th} = R_{th} \cdot C_{th}$.

Im dynamischen Anregungsfall kommt es also zu einem Amplituden- und Phasengang zwischen der Heizleistung P_{Heiz} und der Temperaturerhöhung ΔT . Unter der Bedingung $\omega \tau_{th} \ll 1$ können die dynamischen Effekte vernachlässigt werden und es gilt wieder der lineare Zusammenhang zwischen Heizleistung P_{Heiz} und Temperaturerhöhung ΔT .

Bei Feder-Masse-Systemen, auf die Beschleunigungs- oder Drucksensorelemente zurückgeführt werden können, kommt es im Fall einer aperiodischen Dämpfung zu einer Übertragungsfunktion mit zwei reellen Zeitkonstanten τ_1 und τ_2 und einer Konstanten k_1 :

$$H(\omega) = \frac{k_1}{(1 + j \cdot \omega \cdot \tau_1) \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot \tau_2)}. \quad (2.18)$$

Durch die dynamischen Eigenschaften eines Sensors kommt es im Vergleich zu idealen Sensoren als Proportionalitätsglied nach Gl. (2.1) zu dynamischen Fehlern $F_{dyn}(t)$, die sich wie folgt modellieren lassen:

$$F_{dyn}(t) = y_{sens}(t) - \varepsilon \cdot x(t). \quad (2.19)$$

Schaltungstechnisch lassen sich dynamische Fehler nur schwer korrigieren. Am Beispiel eines Temperatursensors zeigt [11], dass zur Korrektur eine Korrekturfunktion mit proportionalem und differenziellem Verhalten notwendig ist und dies wegen der beim Differenzieren auftretenden Schwierigkeiten nur näherungsweise möglich ist. Sensorelemente, deren Zeitkonstanten τ meistens der Grund für dynamische Fehler sind, müssen so konstruiert werden, dass sie der Messgröße zeitlich möglichst gut folgen können. Das bedeutet, dass die auftretenden Zeitkonstanten τ möglichst klein gegenüber dem Kehrwert der Kreisfrequenz ω der Messgröße x sein müssen, d. h. $\omega \tau \ll 1$. Am Beispiel des Temperatursensors wird eine möglichst kleine thermische Zeitkonstante τ_{th} durch einen kleinen Wärmewiderstand R_{th} über einen guten thermischen Kontakt und eine kleine Wärmekapazität C_{th} durch geringe Masse des Sensorelementes erreicht.

Alle bisher beschriebenen Nichtidealitäten eines Sensors lassen sich durch geeignete Modellbildung des Sensoreffektes und der nachfolgenden Schaltungen bestimmen. Im Betrieb eines Sensorsystems kann es durch Ausfälle zu einem geänderten Verhalten des Sensorausgangs y_{sens} kommen. Die Verknüpfung der einzelnen statischen Kennlinien zeigt **Bild 2.8**, das vorgestellte Modell geht auf [12] zurück.

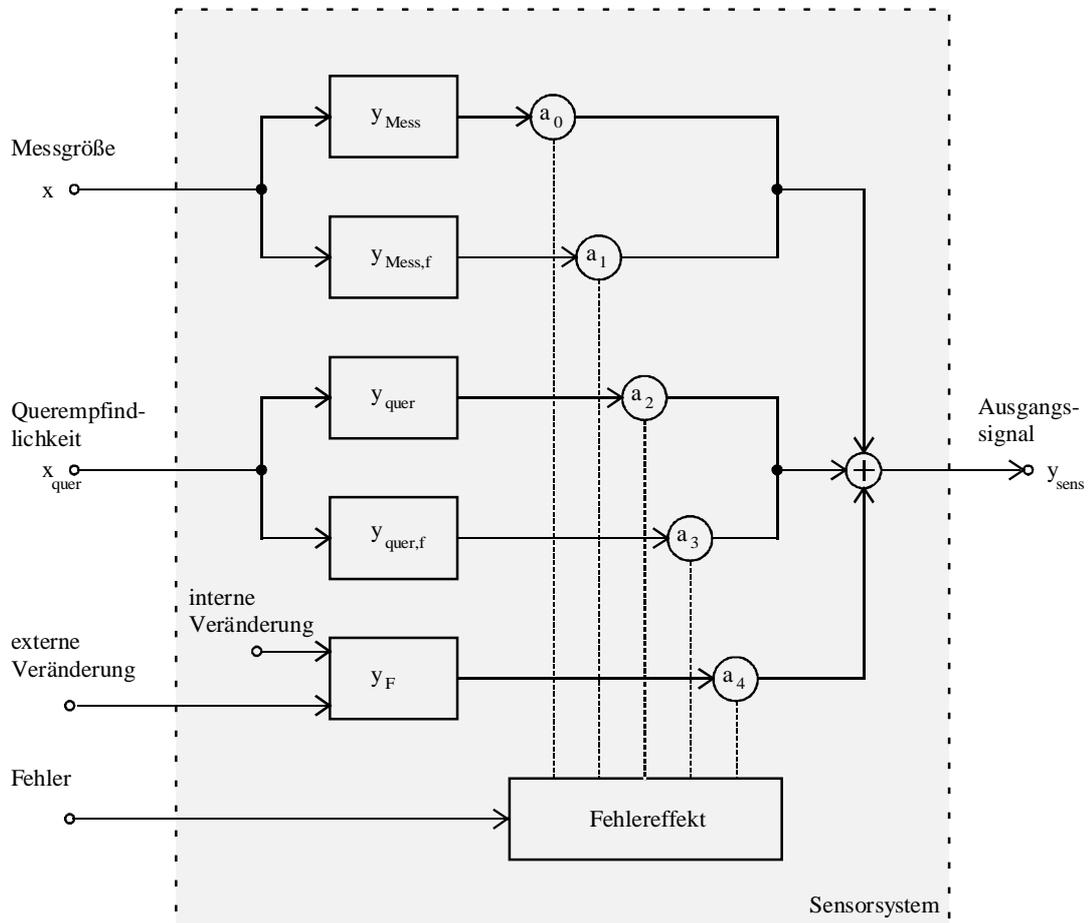


Bild 2.8 Modellierte Fehlereinflüsse auf einzelne statische Kennlinien

Das Ausgangssignal y_{sens} des Sensorsystems setzt sich aus einer additiven Verknüpfung mehrerer statischer Kennlinien zusammen. Neben der Messgröße x und der Querempfindlichkeit x_{quer} haben Fehler durch Ausfälle einen Einfluss auf das Ausgangssignal eines Sensorsystems. Der Einfluss eines Fehlers kann die statische Kennlinie der Messgröße oder die der Querempfindlichkeit $y_{\text{Mess}}(x)$ bzw. $y_{\text{quer}}(x_{\text{quer}})$ verändern. Diese Änderung wird hier als gewichtete Addition der fehlerfreien und fehlerbehafteten statischen Kennlinie $y_{\text{Mess}}(x)$ und $y_{\text{Mess},f}(x)$ bzw. $y_{\text{quer}}(x_{\text{quer}})$ und $y_{\text{quer},f}(x_{\text{quer}})$ modelliert. Ein Beispiel für einen solchen Fehler ist der Verlust der Sensitivität des Sensorelementes bezüglich der Messgröße. In diesem Fall wären die Beträge der Empfindlichkeiten der beiden statischen Kennlinien $y_{\text{Mess}}(x)$ und $y_{\text{Mess},f}(x)$ gleich, nur deren Vorzeichen wären unterschiedlich. Als weiteres Fehlerszenario wäre der Ausfall der Querempfindlichkeitskompensation denkbar, so dass der entsprechende Faktor a_3 einen von Null verschiedenen Wert annähme. Andere Fehler führen zu einer von der Messgröße x oder der Querempfindlichkeit x_{quer} unabhängigen Änderung des Sensorausgangs. Diese Fehler können in interne oder externe Einflüsse aufgeteilt werden. Interne Fehler können die Sensorperipherie betreffen, so dass sich Referenzspannungen oder -ströme ändern. Externe Einflüsse können sich beispielsweise als eingekoppeltes Rauschen

auf den Sensorausgang auswirken. Die internen oder externen Veränderungen werden mit der statischen Kennlinie y_F berücksichtigt.

Im Modell werden je nach Fehlereinfluss die entsprechenden statischen Kennlinien mittels der Faktoren a_0 bis a_4 unterschiedlich gewichtet, so dass es abhängig vom Fehler zu einem unterschiedlichen Ausgangssignal y_{sens} kommt.

2.5 Methoden zur Reduzierung nichtidealer Sensoreigenschaften

Im Gegensatz zu Kapitel 2.3, in dem es um eine allgemeine theoretische Betrachtung der Nichtidealitäten ging, sollen im folgenden schaltungstechnische Lösungen zur Reduzierung von deterministischen Nichtidealitäten vorgestellt werden.

2.5.1 Kompensationsmethoden von Querempfindlichkeiten

Die Korrektur zeitvarianter Nichtidealitäten von Sensoren wird Kompensation genannt. Eine denkbare, aber eher theoretische Möglichkeit zur Korrektur der Querempfindlichkeit x_{quer} zeigt **Bild 2.9**.

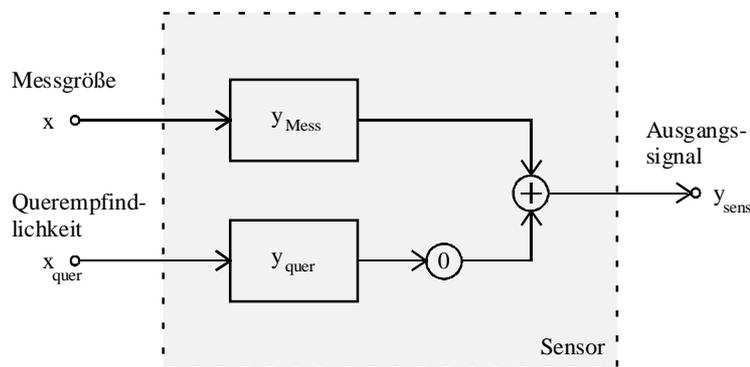


Bild 2.9 Kompensation einer Querempfindlichkeit (1. Methode)

Die Übertragungsfunktion der Querempfindlichkeit wird mit dem Faktor 0 gewichtet und somit entfällt die Auswirkung der Querempfindlichkeit am Sensorausgang. Praktisch ist diese Methode allerdings nicht einsetzbar, da die Übertragungsfunktion der Querempfindlichkeit i. a. nicht separat zugänglich und somit nicht einfach eliminierbar ist.

Da es sich bei Querempfindlichkeiten um eine zeitvariante Beeinflussung des Sensors handelt, kann diese nur durch kontinuierliche Messung der Querempfindlichkeit kompensiert werden. Eine dafür häufig eingesetzte Methode zeigt **Bild 2.10**.

Ein zusätzliches Sensorelement misst die Querempfindlichkeit mit einer statischen Kennlinie $y'_{\text{Mess}}(x_{\text{quer}})$. Da i. a. die statische Kennlinie der Querempfindlichkeit $y_{\text{quer}}(x_{\text{quer}})$ und die des zusätzlichen Sensorelementes $y'_{\text{Mess}}(x_{\text{quer}})$ unterschiedlich sind, muss letztere mit einer Kompensationskennlinie y_{komp} verändert werden, damit der Einfluss der Querempfindlichkeit auf den Sensorausgang verschwindet. Da die beiden statischen Kennlinien y_{quer} und y'_{Mess} häufig nichtlinear sind, muss mit der Funktion y_{komp} auch eine nichtlineare Kennlinie generiert werden. Dazu einsetzbare Methoden werden in Kap. 2.5.2 beschrieben.

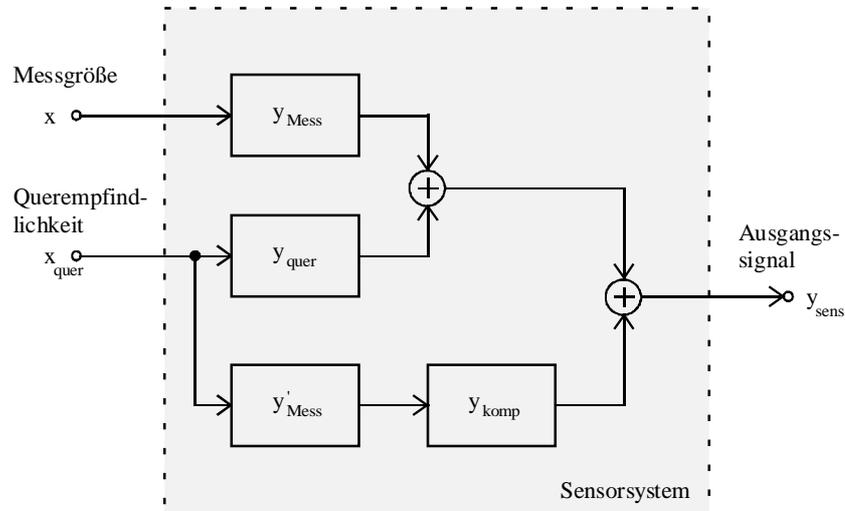


Bild 2.10 Kompensation einer Querempfindlichkeit (2. Methode)

Diese Methoden der Querempfindlichkeitskompensation können nur bei separierbaren Querempfindlichkeiten eingesetzt werden. Sind diese nicht separierbar, muss eine mehrdimensionale Kompensationsfunktion durch Verknüpfung der Querempfindlichkeiten und der Messgröße eingesetzt werden. Eine Methode zur Kompensation nichtseparierbarer Querempfindlichkeiten beschreibt Kap. 5 am Beispiel der Temperaturkompensation von Drucksensorelementen.

2.5.2 Kalibrationsmethoden von Nichtlinearitäten

Für Sensorsysteme ist die Nichtlinearität die relevanteste zeitinvariante deterministische Nichtidealität, denn sehr viele Sensorelemente weisen eine nichtlineare Abhängigkeit von der Messgröße auf. Daher wurden sehr viele Methoden zur Korrektur von Nichtlinearitäten entwickelt. Es wird zwischen reinen digitalen und analogen Verfahren unterschieden, aber auch gemischt analog-digitale Verfahren erweisen sich als sehr gut anwendbar. Im folgenden soll jeweils eine Methode der jeweiligen Gruppe, die häufig in Sensorsystemen angewendet wird, vorgestellt werden. Als Randbedingungen für den Einsatz gelten die erzielbare Auflösung, die Stärke der Nichtlinearität und der zusätzliche Hardwareaufwand für die Linearisierung.

2.5.2.1 Kalibration mittels digitaler Korrektur

In Fällen, bei denen das Sensorausgangssignal digital weiterverarbeitet werden soll, kann die Linearisierung digital hinter einem A/D-Konverter vorgenommen werden. Ein direkt umsetzendes Verfahren ist die Linearisierung mit einem einfachen Tabellenverfahren. **Bild 2.11** zeigt das einfache Tabellenverfahren.

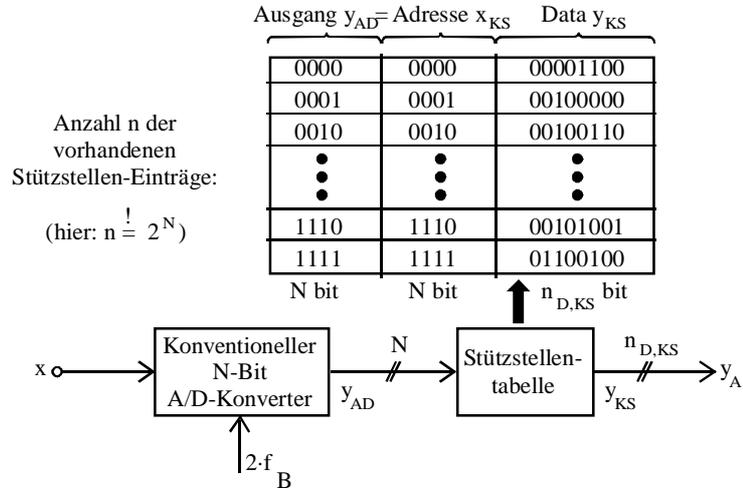


Bild 2.11 Einfaches digitales Tabellenverfahren zur Linearisierung [13]

Bei diesem Verfahren wird ein analoges Eingangssignal x mittels eines konventionellen N-Bit A/D-Konverters digitalisiert. Das N Bit breite Digitalsignal y_{AD} wird als Adresswort für einen nachfolgenden Speicher benutzt, der die Linearisierungsfunktion als Stützstellen-tabelle beinhaltet. Für jede mögliche Digitaladresse y_{AD} , d. h. $n = 2^N$, muss ein Korrekturwert vorhanden sein. Aus dieser Forderung resultiert ein exponentieller Anstieg des Speicherumfanges n mit steigender Auflösung N des A/D-Konverters. Für eine Integration eignet sich das einfache Tabellenverfahren aufgrund des großen Speicherbedarfs und den daraus resultierenden Kosten nicht.

Eine Methode zur Reduzierung des großen Speicherbedarfs ist der Einsatz eines Mikroprozessors. **Bild 2.12** zeigt das Prinzip:

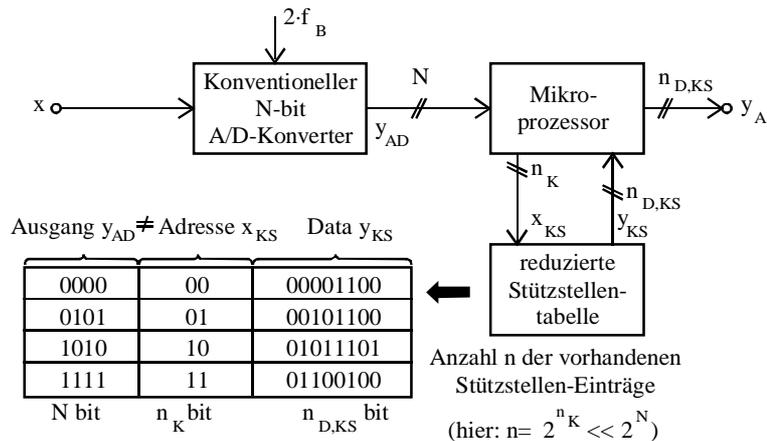


Bild 2.12 Mikroprozessor basiertes Tabellenverfahren zur Linearisierung [13]

Auch bei diesem Verfahren wird das analoge Eingangssignal x mittels eines konventionellen A/D-Konverters in ein Digitalsignal y_{AD} gewandelt. Doch diesmal wird der digitale Ausgang y_{AD} nicht zur Ansteuerung des Speichers genutzt, sondern ein Mikroprozessor berechnet das linearisierte digitale Ausgangswort beispielsweise über eine Polynomapproximation. Die dafür benötigten Koeffizienten und das Programm sind in einem Speicher abgelegt. Die Än-

derung der Linearisierungsfunktion oder die Art der Kennlinien-Approximation können sehr einfach über das Einspielen eines neuen Programms erreicht werden. Für steigende Genauigkeitsanforderungen an den Digitalausgang y_A wird wenig zusätzlicher Speicherbedarf zur Koeffizienten- und Programmspeicherung benötigt, d. h. mit steigender Auflösung N steigt der Speicherumfang n nur moderat an ($n \ll 2^N$). Allerdings weist das Verfahren durch die Verwendung eines Mikroprozessors einen sehr großen Overhead auf und die Generation der nichtlinearen Funktion ist durch die softwaremäßige Berechnung im Vergleich zum direkt umsetzenden einfachen Tabellenverfahren relativ langsam. Aufgrund der Flexibilität und Universalität wird dieses Verfahren sehr häufig in industriellen Sensorsystemen eingesetzt. Dabei handelt es sich aus Kostengründen um hybride Sensorsysteme.

Ein drittes Verfahren zur digitalen Linearisierung erzielt eine im Vergleich zum einfachen Tabellenverfahren reduzierte Anzahl an Kennlinieneinträgen ohne den großen schaltungstechnischen Overhead eines Mikroprozessors. Dieses Verfahren nutzt die interpolierenden Eigenschaften eines überabtastenden $\Sigma\Delta$ -Modulators zur Approximation einer Korrekturkennlinie durch wenige als Stützstellen bezeichnete Punkte der gewünschten Funktion aus. Dieses Verfahren setzt die Verwendung eines $\Sigma\Delta$ -Modulators (siehe Kap. 5) mit nachfolgendem Dezimationsfilter zur A/D-Wandlung voraus. Das Dezimationsfilter besteht aus einem digitalen Tiefpassfilter mit nachgeschaltetem Abtaster. Dieses Digitalfilter wird in zwei Teile aufgespalten und der Speicher, der die Korrekturfunktion als Stützstellen-Tabelle enthält, zwischen beide Teile eingefügt [14]. **Bild 2.13** zeigt das Prinzip.

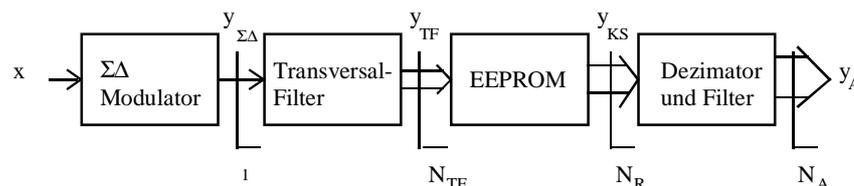


Bild 2.13 Blockschaltbild nichtlineare Funktionsgeneration mit $\Sigma\Delta$ -Modulator

Ein bandbegrenzt analoges Eingangssignal x wird mit Hilfe eines $\Sigma\Delta$ -Modulators in ein binäres pulshäufigkeitsmoduliertes Digitalsignal $y_{\Sigma\Delta}$ konvertiert. Dieser Binärstrom wird dann auf ein Transversalfilter mit einer „sinc“-Filtercharakteristik gegeben. Dieses mittelt jeweils über die letzten $2^{N_{TF}}$ -Bits, wobei die interpolierenden Eigenschaften des $\Sigma\Delta$ -Modulators am Ausgang des Transversal-Filters erhalten bleiben. Die Ausgangswortbreite steigt auf N_{TF} Bits an. Der gesamte Konvertierungsbereich des $\Sigma\Delta$ -Modulators wird in $2^{N_{TF}} - 1$ äquidistante Bereiche eingeteilt, an dessen Ecken jeweils die Stützstellen liegen. Als Stützstellen werden die Eingangswerte bezeichnet, die einen zeitlich konstanten Digitalwert y_{TF} am Ausgang des Transversalfilters liefern. Dafür muss die Anzahl der logischen Einsen und Nullen im FIR-Filter gleich bleiben, d. h. wenn beispielsweise eine logische Eins am $\Sigma\Delta$ -Modulatorausgang anliegt, muss eine logische Eins am oberen Ende der FIR-Filterkette herausfallen. Die Stützstelle 0 beispielsweise tritt nur auf, wenn die letzten $2^{N_{TF}}$ -

Ausgangswerte des $\Sigma\Delta$ -Modulators logisch Null waren. Das nachfolgende EEROM enthält die Nichtlinearität in Form einer Stützstellentabelle, die durch den Transversal-Filter-Ausgang adressiert wird und am Datenausgang die den Stützstellen zugeordneten nichtlinearen Daten liefert. Anschließend erfolgt mittels eines Dezimationsfilters die endgültige Tiefpass-Filterung. **Bild 2.14** zeigt ein Beispiel für das Interpolationsverhalten bei konstanter Eingangsspannung V_{in} .

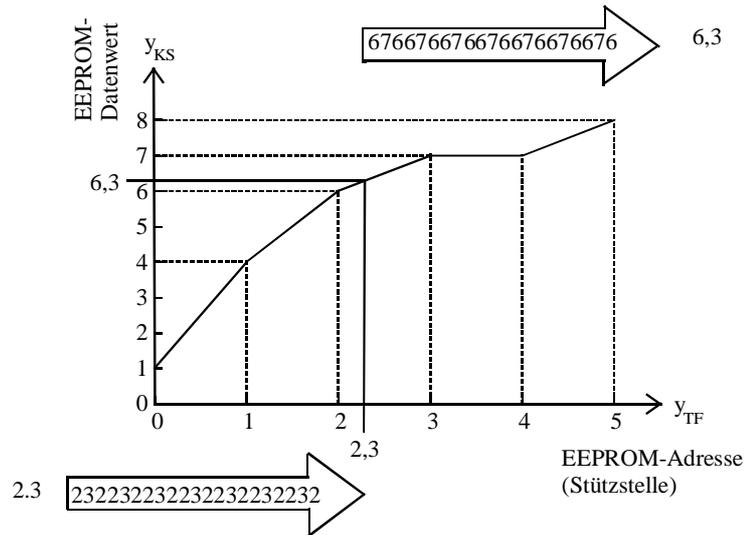


Bild 2.14 Beispiel für das Interpolationsverhalten [15]

Das konstante Eingangssignal x am Eingang des $\Sigma\Delta$ -Modulators führt zu einem Binärstrom am Ausgang $y_{\Sigma\Delta}$, so dass hinter dem Transversalfilter die Werte $y_{TF} = 2$ und $y_{TF} = 3$ mit der Abtastfrequenz des $\Sigma\Delta$ -Modulators anliegen. Im Mittel entspricht diese Wertefolge dem Wert $\bar{y}_{TF} = 2,3$. Der Ausgang des Transversalfilters adressiert den Stützstellenspeicher, so dass an dessen Ausgang die Werte $y_{KS} = 6$ und $y_{KS} = 7$ anliegen. Der Mittelwert dieser Ausgangswertefolge beträgt $\bar{y}_{KS} = 6,3$. In diesem Beispiel wird ein analoges Eingangssignal, das digital dem Wert 2,3 entspricht, auf einem digitalen Ausgangswert von 6,3 abgebildet. Bei anderen Eingangssignalen x ändert sich die Verteilung der Ansteueradressen y_{TF} entsprechend, so dass geänderte Ausgangswerte y_{KS} resultieren. Die Korrekturkennlinie wird an den wenigen Stützstellen durch Werte innerhalb der Speichergenauigkeit exakt nachgebildet und an den Zwischenstellen mittels linearer Interpolation durch Verwendung eines $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung approximiert, d. h. ein beliebiger Wert auf der Kennlinie liegt entweder exakt auf einer Stützstelle oder wird linear zwischen seinen beiden benachbarten Stützstellen interpoliert.

Eine weitere Möglichkeit zur Erzeugung einer nichtlinearen Kennlinie unter Verwendung eines $\Sigma\Delta$ -Modulators mit der Nichtlinearität im Rückkoppelast des Modulators [16] wird im Anhang beschrieben.

Im Vergleich zum herkömmlichen Tabellenverfahren ergibt sich somit eine deutliche Reduzierung des Speicherbedarfs für die Kompensationsfunktion bei deutlich reduziertem Hard-

ware-Overhead im Vergleich zum Mikroprozessor basierten Verfahren. Die erreichbare Umsetzungsgeschwindigkeit liegt zwischen beiden Verfahren.

2.5.2.2 Kalibration durch Ausnutzung von Bauelementekennlinien

Bei stark nichtlinearen Funktionen, beispielsweise mit Exponential- oder Hyperbelverlauf, ist eine digitale Linearisierung mit einem hohen Schaltungsaufwand verbunden. Grund dafür ist die benötigte hohe Auflösung des A/D-Wandlers, so dass auch Kennlinienabschnitte mit flacher Steigung ausreichend aufgelöst digitalisiert werden können [15]. Bei dieser Art der Nichtlinearität sind reine analoge Verfahren geeigneter, da diese die Linearisierung mittels nichtlinearer Bauelementekennlinien vornehmen. In **Bild 2.15** ist diese Methode zur Linearisierung schematisch dargestellt.

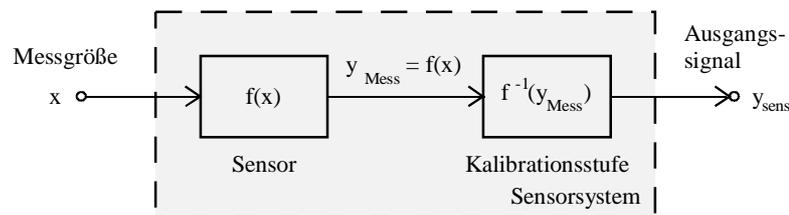


Bild 2.15 Erstes Prinzip der Kalibration mittels Bauelementekennlinien

Die Messgröße x wird mit einem nichtlinearen Sensor mit der statischen Kennlinie $f(x)$ in ein elektrisches Signal y_{Mess} konvertiert. Für einen linearen Zusammenhang zwischen der Messgröße x und dem elektrischen Ausgangssignal y_{sens} muss in der Kalibrationsstufe die inverse Funktion $f^{-1}(y_{\text{Mess}})$ der statischen Kennlinie $f(x)$ des Sensors eingesetzt werden. Diese Voraussetzung schränkt das Verfahren auf die Fälle ein, bei denen eine inverse Funktion f^{-1} existiert, d. h. die statische Kennlinie $f(x)$ des Sensors muss streng monoton sein und es müssen geeignete Bauelemente mit der inversen Kennlinie $f^{-1}(y_{\text{Mess}})$ existieren. Die erste Voraussetzung ist bei Sensoren erfüllt. Sensoren weisen immer eine streng monotone Kennlinie $f(x)$ innerhalb des zugelassenen Eingangsbereiches auf, da sonst der eindeutige Zusammenhang zwischen Messgröße x und Ausgangssignal y_{Mess} verloren gehen würde. Die zweite Voraussetzung nach einer Existenz von Bauelementen mit der inversen Kennlinie f^{-1} ist nur in Spezialfällen erfüllt. Daher zeigt **Bild 2.16** ein zweites Prinzip, bei dem auf die Verwendung einer inversen Kennlinie f^{-1} verzichtet wird.

Durch die Einführung einer Regelschleife in die Kalibrationsstufe, die aus einem Verstärker im Hinkoppelast und einer nichtlinearen Kennlinie $f(y_{\text{sens}})$ identisch zu der des Sensors im Rückkoppelast besteht, kann auf die Verwendung einer inversen Funktion f^{-1} verzichtet werden.

Unter der Annahme einer unendlichen Verstärkung $A_v \rightarrow \infty$ wird die Differenz e zwischen dem Sensorausgang $y_{\text{Mess}} = f(x)$ und der zurückgekoppelten nichtlinearen Kennlinie $f(y_{\text{sens}})$ von dem Verstärker zu „Null“ ausgeregelt:

$$e = y_{Mess} - f(y_{sens}) \rightarrow 0 \text{ für } A_v \rightarrow \infty. \quad (2.20)$$

Somit ergibt sich als statische Kennlinie der Kalibrationsstufe

$$y_{Mess} = f(y_{sens}) \Leftrightarrow y_{sens} = f^{-1}(y_{Mess}). \quad (2.21)$$

Durch Einsatz der nichtlinearen Funktion $f(y_{sens})$ im Rückkoppelast der Kalibrationsstufe resultiert im zweiten Prinzip als statische Kennlinie die inverse Funktion $f^{-1}(x)$ der Sensor-kennlinie. Damit ist das zweite Prinzip zur Kalibration mittels nichtlinearer Kennlinien auf das erste zurückgeführt.

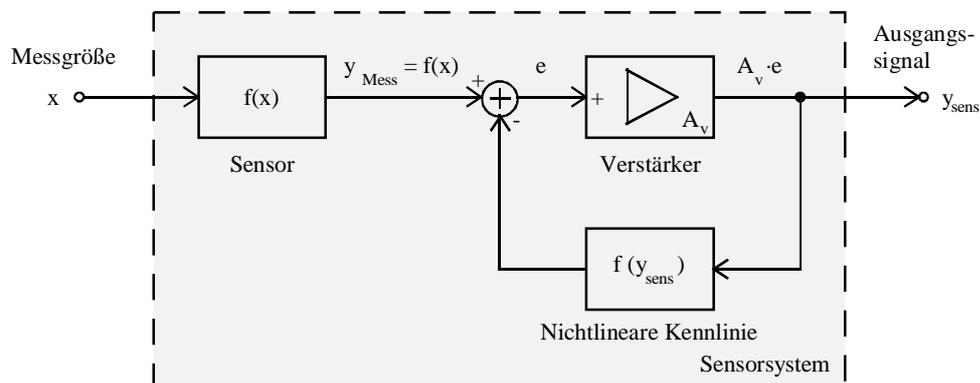


Bild 2.16 Zweites Prinzip der Kalibration mittels Bauelementekennlinien

Der Einsatz des Verfahrens zur Kalibration mittels nichtlinearer Bauelementekennlinien beschränkt sich auch mit dem zweiten Prinzip auf Anwendungen, bei denen Bauelemente mit der gewünschten Kennlinie verfügbar sind. Ein Feinabgleich durch Programmierung ist nur in einem begrenzten Maße möglich, denn es existieren nur wenige Methoden zur reinen analogen Einstellung. Eine dieser Möglichkeiten ist beispielsweise das Lasertrimmen von Widerständen. Diese Methode ist jedoch unflexibel durch den irreversiblen Einstellungsprozess, aufwendig durch einen an die Herstellung anschließenden Fabrikationsschritt und nur dann einsetzbar, wenn es durch die Verkapselung des Sensorsystems zu keinen Einflüssen auf die Kennlinie kommt, denn verkapselte Systeme können i. a. nicht mehr so getrimmt werden. Eine zweite Methode der analogen Einstellung nutzt ein analoges EEPROM [17]. Zu dieser Methode existieren allerdings noch keine Langzeituntersuchungen.

Prinzipiell eignen sich zur Kalibration sowohl zeitkontinuierliche wie auch zeitdiskrete Schaltungen. In dieser Arbeit wird aber die Kalibration ausschließlich zeitdiskret mittels SC-Schaltungen vorgenommen. Da das Ausgangssignal einer SC-Kalibrationsstufe ein zeitdiskretes Signal ist, folgt hinter dieser Stufe sehr häufig ein zeitkontinuierliches Tiefpassfilter, so dass am Ausgang y wieder ein zeitkontinuierliches Signal vorhanden ist.

Am Beispiel eines Sensorelementes mit hyperbelförmiger Kennlinie soll die Linearisierung mittels einer SC-Schaltung unter Ausnutzung dieser Bauelementekennlinie diskutiert wer-

den. Das dazu benutzte Sensorelement ist ein im Zentrum einer Membran versteifter kapazitiver Drucksensor. Dieser ist, ähnlich wie der im Kapitel 4 vorgestellte Drucksensor, als Vakuumkondensator mit einer unter Druckeinfluss durchbiegbaren Membran und einer festen Gegenelektrode aufgebaut. Der Abstand zwischen Membran und Gegenelektrode ist druckabhängig und ändert sich nach [15] mit einer Konstanten k_d proportional zum anliegenden Druck p :

$$C_{sens}(p) = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d_0 - k_d \cdot p}. \quad (2.22)$$

Es ergibt sich ein stark nichtlinearer hyperbelförmiger Kennlinienverlauf der Kapazität $C_{sens}(p)$ in Abhängigkeit vom anliegenden Druck p .

Eine einfache Linearisierung wird durch eine geschickte Platzierung der Sensorkapazität in der SC-Ausleseschaltung erzielt (siehe **Bild 2.17**). Dazu erfolgt in diesem Fall die Sensorauslese und Linearisierung in einer Stufe.

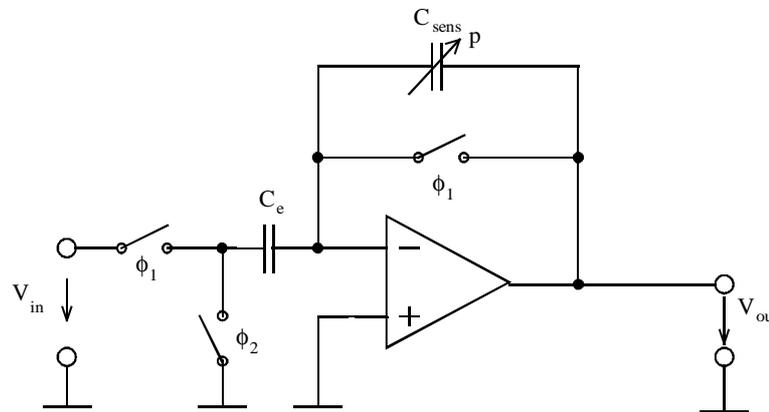


Bild 2.17 SC-Verstärker mit linearisierender Eigenschaft

Typischerweise wird die auszulesende Sensorkapazität anstelle von C_e in den Eingangszweig eines SC-Verstärkers platziert. Dadurch ergibt sich eine zur Kapazität proportionale Ausgangsspannung. Durch die Lage der Sensorkapazität im Rückkoppelast des SC-Verstärkers geht diese in den Nenner der Übertragungsfunktion ein.

Es ergibt sich für die druckabhängige Ausgangsspannung $V_{out}(p)$:

$$V_{out}(p) = \frac{C_e}{C_{sens}(p)} \cdot V_{in} = \frac{C_e}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A} \cdot V_{in} \cdot (d_0 - k_d \cdot p). \quad (2.23)$$

Die Ausgangsspannung $V_{out}(p)$ fällt linear mit dem anliegenden Druck ab. Nur durch eine geeignete Wahl der Ausleseschaltung kann dieses Sensorelement ohne zusätzlichen Hardwareaufwand linearisiert werden. Durch Erweiterung der SC-Schaltung um einen Kondensator im Eingangszweig und zwei Schalter, die diesen auf eine Referenzspannung V_{ref} aufladen, kann eine gewichtete Referenzspannung zu der Übertragungsfunktion addiert und

somit ein linearer Anstieg der Ausgangsspannung mit dem anliegenden Druck erreicht werden. Dieses Verfahren der analogen Linearisierung wird auch in Kapitel 4 bei ähnlich aufgebauten Drucksensorelementen angewandt, aber durch Nichtlinearitäten höherer Ordnung muss eine darüber hinausgehende Linearisierung eingesetzt werden.

Für einen logarithmischen Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung kann ein Logarithmierverstärker eingesetzt werden, der im Rückkoppelast einer Verstärkerschaltung die exponentielle Stromkennlinie eines Bipolartransistors ausnutzt [15].

2.5.2.3 Linearisierung durch gemischt analoge und digitale Korrektur

Durch gemischt analoge und digitale Korrektur von Nichtlinearitäten können die Vorteile beider Verfahren kombiniert werden. Diese Methode eignet sich für Sensorsysteme, bei denen das Ausgangssignal analog weiterverarbeitet wird, aber bedingt durch hohe Genauigkeitsanforderungen eine einstellbare Korrektur notwendig ist. Ein denkbare Verfahren zur Realisierung ist, das analoge Ausgangssignal des Sensorsystems zu digitalisieren, darauf eines der vorgestellten digitalen Verfahren zur Korrektur anzuwenden und schließlich dieses linearisierte Digitalsignal mit einem D/A-Wandler wieder analog auszugeben. Allein durch den zusätzlichen D/A-Wandler am Ausgang, dessen Auflösung die maximale Auflösung des gesamten Sensorsystems begrenzt, ist dieses Verfahren aufwendig und somit aus Kostengründen wenig geeignet.

Ein verbessertes Verfahren der gemischt analogen und digitalen Korrektur zeigt **Bild 2.18**.

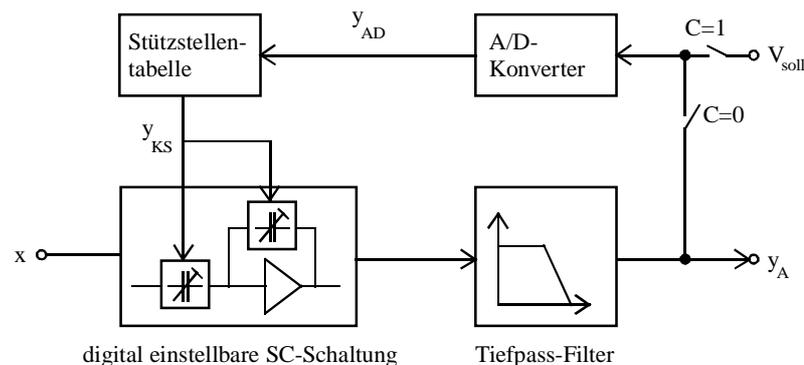


Bild 2.18 gemischt analoges und digitales Verfahren zur Linearisierung

Dieses Verfahren basiert auf einem digital einstellbaren SC-Verstärker kombiniert mit einem digitalen Verfahren zur Generation einer nichtlinearen Funktion, wobei aus Speicherumfangsgründen das Interpolationsverfahren unter Verwendung eines $\Sigma\Delta$ -Modulators geeignet ist. Die eigentliche Korrektur findet analog und zeitdiskret im SC-Verstärker durch die digitale Einstellung der Verstärkung und des Offsets statt. Die digitale Einstellung beider Größen erfolgt durch binär gewichtete Arrays von Kondensatoren, die sowohl im Eingangs-, wie auch im Rückkoppelast des SC-Verstärkers eingesetzt werden können. Ein solches Array besteht aus Einheitskondensatoren, zu denen in Abhängigkeit des digitalen Korrekturwertes y_{KS} weitere Kondensatoren über Schalter parallel geschaltet werden. Als geeignet hat

sich dabei die Verdopplung des jeweiligen parallel geschalteten Kapazitätswertes erwiesen. Genau wie bei dem Verfahren der Korrektur durch Ausnutzung einer nichtlinearen Bauelemente-Kennlinie folgt hinter dem SC-Verstärker ein zeit-kontinuierliches Tiefpassfilter zur Erzeugung eines zeitkontinuierlichen Ausgangssignals y_A . Die Korrekturkennlinie wird in einem Kalibrationsschritt bestimmt, dafür wird die Rückkopplung aufgetrennt ($C = 1$). Am analogen Eingang wird das nichtlineare Signal x und am Eingang des A/D-Konverters wird der lineare Sollwert V_{soil} angelegt. Durch die A/D-Konvertierung wird die Stützstellen-Tabelle an der Adresse y_{AD} ausgelesen und der dort abgespeicherte Korrekturwert y_{KS} bestimmt über den Verstärkungs- und Offsetfaktor des SC-Verstärkers den analogen Ausgangswert y_A . Zur Kalibration wird der Korrekturwert y_{KS} an der Adresse y_{AD} so lange verändert, bis der analoge Ausgangswert y_A innerhalb eines festgelegten Genauigkeitsintervalls mit dem Sollwert übereinstimmt. Für eine komplette Kalibration werden so nacheinander alle Eingangswerte x und die dazu gehörenden Sollwerte an die Linearisierungsschaltung angelegt und die Korrekturwerte y_{KS} entsprechend bestimmt. Für den normalen Linearisierungsbetrieb wird nach der Kalibration der Eingang des A/D-Konverters wieder mit dem Ausgang y_A verbunden. Wird das Verfahren der Interpolation mit einem $\Sigma\Delta$ -Modulator zur Erzeugung der digitalen Korrektur-Kennlinie angewandt, so reduziert sich nicht nur der Speicherbedarf für die Korrekturfunktion, sondern die Korrekturwerte müssen auch an entsprechend weniger Stellen ermittelt werden und somit resultiert daraus ein Zeitgewinn beim Abgleich.

Durch die Lage der Stützstellentabelle im Rückkoppelast der Linearisierungsschaltung muss in dieser Tabelle die Umkehrfunktion der zu korrigierenden Kennlinie abgespeichert werden. Die Forderung nach der Existenz der Umkehrfunktion, die sich somit ergibt, stellt keine Einschränkung auf die Anwendbarkeit des Verfahrens dar, da nur Sensorelemente mit streng monotonen Kennlinien einsetzbar sind und für diese die Umkehrfunktion existiert.

2.6 Weitergehende Forderungen nach Leistungserweiterungen von Sensorsystemen

Die Anforderungen an Sensorsysteme bezüglich Leistungsfähigkeit und Kosten steigen immer mehr an. Neben der Fragestellung der Sicherheit von Sensorsystemen, die den Kernpunkt der vorliegenden Arbeit betrifft, den beschriebenen Methoden zur Kompensation von Querempfindlichkeiten und zur Kalibration von Nichtlinearitäten soll die drahtlose Energie- und Datenübertragung mittels Transponder als Erweiterung der Leistungsfähigkeit vorgestellt werden.

In speziellen Anwendungsfällen führt die drahtgebundene Übertragung des Messergebnisses und der Versorgungsspannung des Sensorsystems zu Problemen, die nur mit erhöhtem Aufwand gelöst werden können. Beispiele für solche Anwendungen finden sich in der Medizintechnik, wo ein Sensorsystem operativ im Körper plaziert wird und von dort dauerhaft Daten übermitteln soll. Um das Infektionsrisiko gering zu halten, dürfen keine Leitungen

aus dem Körper herausgeführt werden. Die Versorgung des Sensorsystems mit einer implantierten Batterie ist aus Gründen der Bioverträglichkeit problematisch und limitiert durch den Leistungsverbrauch und die nur begrenzte Kapazität der Batterien die Lebensdauer eines solchen Systems. Ein zweites Anwendungsbeispiel ist die Messung an bewegten Maschinenteilen, die bei drahtgebundenen Systemen zu Kontaktschwierigkeiten führen kann. Ein Beispiel für ein solches System ist die Messung des Drucks und der Temperatur als Reifendrucksensor im Bereich der Automobilindustrie [18].

Für solche Anwendungen können Sensorsysteme mit Transpondererweiterung zum Einsatz kommen, die ihre Energie aus dem Magnetfeld einer Basisstation erhalten und ihre Daten über Modulation des Magnetfeldes von oder zur Basisstation übertragen. Ein so erweitertes Sensorsystem zeigt **Bild 2.19**.

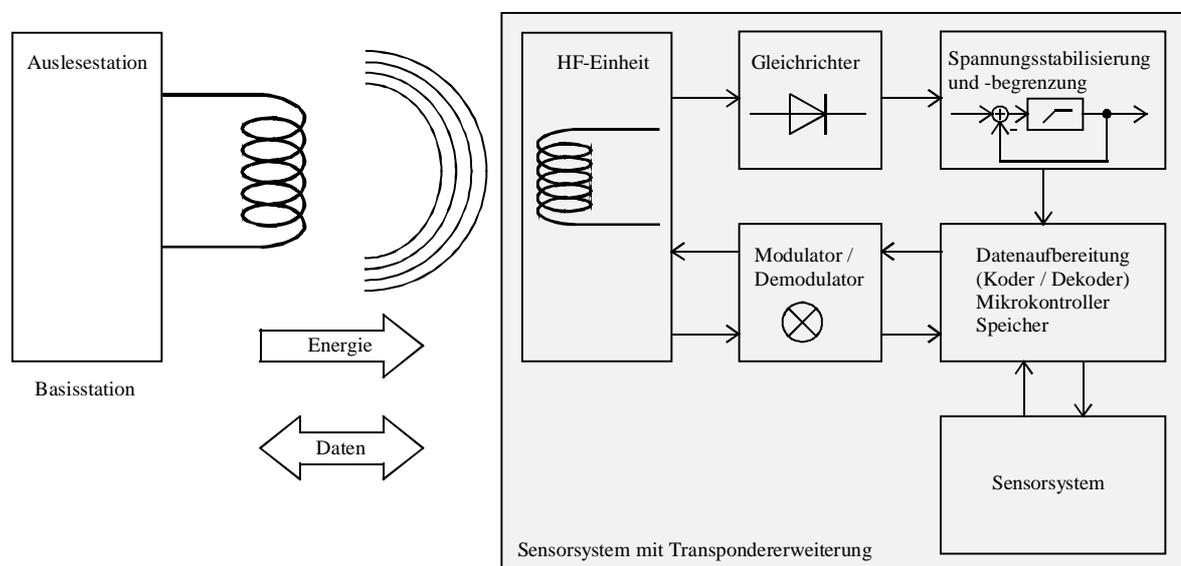


Bild 2.19 Sensorsystem mit Transpondererweiterung

Die Basisstation erzeugt ein starkes radiales HF-Magnetfeld mit Hilfe einer Senderspule bei Frequenzen zwischen 125 kHz und 135 kHz oder im 13,56 MHz-Band. In einem geringen Abstand (typischerweise kleiner als 20 cm) wird ein Teil der Magnetfeldenergie von der Antennenspule des Transponders aufgenommen und induziert eine Spannung, die gleichgerichtet wird. Zur Versorgung des Sensorsystems muss diese Spannung begrenzt und stabilisiert werden. Je nach Abstand zwischen Sende- und Empfangsspule ändert sich die Amplitude der induzierten Spannung und diese kann bei zu geringen Abständen den für die Schaltung zulässigen Wert überschreiten. Aus der Frequenz des Magnetfeldes kann zur Synchronisation des Sensorsystems mit der Basisstation ein Takt extrahiert werden.

Neben der Energieübertragung erfolgt auch die Datenübertragung mittels des Magnetfeldes. I. a. wird für Transpondersysteme eine bidirektionale Datenübertragung benutzt, wobei das Übertragen von Daten zum Transponder als „Schreiben“ und umgekehrt zur Basisstation als „Lesen“ definiert ist. Für die Datenübertragung von der Basisstation zum Transponder kann

das Magnetfeld zusätzlich beispielsweise binär amplitudenmoduliert werden. Dabei muss der Modulationsfaktor klein gehalten werden, da die Energieaufnahme aus dem Magnetfeld nicht durch zu große Modulation beeinträchtigt werden darf. Für den Rückkanal vom Transponder zur Basisstation wird zur Datenübertragung die Lastmodulation eingesetzt. Durch Ein- und Ausschalten eines Lastwiderstands im Transponder in Abhängigkeit von den zu übertragenden Daten ändert sich die Leistungsaufnahme aus dem Magnetfeld und es kommt infolge der Gegeninduktion zu einer Spannungsänderung an der Antenne der Basisstation. Diese Spannungsänderung beträgt in realisierten Systemen beispielsweise nur 0,01 % der Sendeamplitude und bedarf damit spezieller Detektionsmethoden. Weitergehende Untersuchungen der Erweiterung von Sensorsystemen mit einem Transponder befinden sich in [19].

3 Grundlagen der Methodik für die Entwicklung eigensicherer Sensorsysteme

Ein wichtiger Aspekt im Rahmen der Leistungssteigerung von Sensorsystemen ist die Fragestellung nach einer Erhöhung der Zuverlässigkeit solcher Systeme. Um diese abweichend von der perfektionistischen Fehlervermeidung zu erreichen, muss das Sensorsystem um zusätzliche Funktionen zur Selbstüberwachung und Fehlerbeseitigung erweitert werden. Durch den Einsatz einer Selbstüberwachung zur Fehlerdiagnose und einer nachfolgenden Fehlerbeseitigung kann ein Sensorsystem fehlertolerant gestaltet werden. Zur Kostenreduzierung soll für die Fehlerbeseitigung eine geringe Reduktion der Systemleistung (milde Degradation) zugelassen werden. Derartige Zusatzfunktionen sollen in dieser Arbeit unter dem Begriff der „Eigensicherheit“ zusammengefasst werden, d. h. von einem eigensicheren Sensorsystem geht keine Gefahr durch nichterkannte fehlerhafte Messergebnisse aus.

Ein eigensicheres Sensorsystem soll nicht nur den eigentlichen Messwert aufnehmen und in elektrischer Form aufbereiten und weiterleiten, sondern darüber hinaus auch folgende Eigenschaften besitzen:

1. Implementierte Selbsttestfunktion

Sensorsysteminterne Verarbeitungsleistung und spezifisches Wissen über das Sensorsystem werden genutzt, um Fehlererkennung und Diagnose-Funktionen in das Sensorsystem zu implementieren.

2. Übermittlung zusätzlicher Messinformationen

Neben dem eigentlichen Messergebnis sollen weitere Informationen über die Messbedingungen bereitgestellt werden. Der Umfang dieser Informationen soll dabei über ein einfaches Fehlerbit hinausgehen, da nicht jeder Fehler zu einem vollständigen Ausfall der Messwertaufnahme führt. Daher soll der Einfluss eines Fehlers auf das Messergebnis quantitativ abgeschätzt werden und dies impliziert die Übermittlung der Messungenauigkeit. Messergebnis und dazugehörige Messwertgenauigkeit beschreiben sensorsystemunabhängig den Zustand der Messwertaufnahme. Für eine spezielle, aber systemabhängige Fehlerdiagnose sollen darüber hinaus Fehlercodes zur Verfügung gestellt werden.

3. Messwertaufnahme mit höchster Güte unter den gegebenen Messbedingungen

Während der Messwertaufnahme soll das Sensorsystem alle verfügbaren Informationen nutzen, um die Messbedingungen in die Messwertaufnahme einzubeziehen. Wenn möglich, soll das Sensorsystem den Fehler korrigieren und dessen Einfluss auf die Messgenauigkeit abschätzen. Wenn keine Messwertaufnahme mehr möglich ist, müsste das Sensorsystem basierend auf kurz- und langfristigen

Mittelwerten eine geeignete Schätzung der aktuellen Messgröße liefern. Dabei wird der übermittelte Wert der Messgenauigkeit geeignet fallen.

Die Anforderungen an ein eigensicheres Sensorsystem sind nicht mit den klassischen Ansätzen der Zuverlässigkeitserhöhung zu erreichen, denn gerade die wirtschaftlichen Aspekte einer hohen Stückzahl im kommerziellen Bereich und die benötigte Echtzeitfähigkeit bedingen eine Abweichung von diesen. Die klassischen Verfahren zur Erhöhung der Zuverlässigkeit, wie perfektionistische Fehlervermeidung durch verbesserte Komponentenqualität mit extremen Sicherheitszuschlägen oder Fehlertoleranz durch aufwendige Zeit- und Hardware-redundanz werden im Hinblick auf die Notwendigkeiten der Eigensicherheit analysiert und bewertet.

Tritt ein Fehler auf, so soll nicht nur die Identifikation des Fehlers im Vordergrund stehen, sondern vor allem die Auswirkungen des Fehlers auf das elektrische Ausgangssignal des Sensorsystems. D. h. es muss festgestellt werden, unter welchen geänderten Bedingungen im Fehlerfall eine Messwertaufnahme weiter möglich ist. Als oberstes Ziel soll die Sicherheit der Anwendung des Sensorsystems gewährleistet werden und daher werden Methoden untersucht, die dies bei einer milden Degradation, d. h. unter reduzierter Systemleistung im Fehlerfall erreichen. Gerade diese Methodik kann die zusätzlichen Systemkosten durch die Sicherheitsansprüche reduzieren. Dazu kann das Sensorsystem neben dem eigentlichen Messergebnis auch dessen Güte angeben, die natürlich im Fehlerfall geringer ist. Die Auswirkungen eines Fehlers des Sensorsystems sind je nach Anwendung unterschiedlich und können daher vom Sensorsystem nicht allgemeingültig bestimmt werden.

In diesem Kapitel sollen geeignete Methoden zur Entwicklung eigensicherer Sensorsysteme vorgestellt werden. Zuerst wird ein Blockschaltbild eines eigensicheren Sensorsystems vorgestellt. Es beinhaltet eine Selbsttestfunktion und umfasst dabei die Punkte der Fehlererkennung, Fehleranalyse, Fehlerbeseitigung und Fehlersignalisierung. Die zur Erreichung der Eigensicherheit zusätzlichen Funktionsblöcke werden nachfolgend beschrieben.

3.1 Prinzipieller Aufbau eines eigensicheren Sensorsystems

Für die Erweiterung um zusätzliche Funktionen zum Erreichen der Eigensicherheit wird von einem vorhandenen Sensorsystem ausgegangen. Durch vier zusätzliche Funktionsblöcke zur Fehlererkennung, Fehleranalyse, Fehlerbeseitigung und Fehlersignalisierung wird dieses System erweitert. **Bild 3.1** zeigt das prinzipielle Blockschaltbild eines eigensicheren Sensorsystems.

Das Sensorsystem wird kontinuierlich einem Selbsttest unterzogen. Dazu wird sowohl das Sensorelement, wie auch alle nachfolgenden Systemkomponenten auf Funktionalität untersucht. Die Fehlererkennung für Sensorelemente nimmt eine Schlüsselstellung ein, denn es sind keine herkömmlichen Selbsttestverfahren anwendbar, da Sensorelemente nichtelektrische Größen in elektrische wandeln und i. a. kein anderer Zugriff vom Sensorsystem auf die

nichtelektrischen Größen möglich ist. Eine weitere Schwierigkeit ist, dass interne Signale durch Signalverarbeitungsebenen verdeckt sind und somit keinen Beitrag zur Fehlererkennung liefern können. Mögliche Verfahren zur Fehlererkennung, die die Messwertaufnahme nicht signifikant beeinflussen dürfen, sind Konsistenzkontrolle, Vergleichsmechanismen, Plausibilitätskontrolle, Selbstanregung und andere Diagnoseverfahren. Die Methoden der Fehlererkennung werden im Kapitel 3.2 vorgestellt und unter dem Aspekt der Wirtschaftlichkeit bewertet.

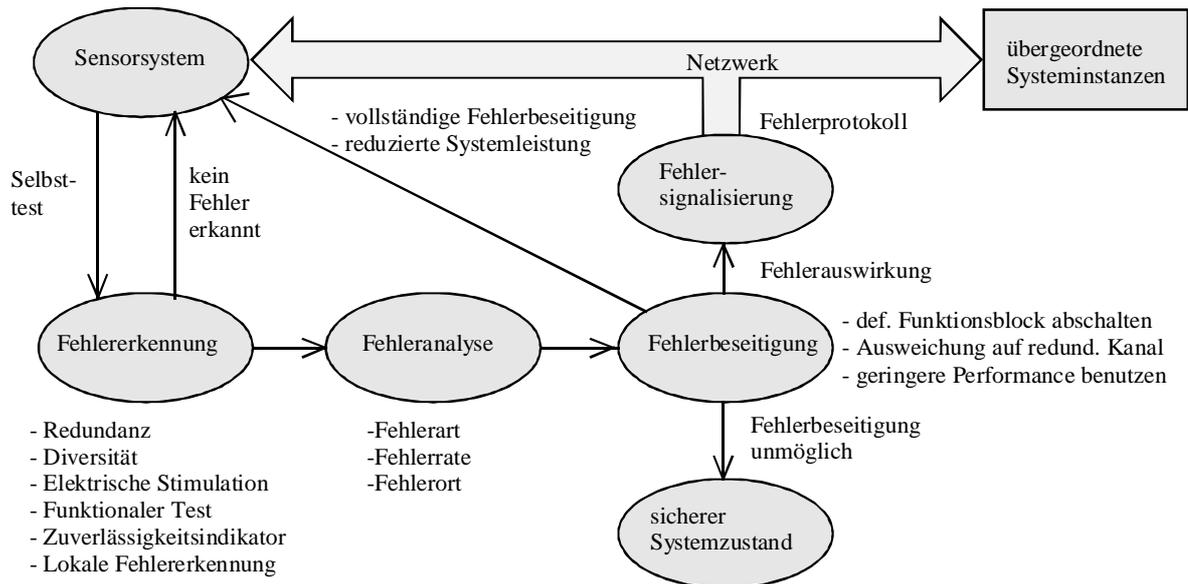


Bild 3.1 Prinzipielles Blockschaltbild eines eigensicheren Sensorsystems

Wird ein Fehler erkannt, so wird die Stufe der Fehleranalyse aktiviert. Diese bestimmt die Fehlerart, wobei zwischen permanenten oder kurzfristig auftretenden Fehlern unterschieden wird, sowie gegebenenfalls die Fehlerrate und den Fehlerort.

Diese Informationen werden von der Fehlerbeseitigungs-Stufe verarbeitet. Ziel eines eigensicheren Sensorsystems soll eine auch unter Fehlereinfluss fortgesetzte Messwertaufnahme sein. Im Rahmen der Fehlerbeseitigung muss der defekte Funktionsblock abgeschaltet und entweder auf einen redundanten Funktionsblock ausgewichen oder die Leistungsfähigkeit des Sensorsystems reduziert werden (Milde Degradation). Ist die Fehlerbeseitigung unmöglich, so muss das Sensorsystem in den sicheren Zustand gebracht werden, d. h. die Messwertübertragung an die übergeordnete Systeminstanz muss unterbunden werden, so dass nicht fälschlicherweise Ausgangssignale von dieser Instanz als Messergebnisse interpretiert werden.

Der Status der Fehlerbeseitigung muss an die übergeordnete Systeminstanz gemeldet werden. Die Möglichkeiten dieser Stufe werden von der verwendeten Ausgangsschnittstelle bestimmt. Bei analogen Schnittstellen sind die Signalisierungsmöglichkeiten stark eingeschränkt, da aus Kosten- und Zuverlässigkeitsgründen zusätzliche Leitungen zur Übertragung der Fehlerinformation ausscheiden. So können beispielsweise nur reservierte Bereiche

der Ausgangsspannung zur Fehlersignalisierung benutzt werden. Andere Möglichkeiten ergeben sich dagegen bei digitalen Schnittstellen durch den Einsatz eines Fehlerprotokolls. Neben dem eigentlichen Messergebnis kann auch die Größe des Messfehlers mitübermittelt werden. Der Einfluss eines Fehlers auf das Messergebnis kann durch Systemwissen bestimmt und somit zur Bewertung des Messfehlers berücksichtigt werden. Messergebnis und dazu gehöriger Messfehler sind ein system- und herstellerunabhängiges Maß für die Güte einer Messung und damit geeigneter als speziell auf das Sensorsystem abgestimmte Fehlercodes. Diese können zusätzlich zu einer sensorspezifischen Fehlerbeschreibung mit übertragen werden.

3.2 Fehlererkennungsstrategien

In den unterschiedlichsten sicherheitsrelevanten Anwendungsbereichen haben sich zum Teil sehr spezielle Methoden zur Fehlererkennung entwickelt. Diese unterscheiden sich im Grad der erzielbaren Zuverlässigkeit und damit auch im technischen Aufwand und Ausprägung sowie den speziellen Erfordernissen der jeweiligen Anwendung. Als Einsatzgebiete für die klassischen Methoden der Zuverlässigkeitstechnik sind die Luft- und Raumfahrt, die Nuklearindustrie, wie auch die bewegungsautonome Robotik zu nennen. In den folgenden Abschnitten wird eine Auswahl von verschiedenen häufig eingesetzten Fehlererkennungsstrategien vorgestellt. Schwerpunkt dieser Methoden liegt dabei auf einer Fehlererkennung, die auch Fehler des Sensorelementes einschließt. Der Aufwand dieser Methoden wird anschließend unter dem Aspekt der Wirtschaftlichkeit abgeschätzt.

3.2.1 Fehlererkennung mittels Redundanz

Die wohl bekannteste Methode zur Fehlererkennung ist die Redundanz. Der klassische Einsatzort der Hardwareredundanz befindet sich in der Luft- und Raumfahrt, die eine m-von-n-Auswahl (beispielsweise 2-von-3- oder 3-von-5-Auswahl) benutzt. Dabei bedeutet n die Anzahl paralleler Funktionsblöcke und m die Anzahl der Einzelergebnisse, die zur Ermittlung des redundanten Ergebnisses übereinstimmen müssen. Das Prinzip der Fehlererkennung mittels Redundanz zeigt **Bild 3.2**.

Bei Ausnutzung einer Redundanz erhalten n gleiche Systeme das Eingangssignal x und erzeugen n Ausgangssignale y_1 bis y_n . Diese werden auf einen Voter geführt, der die Ausgangssignale vergleicht und so über abweichende Signale defekte Funktionsblöcke erkennt. Im Fall analoger Ausgangssignale y_1 bis y_n muss dieser Vergleich mit einer Toleranzgrenze, innerhalb derer zwei analoge Werte als gleich gelten, versehen werden. Anders dagegen gibt es bei digitalen Signalen keinen solchen Unschärfbereich. Der Voter liefert aus dem Vergleich einen Fehlerstatus und, falls möglich, das fehlerfreie Ausgangssignal y . Bei minimaler Redundanz, d. h. die Anzahl paralleler Systeme beträgt $n = 2$, kann mit dem Voter nur eine Fehlererkennung erreicht werden, es besteht keine Möglichkeit aus beiden Ausgangssignalen y_1 oder y_2 das fehlerfreie Signal y zu ermitteln. Die Möglichkeit der Fehlerbeseitigung

besteht erst ab einer Anzahl von mehr als zwei parallelen Systemen ($n > 2$), wobei das fehlerfreie Ausgangssignal y durch die m -fache Mehrheit gleicher Ausgangssignale aller Teilsysteme y_1 bis y_n bestimmt wird. Die Fehlerbeseitigung mittels einer n -von- m -Redundanz funktioniert solange, wie weniger als $n-m$ Teilsysteme fehlerhaft sind. In speziellen Anwendungsgebieten, wie zum Beispiel der Datenübertragung, werden andere Formen der Redundanz, u. a. die Zeit- und Informationsredundanz, benutzt.

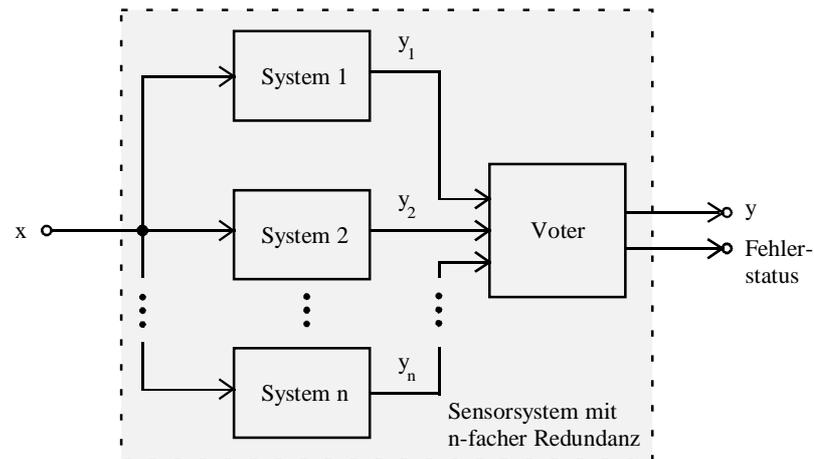


Bild 3.2 Fehlererkennung mittels Redundanz

Der Vorteil der Redundanz ist die allgemeine Verwendbarkeit für jegliche Art von Systemen. Unabhängig von den zur Modellierung benutzten Modellen lässt sich jede Art von Fehlern erkennen, die sich in einem unterschiedlichen Ausgangssignal y_1 bis y_n der parallelen Systeme auswirken. Zusätzlich lässt sich mit der Methode der Redundanz bei m -von- n -Systemen mit $n > 2$ direkt eine Fehlerbeseitigung durch den Vergleich und eine Mehrheitsentscheidung der parallelen Systeme realisieren.

Nachteilig ist beim Einsatz der Redundanz der über das n -fache hinaus angestiegene Schaltungsaufwand für die Fehlererkennung. Gerade im Bereich hoher Stückzahlen der Massenproduktion schlagen sich die damit verbundenen Zusatzkosten negativ nieder. Im Spezialfall der zweifachen Redundanz ist die Betriebsdauer bis ein Fehler vom Voter angezeigt wird nur halb so lange wie ohne Redundanz. Unter der Annahme gleicher mittlerer fehlerfreier Betriebsdauern beider Teilsysteme tritt schon nach der halben mittleren Betriebsdauer in einem der beiden Teilsysteme ein Fehler auf, so dass der Voter schon nach dieser verkürzten Betriebsdauer den Ausfall des redundanten Sensorsystems anzeigt. Bei Fehlern, die sich gleichartig auf die Mehrheit der Ausgangssignale y_1 bis y_n auswirken, versagt die Redundanz zur Fehlererkennung vollständig, da nur über unterschiedliche Ausgänge der Voter einen Fehler entdecken kann. Gerade im Bereich der Fehlererkennung von Sensorelementen ist dies eine starke Einschränkung der Verwendbarkeit der Redundanz. Der Grund liegt darin, dass gerade Sensorelemente an der Schnittstelle zur Messgröße den größten Zerstörungsgefahren ausgesetzt sind. Daher ist die Wahrscheinlichkeit sehr hoch, dass alle redun-

danten Sensoren gleichzeitig und gleichartig zerstört werden und somit über den Voter keine Abweichung der Sensorergebnisse voneinander detektiert werden kann.

Trotz der Nachteile der Redundanz wird diese in konventionellen Sensorsystemen eingesetzt, beispielsweise in einem Drucksensorsystem [20].

3.2.2 Fehlererkennung mittels bekannter Relationen (Diversität)

Die Fehlererkennung mittels bekannter Relationen ist genaugenommen ein Verfahren das auf Diversität basiert. Diversität bezeichnet eine bestimmte Form der Redundanz, bei der unterschiedlich aufgebaute Teilsysteme mit gleicher Funktion zum Vergleich eingesetzt werden. Bei Sensorsystemen nutzt diese Methode die zeitinvarianten Relationen zwischen unabhängigen Signalen innerhalb oder außerhalb des Systems aus. Durch das Auftreten eines Fehlers kommt es zum Abweichen von den festen Relationen und diese Inkonsistenz innerhalb unabhängiger Signale wird als Fehler signalisiert.

Ein klassisches Anwendungsfeld für Diversität sind sicherheitskritische Systeme in der Luft- und Raumfahrt, wo beispielsweise ein diversitäres System für den Autopiloten eingesetzt wird. Dazu werden 12 Prozessoren von drei unterschiedlichen Herstellern unter Verwendung von unterschiedlichen Programmiersprachen in einer 3x4 Matrix angeordnet. Im Jahr 1994 wurden für einen Airbus A-320 dazu die Prozessoren Motorola 68040, Intel 80486 und AMD 29050 mit den Programmiersprachen Ada, C und Occam benutzt [21]. Diese ausgeprägte Form der Diversität ist aus Kostengründen nur für hochsicherheitskritische Anwendungen außerhalb des Massenmarktes geeignet.

Ein Beispiel für eine einfache Anwendung dieser Methode ist die Auslese resistiver Sensoren mittels einer Brückenschaltung. Wird neben der eigentlichen Messinformation der Brückenspannung auch der Strom in beiden Zweigen gemessen, so kann über dessen Größe eine Aussage über die Messqualität getroffen werden. Bei fehlendem Brückenstrom wird eine Unterbrechung im entsprechenden Zweig vorliegen. Im Fall eines Kurzschlusses in einem Zweig steigt der entsprechende Brückenstrom über ein bestimmtes Maß hinaus an. Dieser einfache Test deckt nur einen kleinen Teil der möglichen Fehler ab, denn der resistive Sensor kann seine Messempfindlichkeit gegenüber der Messgröße auch ohne eine signifikante Widerstandsänderung verlieren. Als Konsequenz aus diesem Beispiel muss bei der Fehlererkennung mittels bekannter Relationen die Verknüpfung mehrerer unabhängiger Signale das Messprinzip des Sensorelementes mitumfassen.

Ein Beispiel für die Fehlererkennung, die das Sensorelement beinhaltet, ist ein Differenzdrucksensor mit redundanter Temperaturmessung nach [22]. Der Aufbau des kapazitiven Differenzdrucksensors ist in **Bild 3.3** dargestellt.

Der Differenzdrucksensor besteht aus zwei Membranen, auf denen jeweils der Druck p_1 oder p_2 wirkt und die jeweils eine Elektrode bilden. In einem geringen Abstand zu den Membranen befinden sich zwei feststehende Gegenelektroden, so dass sich zwischen den beiden Membranen und den Gegenelektroden zwei druckabhängige Kapazitäten C_1 und C_2

ausbilden. Beide Membranen sind über eine Flüssigkeit hydraulisch gekoppelt, wobei ein geringer Überdruck herrscht. Durch eine Bohrung in der Mitte zwischen beiden Kammern kann sich der Druck ausgleichen. Zur Erzeugung eines redundanten Temperatursignals befindet sich ein Temperatursensor (R) direkt an dem Differenzdrucksensor.

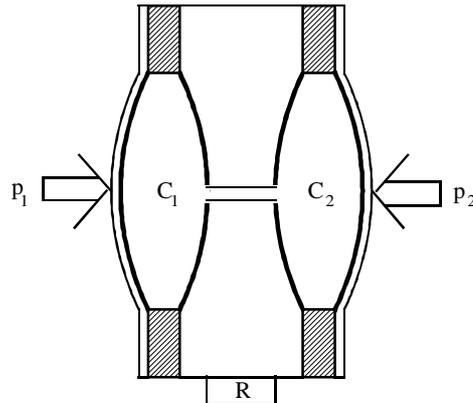


Bild 3.3 Differenzdrucksensor mit Selbstüberwachung [22]

Mit Drücken $p_1 > p_2$ verringert sich der Abstand der Elektroden des Kondensators C_1 und vergrößert sich bei C_2 . Daraus folgt eine Vergrößerung der Kapazität C_1 und eine Verringerung von C_2 . Die Messgröße Differenzdruck Δp ergibt sich vereinfacht nach der Formel [22]:

$$\Delta p = p_1 - p_2 \sim \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2}. \quad (3.1)$$

Neben der durch die Messgröße Differenzdruck Δp bedingten Änderung der Kapazitäten C_1 und C_2 findet eine sekundäre Beeinflussung des Sensorelementes durch die Temperatur T statt. Die Temperatur T beeinflusst die Dielektrizitätskonstante und führt zu einer Volumenänderung der Hydraulikflüssigkeit. Diese unerwünschte Volumenänderung ist proportional zur Temperatur und berechnet sich näherungsweise nach der Formel [22]:

$$T \sim \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}. \quad (3.2)$$

Zusammen mit dem redundanten Temperatursensor am Differenzdrucksensorelement sind nun zwei voneinander unabhängige Temperatursignale verfügbar. Beide Informationen werden ständig in der Auswerteelektronik miteinander verglichen. Eine Beschädigung des Sensors und der damit einhergehende Ölverlust im Sensor würden einen signifikanten Temperaturunterschied vortäuschen. Das System erkennt diesen Zustand und meldet ihn als Fehler. Durch den Einsatz der Diversität zur Fehlererkennung kommt es wie bei der Redundanz zu dem Hauptnachteil einer starken Kostensteigerung. Auch besteht hier die Schwierigkeit, geeignete Relationen zu finden, die eine zuverlässige Überprüfung des Sensorelementes mit

einschließen, d. h. im Gegensatz zur Redundanz ist die Diversität nicht für jedes Sensorsystem möglich.

In Fällen, bei denen die Diversität auf die Fehlererkennung des Sensorelementes ausgedehnt werden kann, kommt es zu einem entscheidenden Vorteil gegenüber der Redundanz durch das Ausnutzen unterschiedlicher unabhängiger Signale zum Konsistenzvergleich. Somit kann mit Hilfe der Diversität der Fehlerfall einer gleichartigen Fehlerbeeinflussung von redundanten Sensorelementen detektiert werden.

3.2.3 Fehlererkennung mittels elektrischer Stimulation

Eine aus Systemüberlegungen ideale Methode zur Fehlererkennung von Sensorsystemen ist die elektrische Stimulation direkt am Sensorelement. Mittels elektrischer Stimuli wird das Sensorelement direkt analog zum eigentlichen, meist nichtelektrischen Messprinzip angeregt und diese Anregung wird, wie die Messgröße x , von allen nachfolgenden Stufen des Sensorsystems verarbeitet. Somit ist bei einem fehlerfreien Sensorsystem die elektrische Stimulation des Sensorelementes auch im Sensorausgangssignal y detektierbar. Besonders häufig wird die Methode der Stimulation bei kapazitiven Sensorelementen eingesetzt [23], die die Messgröße über eine Kapazitätsänderung aufnehmen und bei denen gleichzeitig die Möglichkeit besteht, mittels eines elektrischen Feldes eine Kraft oder ein Moment zu erzeugen. Die Methode der Stimulation des Sensorelementes wird im hochsicherheitssensiblen Bereich von Beschleunigungssensoren für die Airbagauslösung im Automobil erfolgreich eingesetzt. Das Beispiel eines Airbag-Sensorsystems mit elektrischer Stimulation des Beschleunigungssensorelementes zeigt **Bild 3.4**:

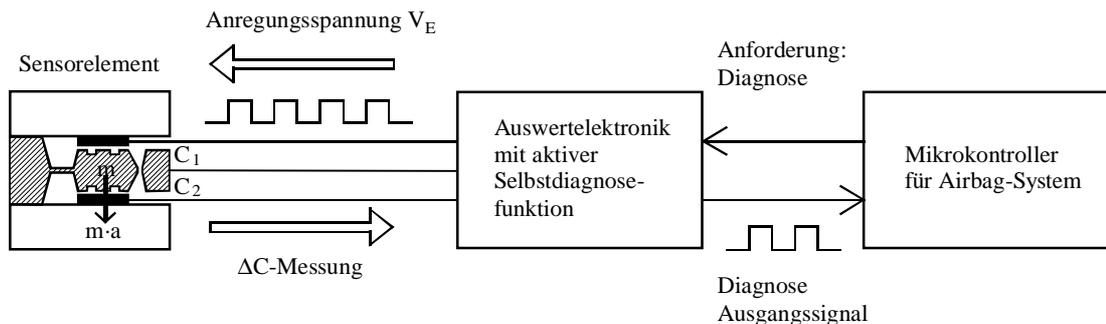


Bild 3.4 Selbstanregung am Beispiel eines Airbag-Sensorsystems [24]

Ein Airbag-Sensorsystem besteht aus einem kapazitiven Beschleunigungssensor als Sensorelement, einer Auswertelektronik mit aktiver Selbstdiagnose und einem Mikrokontroller zur Steuerung. Das Beschleunigungssensorelement wird mit einer flexibel aufgehängten Masse m als Mittelelektrode und zwei feststehenden Gegenelektroden realisiert. Unter dem Einfluss einer Beschleunigung wird diese Masse aus ihrer Ruhelage ausgelenkt, so dass sich eine Kapazitätsänderung ΔC zwischen den jeweiligen feststehenden Gegenelektroden und der ausgelenkten mittleren Elektrode ergibt.

Die Auslenkung x_a der Masse aus der Ruhelage durch eine Beschleunigung a wird durch

$$x_a = \frac{m \cdot a}{k_f} \quad (3.3)$$

bestimmt. Dabei bedeuten m die Masse der beweglichen Mittelelektrode und k_f die Federkonstante der Aufhängung.

Mit d als dem Abstand zwischen Mittel- und Gegenelektrode ohne Beschleunigung a und A als die Elektrodenfläche ergibt sich für die Kapazitätsdifferenz:

$$\Delta C = C_1 - C_2 = \frac{2 \cdot \epsilon_0 \cdot A \cdot x_a}{d^2} = \frac{2 \cdot \epsilon_0 \cdot A \cdot m \cdot a}{d^2 \cdot k_f} \quad \text{für } d \gg x. \quad (3.4)$$

D. h. die Kapazitätsdifferenz ΔC ist proportional zur Beschleunigung a .

Wird eine Stimulationsspannung V_E zwischen der beweglichen und den beiden feststehenden Elektroden angelegt, so bildet sich zwischen den Elektroden ein elektrisches Feld aus. Die durch dieses Feld hervorgerufene elektrostatische Kraft hat die Wirkung einer Quasi-Beschleunigung auf die bewegliche Masse und ruft somit auch eine messbare Kapazitätsdifferenz ΔC hervor. Die dabei zur Anregung erforderliche Spannung V_E liegt im Bereich von wenigen Volt. Die elektrostatische Kraft F_{el} wird durch

$$F_{el} = \frac{\epsilon_0 \cdot A \cdot V_E^2}{2 \cdot d^2} \quad (3.5)$$

bestimmt.

Der Mikrokontroller des Airbag-Systems löst über ein Diagnoseanforderungssignal einen Selbsttest aus. In der Auswerteelektronik wird eine rechteckförmige Anregungsspannung V_E generiert. Die aus dieser Anregung der Beschleunigungsmasse resultierende Kapazitätsänderung wird als Quasi-Beschleunigung in der Auswerteelektronik ausgewertet. Der Mikrokontroller des Airbag-Systems erkennt die erfolgreiche Selbstanregung durch den rechteckförmigen Signalanteil im Beschleunigungsausgangssignal der Auswerteelektronik. Durch das Anlegen einer Stimulationsspannung V_E ist im Fall des Airbag-Sensorsystems ein aktiver Selbsttest des Sensorelementes und der nachfolgenden Sensorausleseschaltung mittels Selbstanregung möglich.

Die Fehlererkennung durch elektrische Stimulation hat den Nachteil, dass diese Methode außerhalb integrierter Sensorelemente nur auf wenige Anwendungsfälle beschränkt ist. Sie ist nur bei Sensorelementen einsetzbar, dessen Messprinzip elektrisch umkehrbar ist, d. h. es müssen entsprechende Aktoren verfügbar sein, und bei denen die durch die elektrische Stimulation erzielten Anregungen des Sensorelementes in der gleichen Größenordnung liegen, wie die eigentliche Messgröße x . Dies ist bei den meisten integrierten Sensoren der Fall. Dennoch ist aber, bedingt durch die geringe Empfindlichkeit des Sensorelementes gegenüber

dem Stimulationssignal und der technisch begrenzten elektrischen Anregungsamplitude, der Einsatz spezieller Signalverarbeitungsmethoden zur Detektion des überlagerten Stimulus aus dem Sensorsignal notwendig. Durch die elektrische Stimulation kann die eigentliche Messwertaufnahme während des Diagnosezeitraumes beeinträchtigt werden, so dass in diesem Fall keine kontinuierliche Betriebsüberwachung des Sensorsystems möglich ist. Ein weiterer Nachteil ist der vergrößerte Leistungsbedarf für die Stimulation, der sich besonders kritisch bei Transpondern oder batteriebetriebenen Schaltungen auswirkt.

Der Hauptvorteil dieser Methode der Fehlererkennung ist, dass nicht nur das Sensorelement allein auf Funktion überprüft wird, sondern auch die gesamte Signalverarbeitungskette des Sensorsystems vom Sensorelement, über Sensorauslese bis hin zur Ausgangsschnittstelle, und dass somit kein zusätzlicher Aufwand für die Fehlererkennung dieser Stufen notwendig ist. Bei einigen Sensorelementen, bei denen die direkte elektrische Stimulation wegen der geringen Empfindlichkeit oder aus anderen Gründen nicht praktikabel ist, kann eine indirekte Stimulation über die Anregung möglicher Querempfindlichkeiten erfolgen. Sehr geeignet ist dazu die thermische Stimulation, da viele mikroelektronische Sensorelemente eine solche Querempfindlichkeit aufweisen und diese sehr leicht mittels eines integrierten Heizwiderstands zu erzeugen ist. Da die Querempfindlichkeit in nachfolgenden Stufen kompensiert wird, kommt es so auch zu keiner Beeinflussung mit dem eigentlichen Messergebnis und eine kontinuierliche Selbstüberwachung des Systems ist möglich. Als Besonderheit kann mit dieser Methode die Sensorempfindlichkeit im jeweiligen, durch die Messgröße x vorgegebenen Arbeitspunkt ermittelt und damit eine erweiterte Feststellung über den momentanen Sensorstatus getroffen werden.

3.2.4 Fehlererkennung durch funktionale Tests

Der Einsatzschwerpunkt der Fehlererkennung durch einen funktionalen Test liegt bei digitalen Schaltungen i. a. bei der Funktionsprüfung im Anschluss an die Fertigung. Dazu werden Testmuster an die zu untersuchende Schaltung angelegt und das Ausgangsverhalten mit dem einer fehlerfreien Schaltung verglichen. Für eine hohe Fehlerrückmeldung muss eine Schaltung die Eigenschaft einer möglichst guten Testbarkeit aufweisen, d. h. dass möglichst viele der internen Schaltungsknoten von außen über die Pads initialisierbar, beobachtbar und steuerbar sind. Bei der Testmustererzeugung werden die erforderlichen Eingangssignale und die dazu gehörigen Ausgangssignale erzeugt. Für die Testmustererzeugung wird von einem Fehlermodell ausgegangen, wobei sich das „Stuck-At“-Fehlermodell bewährt hat. Dabei handelt es sich um ein statisches Fehlermodell, bei dem im Fehlerfall ein Schaltungsknoten entweder einen permanenten „Low“- oder „High“-Pegel besitzt. Zur Fehlererkennung werden für jeden Schaltungsknoten solche Testmuster ausgewählt, die diesen Knoten nacheinander in den „Low“- und den „High“-Zustand bringen und den eingestellten Wert zu einem Ausgangspad übermitteln. Für diese Ausgabe hat sich die Methode der „Pfadensensibilisierung“ durchgesetzt, bei der zuerst ein möglicher Fehlerort aus der Schal-

tung ausgewählt wird und danach die Signale an diesem Fehlerort so eingestellt werden, dass der Fehler erkennbar wird. Dafür muss für die Erkennung eines „Stuck-At-0“-Fehlers ein „High“-Pegel und für einen „Stuck-At-1“-Fehler ein „Low“-Pegel an diesem Fehlerort eingestellt werden. Als drittes muss ein Signalpfad vom Fehlerort zu einem Ausgangspad ermittelt und alle Gatter im Pfad so eingestellt werden, dass der Schaltungsknoten am Ausgang beobachtbar wird. Für den funktionalen Test wird von Einzelfehlern ausgegangen, wobei die Wahrscheinlichkeit von sich kompensierenden Mehrfachfehlern in der Praxis recht gering ist und diese meistens erkannt, aber nicht mehr lokalisiert werden können [25].

Für einen integrierten Selbsttest ist diese Methode nicht geeignet, denn dafür müssten in einem Speicher alle Testmuster mit den zugehörigen fehlerfreien Ausgangswerten abgelegt werden. Für eine interne Testmustergeneration eignen sich linear rückgekoppelte Schieberegister, die in Abhängigkeit der Rückkopplung und der Anzahl von Schieberegistern Pseudo-Zufallssequenzen (PRBS = pseudo random binary sequence) an den Ausgängen $Out_0 - Out_n$ erzeugen.

Neben der Testmustergeneration ist auch eine integrierte Testmustersauswertung notwendig. Dazu eignet sich die Methode der Signaturanalyse [25], die in **Bild 3.5** schematisch dargestellt ist.

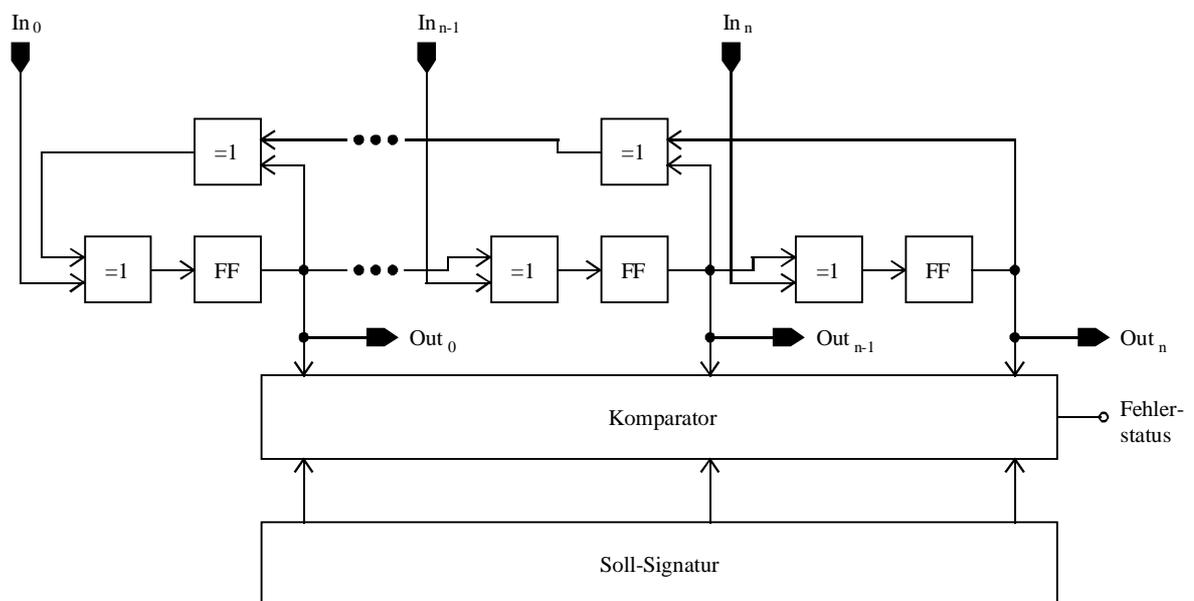


Bild 3.5 Testmustersauswertung mit parallelem Signaturanalyzer

Die zur Testmustergeneration eingesetzten rückgekoppelten Schieberegister werden um zusätzliche „EXOR“-Gatter an den Eingängen erweitert ($In_0 - In_n$). Der Zustand des Schieberegisters wird in diesem Fall nicht nur vom Anfangszustand, der Art der Rückkopplung und der Anzahl der Takte nach dem Anfangszustand bestimmt, sondern auch von den Eingangssignalen $In_0 - In_n$ aus der zu untersuchenden Schaltung, die mit den Signalen $Out_0 - Out_n$ stimuliert wird. Nach einer festgelegten Anzahl an Takten wird der Zustand des Schieberegisters mit einer Soll-Signatur mit Hilfe eines Komparators bitweise verglichen.

Der Zustand im Schieberegister (Ist-Signatur) wird sich im Fehlerfall von der Soll-Signatur unterscheiden.

Der Nachteil der funktionalen Fehlererkennung ist die fehlende Echtzeitfähigkeit, denn während ein Testmuster an einen Schaltungsteil angelegt wird, kann dieser nicht die normalen Aufgaben im Sensorsystem übernehmen. Auch beschränkt sich die Methode auf reine digitale Schaltungsteile. Eine Erweiterung auf analoge Schaltungsteile ist nur mit großem Aufwand zur Erzeugung analoger Testmuster möglich und die elektrische Stimulation von Sensorelementen bereitet darüberhinaus Schwierigkeiten.

Der Vorteil dieser Fehlererkennungsmethode ist, dass es sich um einen Standard in der Digitaltechnik handelt und diese von vielen Entwicklungstools unterstützt wird.

3.2.5 Fehlererkennung mittels Zuverlässigkeitsindikatoren

Bei der Fehlererkennung mittels Zuverlässigkeitsindikatoren werden bestimmte Parameter einer Schaltung benutzt, um das Auftreten und die Entwicklung eines Fehlers zu signalisieren. Diese Parameter werden kontinuierlich auf das Unter- oder Überschreiten festgelegter Bereiche überprüft, die durch das Auftreten eines Fehlers erreicht werden. Beispiele für solche Zuverlässigkeitsindikatoren sind die Ruhestrommessung I_{DDQ} , zeitlich aufgelöste Strommessung von Pulshöhen und -dauern [26], Verzögerungszeitenmessung, Datenspeichertest bei reduzierter Versorgungsspannung und spektrale Rauschmessung [27].

Im Bereich digitaler integrierter Schaltungen ist die Messung der Stromaufnahme eines Chips als Zuverlässigkeitsindikator stark verbreitet, denn die meisten in einer CMOS-Technologie auftretenden physikalischen Fehler sind Kurzschlüsse oder Unterbrechungen. Diese können effektiv durch eine veränderte Stromaufnahme im Vergleich zu einer fehlerfreien Referenzschaltung detektiert werden. Im Bereich digitaler Schaltungen wird diese Methode als erster Test vor dem eigentlichen Funktionstest im Anschluss an den Herstellungsprozess eingesetzt.

Die Idee dieser Methode beruht darauf, dass in einer fehlerfreien digitalen CMOS-Schaltung nach dem Abklingen von Ausgleichströmen infolge eines Zustands- oder Taktwechsels nur ein sehr geringer, auf Leckströmen beruhender, statischer Strom fließt. Im Fehlerfall kann es zu einer signifikanten Erhöhung dieses Ruhestroms kommen. Die Messung des Ruhestroms zur Fehlererkennung wird als I_{DDQ} -Test bezeichnet. Zum Einsatz kommt sowohl der externe, wie auch interne I_{DDQ} -Test. Beim externen I_{DDQ} -Test wird die Stromaufnahme über die Versorgungspads des CUT (circuit under test) gemessen. Dazu wird die Versorgungsleitung entweder bei V_{dd} oder GND aufgetrennt und ein Strommessgerät eingefügt. Trotz des häufigen Einsatzes des externen I_{DDQ} -Tests weist dieser das Problem auf, dass der größte Anteil des Ruhestroms an den Anschluss pads entsteht und dieser damit einen möglichen erhöhten Strom innerhalb des Chips überdeckt [28]. Ein zweiter Nachteil entsteht durch die relativ große Kapazität des Strommessers, wodurch es zu großen Zeitkonstanten und langen Testzeiten kommt. Auch können Fehler, die nur einen kleinen Schaltungsteil

betreffen, bei großen Schaltungen nur einen Fehlerstromanteil unterhalb des normalen Streubereiches des Ruhestroms liefern und somit nur sehr schwierig detektiert werden [29].

Durch den Einsatz interner Stromsensoren (BICS = built-in current sensor) werden die Nachteile einer externen Strommessung ausgeglichen. Dazu muss die zusätzliche Kapazität und der Spannungsabfall über den Stromsensor minimiert werden und es darf nur ein minimaler Schaltungs-Overhead entstehen. Durch den Einsatz von mehreren Stromsensoren kann die Sensitivität der Fehlererkennung für kleine Schaltungsteile und damit für kleine Fehlerströme erhöht werden. **Bild 3.6** zeigt das Blockdiagramm der internen I_{DDQ} -Methode für einen digitalen CUT.

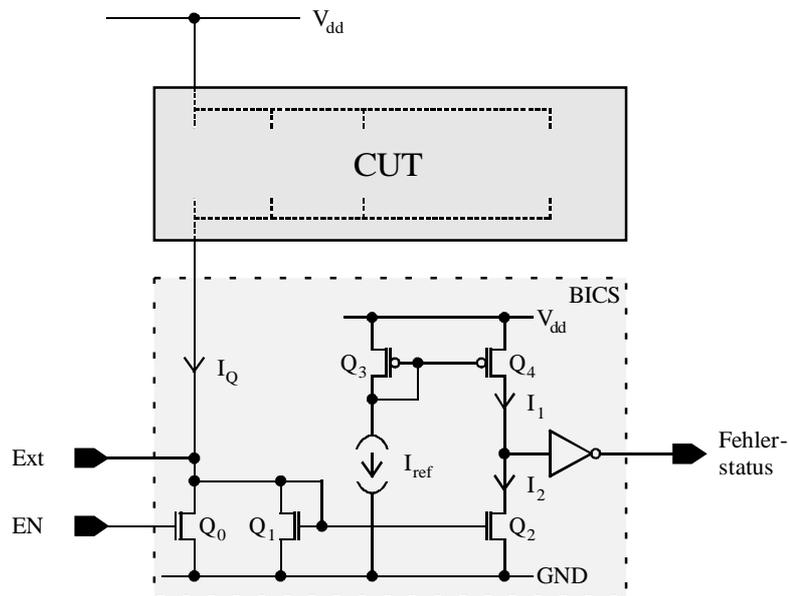


Bild 3.6 Blockdiagramm der internen I_{DDQ} -Testmethode [28]

Der Stromsensor wird zwischen dem CUT und der GND-Leitung eingefügt. Zur Reduzierung des Spannungsabfalls über den Stromsensor und der zusätzlichen kapazitiven Last kann der Stromsensor mit dem Signal EN abgeschaltet werden. Liegt an EN ein High-Pegel an, so wird der Stromsensor über den Transistor Q_0 kurzgeschlossen und über einen zusätzlichen Eingang Ext kann CUT extern niederohmig mit GND verbunden werden. In Digital-schaltungen muss EN mit dem Takt verknüpft werden, damit der Stromsensor während Taktwechsel nicht die Ausgleichsströme, sondern erst später den deutlich geringeren Ruhestrom I_Q detektiert. Liegt am Eingang EN ein Low-Pegel an und floated der Eingang Ext, so ist der Stromsensor aktiv und über den Stromspiegel Q_1 und Q_2 wird der Ruhestrom I_Q in den Auswertezweig als Strom I_2 gespiegelt. Dieser Strom wird mit einem Strom I_1 verglichen, der mit zwei PMOS-Stromspiegeltransistoren Q_3 und Q_4 aus einer Referenzstromquelle I_{ref} herausgespiegelt wird. Das Fehlerstatussignal wird über einen Inverter aus den beiden gespiegelten Anteilen des Referenz- und Ruhestroms I_1 und I_2 gewonnen. Wird im Auswertezweig, wie bei einer fehlerfreien Schaltung, der gespiegelte Strom der Referenz-

quelle I_{ref} durch den gespiegelten Ruhestrom I_Q limitiert, so ergibt sich eine größere Drain-Source-Spannung des Transistors Q_2 als im fehlerhaften Fall und am Invertereingang liegt ein High-Pegel an. Am Ausgang des Inverters ergibt sich folglich ein Low-Pegel, der den fehlerfreien Zustand der getesteten Schaltung signalisiert. Liegt ein durch einen Fehler erhöhter Ruhestrom vor, d. h. der gespiegelte Ruhestrom I_Q wird durch den gespiegelten Referenzstrom I_{ref} limitiert, so ergibt sich durch die geringere Drain-Source-Spannung des Transistors Q_2 ein Low-Pegel am Invertereingang und damit ein High-Pegel des Fehlerstatus. Ist der Stromsensor abgeschaltet (d. h. $EN = H$), so liegt am Gate der Transistoren Q_1 und Q_2 jeweils GND an und beide NMOS-Transistoren sperren, gleichzeitig leitet der PMOS-Transistor Q_4 und sorgt somit für ein High-Pegel am Eingang des Inverters. Somit liegt der Fehlerstatusausgang auf Low-Pegel, d. h. es wird bei abgeschaltetem Stromsensor kein Fehler signalisiert. Bei digitalen Schaltungen wird die I_{DDQ} -Testmethode zur Überprüfung des Ruhestroms eingesetzt. Dagegen fließt in analogen Schaltungen immer ein Grundstrom, so dass statische und dynamische Anteile des Versorgungsstroms getestet werden können [29].

Der Nachteil der Fehlererkennung mittels Zuverlässigkeitsindikatoren ist die nur begrenzte Fehlererkennbarkeit. In einem Vergleich zwischen unterschiedlichen Fehlererkennungsmethoden liegt die Fehlerrückmeldung bei 99,3 % für einen funktionalen Test, bei 42,7 % für einen internen I_{DDQ} -Test und bei 10,5 % für einen externen I_{DDQ} -Test am Beispiel eines gemischt analog-digitalen „Ein-Chip TV-Prozessors“ [29]. Weiterhin ist es sehr schwierig, über den I_{DDQ} -Test hinausgehende Zuverlässigkeitsindikatoren zu finden, die eine echtzeitfähige Diagnose erlauben.

Die Vorteile dieser Methode zur Fehlererkennung liegen in der einfachen Überwachung und dem geringen Overhead für Testausrüstung oder Chipfläche und deshalb findet diese Methode einen starken Einsatz in der Halbleiterindustrie. Zudem ist diese Methode deutlich schneller als ein funktionaler Test und sowohl für analoge, wie auch digitale Schaltungen einsetzbar.

3.2.6 Lokale Fehlererkennung eines Sensorsystems

Die lokale Fehlererkennung eines Sensorsystems (LSV = *l*ocal *s*ensor *v*alidation) nach [30] erkennt Fehler durch die Analyse charakteristischer Signalanteile im ungefilterten Ausgangssignal y' des Systems. Die Methode geht von den Überlegungen aus, dass Fehler an unterschiedlichsten Stellen im Sensorsystem auftreten können, beispielsweise als Kurzschluss, Unterbrechung oder auch als übersteuerter Operationsverstärker und dass es sehr ineffizient ist, alle möglichen Fehlerquellen zu beobachten. Genaue Ursachen des Fehlers können nur durch ein detailliertes Verständnis aller Sensorkomponenten und ihrer Wechselwirkungen ermittelt werden. Dennoch ist es möglich, durch bestimmte Signalcharakteristiken im ungefilterten Ausgangssignal eines Sensorsystems auf einen Fehler zu schließen

[31]. Nach [32] kommt es bei Auftreten eines Fehlers zu acht typischen Ausgangssignalen, die in **Bild 3.7** dargestellt werden.

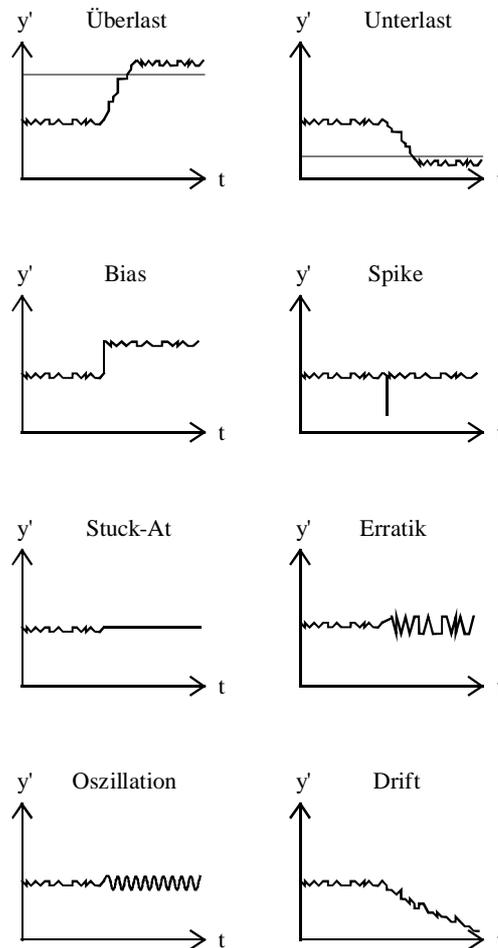


Bild 3.7 Charakteristische Ausgangssignale eines Sensorsystems im Fehlerfall

Die Messgröße x ist für die Darstellung der Ausgangssignale y' zeitlich konstant gehalten worden, so dass Änderungen im Ausgangssignal nur durch einen additiven Rauschanteil und die Auswirkungen des jeweiligen Fehlers entstehen. Ein Grenzwertfehler tritt auf, wenn der Sensorausgang einen spezifizierten Schwellwert über- bzw. unterschreitet. Physikalische Ursache für ein solches Ausgangssignal ist häufig ein Kurzschluss oder eine Unterbrechung im Sensorsystem. Der Schwellwert zur Auslösung eines Fehlers wird entweder durch prozess- oder sensorspezifische Größen festgelegt, beispielsweise bei einem Sensor mit 4 - 20 mA-Schnittstelle durch Überschreitung der Stromaufnahme von 20 mA.

Bei einem Biasfehler kommt es zu einem Sprung im Ausgangssignal des Sensorsystems, der deutlich schneller als eine reguläre Änderung der Messgröße ist. Ursache für einen solchen Sprung kann ein Fehler im Strom- oder Spannungsreferenznetzwerk sein. Unter einem Spike wird ein kurzzeitiger Sprung im Ausgangswert y' verstanden, der wie ein Biasfehler deutlich schneller als eine zulässige Messgrößenänderung ist. Ursachen für Spikefehler sind kurzfristige temporäre Fehler im Sensorsystem. Ein Stuck-At-Fehler ist dadurch charakteri-

siert, dass der Sensorausgang konstant auf einem festen Wert bleibt. Eine typische Ursache für diesen Fehler ist der Verlust der Sensorempfindlichkeit bezüglich der Messgröße x . Ein Erratik-Fehler tritt durch einen signifikanten und dauerhaften Anstieg des Rauschpegels im Ausgangswert auf. Gründe für einen solchen Fehler liegen meistens außerhalb des Sensorsystems, beispielsweise in einer verrauschten Versorgungsspannung. Enthält das Ausgangssignal eine unerwünschte Sinusschwingung oder andere nicht auf die Messgröße zurückführende niederfrequente Anteile, so liegt ein Oszillationsfehler vor. Ein solcher Fehler kann beispielsweise durch den Verlust der Stabilität einer sensorsysteminternen Regelung auftreten. Bei einem Driftfehler kommt es zu einem sehr langsamen kontinuierlichen Abfall oder Anstieg des Ausgangssignals. Die Veränderung ist deutlich langsamer als die bei einem Biasfehler. Driftfehler werden sehr häufig durch Alterungsprozesse im Sensorsystem ausgelöst.

Die acht charakteristischen Ausgangssignale y' decken nach [32] einen Großteil der Fehler ab. Allerdings wird nicht jeder Fehlertyp in jedem Sensorsystem auftreten, so dass zur Vereinfachung der Fehlerdetektion in vielen System auf die Untersuchung nach bestimmten Signalcharakteristiken verzichtet werden kann. Dagegen werden Grenzwert- und Stuck-At-Fehler bei den meisten Sensorsystemen auftreten.

Für das Prinzip der lokalen Fehlererkennung wird ein Funktionsblock zur Signalanalyse möglichst nah an die Ausgangsschnittstelle plaziert, damit alle vorhergehenden Stufen des Sensorsystems auf Fehler mit untersucht werden. Die direkte Verwendung des Sensorsystemausgangssignals y zur Fehlererkennung ist wenig geeignet, da sehr häufig durch den Einsatz von A/D-Konvertern das Ausgangssignal tiefpassgefiltert wird und somit wichtige Frequenzanteile verloren gehen. Die Grenzfrequenz des Sensorelementes ist meistens deutlich höher und liefert so über das tiefpassgefilterte Ausgangssignal y des Systems hinausgehende Informationen. Das Prinzip der lokalen Fehlererkennung zeigt **Bild 3.8**.

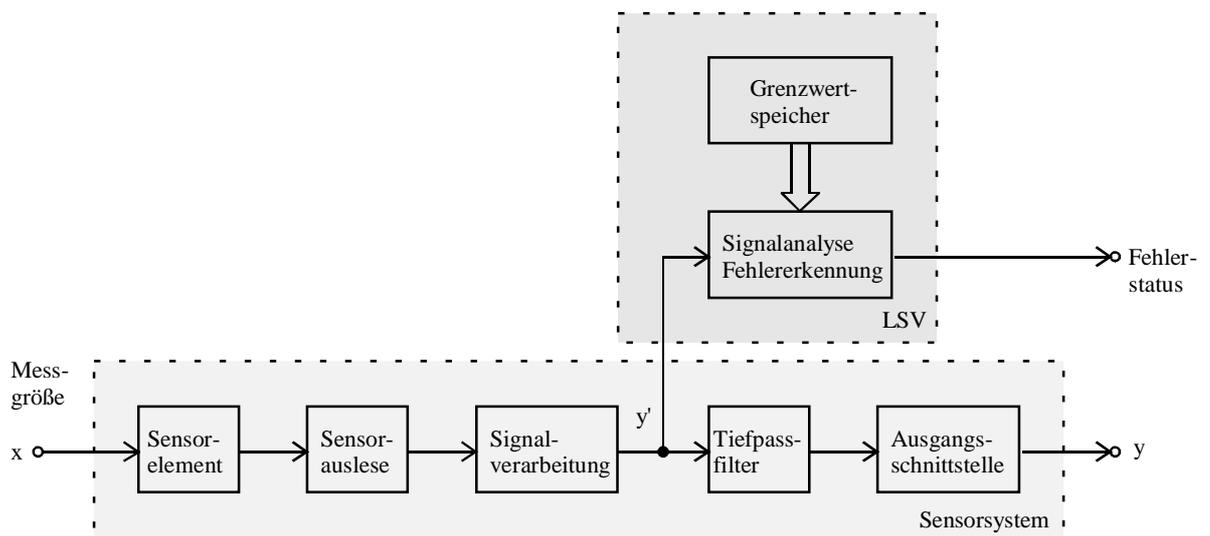


Bild 3.8 Prinzip der lokalen Fehlererkennung eines Sensorsystem

Zur Signalanalyse wird das Sensorsignal y' in einen tief- und hochfrequenten Anteil mittels zweier Filter zerlegt, wobei der niederfrequente Anteil hauptsächlich das Messsignal und der hochfrequente das Rauschen enthält. Anschließend werden aus beiden Signalanteilen einige statistische Größen extrahiert, wie beispielsweise der Mittelwert, die Varianz und die Änderungsrate. Diese extrahierten Größen werden auf ihre Lage innerhalb abgespeicherter Grenzwerte überprüft und jede Abweichung von diesen Werten signalisiert einen Fehler im Sensorsystem.

Werden diese unterschiedlichsten Fehlerauswirkungen im ungefilterten Systemausgangssignal y' detektiert, so werden vier Indikatoren zur Signalisierung benutzt [33]:

Grenzwert-Indikator: Das Ausgangssignal y' wird auf Über- bzw. Unterschreitung des Maximal- oder Minimalwertes überprüft. Dabei können die physikalischen Grenzen benutzt werden (Erreichen der Betriebsspannung) oder anwendungsspezifische (Maximal- oder Minimalwerte des entsprechenden Sensorsystems). Beide Grenzwerte werden im Rahmen der Initialisierung im Grenzwertsspeicher abgespeichert.

Sprung-Indikator: Bei zu großen zeitlichen Änderungen des Ausgangssignals y' wird dieser Indikator gesetzt. Die auslösende Schwelle muss im Rahmen der Initialisierung des Sensorsystems auf einen bestimmten Wert festgelegt werden.

Rausch-Indikator: Die Varianz des Rauschens im Ausgangssignal wird mit einem oberen und unteren Grenzwert verglichen und der Indikator entsprechend gesetzt.

Drift-Indikator: Hierbei werden langfristige Abweichungen des Ausgangsmittelwertes y'_{mittel} von einem abgespeicherten Sollwert überprüft.

Diese Indikatoren können jeweils drei Werte annehmen. Dabei bedeutet der Wert 0 den fehlerfreien Zustand, +1 und -1 ein über- bzw. unterschreiten der abgespeicherten Grenzwerte. Mit diesen vier Indikatoren können alle acht Fehler im Ausgangssignal des Sensorsystems erkannt werden. Jeder Fehlerindikator beinhaltet bestimmte Informationen über den aufgetretenen Fehler, so dass über die Kombination der ausgelösten Indikatoren die Fehlerart festgelegt ist.

Der Zusammenhang zwischen den einzelnen Indikatoren und dem aufgetretenen Fehler ist in **Tabelle 3.1** nach [34] und [35] dargestellt.

Tabelle 3.1 Fehlerindikator-Aktivierung

Fehlerindikator								Fehlerart
Grenzwert		Sprung		Rausch		Drift		
Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
								Kein Fehler
•								Überlast
	•							Unterlast
			•					pos. Spike
		•						neg. Spike
			•					pos. Bias
		•						neg. Bias
				•				Stuck-At
				•				Erratisch Low
					•			Erratisch High
					•			Oszillation
							•	pos. Drift
						•		neg. Drift

Ist keiner der Fehlerindikatoren gesetzt, so wurde kein Fehler im Sensorsystem detektiert. Beim Auftreten des Grenzwert-Indikators liegt ein schwerer Fehler im Sensorsystem vor, das Ausgangssignal hat einen vorgegebenen Maximal- oder Minimalwert über- bzw. unterschritten. Sehr wahrscheinlich werden bei einem Über- oder Unterlast-Fehler auch weitere Indikatoren, wie der Sprung- oder Rausch-Indikator gesetzt, die aber keine zusätzlichen Informationen zur Art des Fehlers liefern. Wird der Sprung-Indikator gesetzt, so liegt entweder ein Bias- oder ein Spike-Fehler vor. Soll zwischen beiden Fehlern unterschieden werden, so muss ein Vergleich des Sensorausgangs vor und nach dem Auftreten des Fehlers vorgenommen werden. Sind dabei beide Werte ungefähr gleich, so lag ein Spike-Fehler vor. Durch das Auftreten des Rausch-Indikators werden die drei Fehler Stuck-At, Erratik und Oszillation angezeigt. Es handelt sich um einen Stuck-At-Fehler, wenn der Rausch-Indikator auf -1 gesetzt ist, d. h. die Varianz des Rauschens ist ca. Null. Überschreitet die Varianz den zulässigen Maximalwert, so handelt es sich um einen Erratik- oder Oszillations-Fehler. Diese Fehler lassen sich nur über eine spektrale Analyse unterscheiden, denn Oszillations-Fehler weisen einen Peak bei der Oszillationsfrequenz auf, während bei Erratik-Fehlern das

Spektrum deutlich stärker verteilt ist. Als vierter Indikator signalisiert der Drift-Indikator einen positiven oder negativen Drift.

Der Nachteil dieser Methode ist, dass nur lokal zugängliche Informationen, wie das Ausgangssignal und das zugehörige Rauschen zur Fehlererkennung genutzt werden können. Informationen, beispielsweise von einer übergeordneten Systeminstanz, können mit dieser Methode nicht berücksichtigt werden. Es besteht weiterhin die Notwendigkeit, dass die Grenzwerte zum Auslösen eines Indikators abgespeichert werden müssen. Je nach Einsatz des Sensorsystem müssen diese Werte für eine optimale Fehlererkennung angepasst werden. Von einer speziellen Anwendung unabhängig eingestellte Grenzwerte müssen für eine niedrige Fehlalarmrate groß gewählt werden und somit kann nur eine reduzierte Empfindlichkeit der Fehlerdetektion erreicht werden. Driftfehler können nur durch eine sehr lange Beobachtung detektiert werden, was mit analogen Komponenten jedoch nicht möglich ist.

Der Vorteil dieser Methode zur Fehlererkennung besteht in der universellen Einsatzmöglichkeit durch eine einfache Erweiterung nahe des Systemausgangs, d. h. diese Methode eignet sich für die unterschiedlichsten Arten von Sensoren ohne dass ein auf den jeweiligen Prozess abgestimmtes detailliertes mathematisches Modell entworfen werden muss. Es werden die unterschiedlichsten Arten von Fehlern detektiert, ohne dass für jeden möglichen Fehler spezielle Fehlererkennungsschaltungen benötigt werden. Ohne aufwendige Mehrfachmessungen wird eine Echtzeitfähigkeit erreicht. Bei einer geeigneten Wahl der abgespeicherten Grenzwerte kann eine sichere Fehlererkennung bei geringer Fehlalarmrate erreicht werden. Der zusätzliche Schaltungsaufwand für die Filterung und Signalauswertung ist als moderat zu bewerten.

3.2.7 Vergleich und Bewertung der Fehlererkennungsmethoden

In den vorherigen Unterkapiteln wurden sechs Methoden zur Fehlererkennung vorgestellt, die alle in ihren jeweiligen Anwendungsschwerpunkten zum Einsatz kommen. Für den Einsatz in einem Sensorsystem gelten spezielle Randbedingungen: die Fehlererkennung sollte ideal in Echtzeit möglich sein oder zumindest die Messwertaufnahme nicht signifikant beeinflussen, es muss zwingend das Sensorelement mit überprüft werden und durch einen Einsatz im Massenmarkt darf es nicht zu starken Kostensteigerungen kommen. Gerade das Argument der Wirtschaftlichkeit der Zusatzfunktion Eigensicherheit kann ohne den konkreten Einsatzschwerpunkt des jeweiligen Sensorsystems nicht sinnvoll entschieden werden. Es macht keinen Sinn, ein einfaches Sensorsystem um die Funktion der Eigensicherheit zu erweitern, dessen Zusatzkosten den Preis des ursprünglichen Sensorsystems um ein Vielfaches überschreiten und das nur in sicherheitsirrelevanten Bereichen angewendet wird. Dennoch kann auch in einem nichtsicherheitskritischen Anwendungsgebiet die Funktion der Eigensicherheit bei einer moderaten Kostensteigerung als Verkaufsargument dienen.

In **Tabelle 3.2** werden die unterschiedlichen Fehlererkennungsmethoden hinsichtlich ihrer für einen Einsatz in einem Sensorsystem relevanten Eigenschaften verglichen.

Tabelle 3.2 Klassifizierung der Fehlererkennungsmethoden

Merkmal	Fehlererkennungsmethode					
	Redundanz	Diversität	Elektrische Stimulation	Funktion. Test	Zuverl.-Indikator	LSV
Echtzeitfähigkeit	++	++	+-	--	++	++
Überprüfung des Sensorelementes	--	+-	++	--	--	++
Aufwand für die Fehlererkennung	--	--	++	+-	+-	+-
Übertragbarkeit	++	--	+-	--	+-	++
Fehlerortbestimmung	--	--	--	++	++	--
Fehlerartbestimmung	--	--	--	++	++	++

Die Echtzeitfähigkeit der Fehlererkennung kann mit Hilfe der Redundanz, Diversität, Zuverlässigkeitsindikatoren und lokalen Fehlererkennung erreicht werden. Bei Verwendung der elektrischen Stimulation kann die Echtzeitfähigkeit unter der Voraussetzung hinreichend kleiner Stimulationsamplituden erreicht werden. Allerdings steigt mit kleinerer Stimulation auch der Detektionsaufwand. Die Überprüfung des Sensorelementes kann nur mittels der elektrischen Stimulation und der lokalen Fehlererkennung, für bestimmte Sensorelemente auch mit der Diversität, erreicht werden. Der Aufwand für die Fehlererkennung ist bei der Methode der elektrischen Stimulation am geringsten und für funktionale Tests, Zuverlässigkeitsindikatoren und lokale Fehlererkennung als moderat einzustufen. Eine direkte Übertragbarkeit der Methodik ist nur für die Redundanz und die lokale Fehlererkennung gegeben. Bei elektrischer Stimulation und Zuverlässigkeitsindikatoren müssen je nach Sensorsystem geringere Modifikationen vorgenommen werden. Für die nachfolgende Fehleranalyse sind die letzten beiden Unterscheidungsmerkmale relevant. Nur mit Hilfe eines funktionalen Tests oder mit Zuverlässigkeits-Indikatoren lässt sich der Fehlerort bestimmen.

Die Fehlerart kann mit der Methode des funktionalen Tests, Zuverlässigkeits-Indikators und der lokale Fehlererkennung ermittelt werden.

Allgemein lässt sich feststellen, dass speziell im Bereich der Sensorsysteme der Einsatz von einfachen robusten Sensorprinzipien vorteilhaft ist, denn damit entsteht prinzipiell eine geringere Anzahl von Fehlermöglichkeiten. Dynamische Systeme mit Betrieb bei der Resonanzfrequenz oder mit periodischen Zustandswechseln lassen sich besser fehlerüberwachen als statische Systeme. Die geeignetste Methode zur Fehlererkennung hängt von der Sensorart ab und kann nur durch Analyse der auftretenden Fehler ausgewählt werden.

Die Gestaltung, bzw. die Ausprägung eines eigensicheren Sensorsystems hängt von dem Gefahrenpotential und den Merkmalen der Anwendung ab. Die Merkmale bei einem Sensorsystemausfall können über kaum wahrnehmbare Auswirkungen, über geringe Behinderungen oder Belästigungen bis hin zu Folgen, die Notlaufeigenschaften der Anwendung implizieren, schwanken. Besonders kritisch ist der Anwendungsfall, bei dem kein sicherer Zustand existiert in den die Anwendung nach Auftreten eines Fehlerfalls des Sensorsystems gebracht werden kann. Der sichere Zustand einer Anwendung wird dadurch charakterisiert, dass von der Anwendung keine Gefahr für Mensch und Umwelt ausgeht. Bei industriellen Prozessen ist sehr häufig der energielose Zustand mit dem sicheren gleichzusetzen, bei Anwendungen in Verkehrsmitteln ist dies nicht der Fall, denn ein Fahrzeug darf nicht unter allen Umständen durch eine Vollbremsung in den energielosen Zustand gebracht werden.

In **Tabelle 3.3** wird ein mögliches Gestaltungsprinzip eigensicherer Sensorsysteme in Abhängigkeit des Gefahrenpotentials und der Merkmale bei einem Systemausfall zusammengefasst (Erweiterung von [36]).

Bei Sensorsystemen, bei deren Anwendungen es durch einen Ausfall zu keinerlei Gefahren und keinen wahrnehmbaren Auswirkungen kommt, sind keine besonderen Maßnahmen notwendig.

Bei Anwendungen mit einem geringen Gefahrenpotential und geringfügigen Belästigungen oder Behinderungen im Fehlerfall eignen sich einfache Methoden zur Fehlererkennung. Aufgrund des geringen Gefahrenpotentials muss keine vollständige Fehlererkennung gewährleistet werden. Eine direkte Signalisierung des Fehlers ist nicht zwingend notwendig, es reicht vielmehr ein Fehlerspeicher aus, der im Rahmen einer normalen regelmäßigen Wartung ausgelesen wird.

Erst ab einem mittleren Gefahrenpotential einer Anwendung, die eine Notlaufeigenschaft mit kaum veränderter Funktionalität aufweist, muss die Fehlererkennung mit deutlich mehr Aufwand betrieben werden. Wird ein Fehler festgestellt, so muss dieser aufgrund der vorhandenen Notlaufeigenschaften der Anwendung nicht beseitigt werden, sondern es bedarf nur einer Ausfallmeldung des Systems. Ein Fehlerspeicher zur detaillierten Diagnose für die benötigte Reparatur sollte auch mitintegriert werden.

Tabelle 3.3 Grundprinzipien zur Gestaltung eigensicherer Sensorsysteme

Gefahrenpotential bei Systemausfall	Merkmal	Gestaltungsprinzip
Sehr hoch	kein sicherer Zustand definierbar	umfangreicher Selbsttest, Fehlerbeseitigung notwendig (3 v 5-Redundanz oder Diversität mit fehlersicherem Voter), ausführliche Zustandsanzeige, Fehlerspeicher
Hoch	Notlaufeigenschaften mit stark verminderter Funktionalität	umfangreicher Selbsttest, Fehlerbeseitigung angestrebt (z. B. 2 v 3-Redundanz), Notlaufprogramm mit reduzierter Systemleistung falls Fehlerbeseitigung unmöglich, Ausfallmeldung, Fehlerspeicher
Mittel	Notlaufeigenschaften mit kaum veränderter Funktionalität	Erweiterter Selbsttest, keine Fehlerbeseitigung notwendig, Ausfallmeldung, Fehlerspeicher
Gering	geringfügige Belästigungen oder Behinderungen	einfache Fehlererkennung (z. B. I _{DDQ} -Test), Fehlerspeicher
Gefahrlos	keine wahrnehmbaren Auswirkungen im Fehlerfall	keine besondere Maßnahme erforderlich.

Für Anwendungen mit einem hohem Gefahrenpotential wird ein umfassender Selbsttest benötigt. Tritt ein Fehler auf, so muss dieser wegen der Notlaufeigenschaften mit stark verminderter Funktionalität beseitigt werden. Das hohe Gefahrenpotential und die Ausfallmerkmale rechtfertigen den Einsatz von Redundanz und die damit verbundenen Kosten. Ein Ausfall des Sensorsystems muss direkt an eine höhere Systeminstanz signalisiert werden. Für Diagnosezwecke muss auch wieder ein Fehlerspeicher vorhanden sein.

Höchste Anforderungen an die Gestaltung eines eigensicheren Sensorsystems müssen bei einer Anwendung mit einem sehr hohen Gefahrenpotential und ohne sicheren Zustand gestellt werden. Grundlage ist erneut ein umfangreicher Selbsttest zur Fehlererkennung. Da

kein sicherer Zustand vorhanden ist, ist eine Fehlerbeseitigung dringend notwendig und rechtfertigt auch eine erweiterte Redundanz oder Diversität. Über den Zustand des Sensorsystems muss eine Statusinformation geliefert werden, die beispielsweise auch den Ausfall eines von fünf parallelen Systemen signalisiert.

3.3 Fehleranalyse

Ein Fehler, der von der Stufe der Fehlererkennung entdeckt wird, aktiviert die Fehleranalyse. Bei der Fehleranalyse soll eine Abschätzung der Fehlerauswirkung auf das elektrische Ausgangssignal des Sensorsystems vorgenommen werden. Nicht immer kommt es durch das Auftreten eines Fehlers zu einem vollständigen Ausfall des Sensorsystems, sondern häufig kann die Messwertaufnahme, wenn auch mit verringerter Güte, fortgesetzt werden. Neben der Hauptaufgabe, der Bestimmung der Fehlerauswirkung, werden in dieser Stufe die Fehlerart, die Fehlerrate und der Fehlerort bestimmt. Die für diese Stufe wichtigen Informationen werden von der Fehlererkennung geliefert und in dieser Stufe geeignet verknüpft. Das Ergebnis der Fehleranalyse steuert die Fehlerbeseitigung.

Die auftretenden Fehler lassen sich in drei Arten unterteilen:

- **Statische Fehler:** Diese Fehler bleiben nach dem Auftreten dauerhaft erhalten und treten unabhängig von den Betriebsbedingungen, wie z. B. der Taktfrequenz, Eingangssignale oder Temperatur, der Schaltung auf.
- **Dynamische Fehler:** Diese Fehler treten nur unter bestimmten Betriebsbedingungen auf. Im Bereich der Digitalschaltungen sind dynamische Fehler unzulässige Verzögerungen der Verarbeitung, die nur bei schnellen Pegeländerungen zu falschen Ergebnissen führen.
- **Intermittierende Fehler:** Die Fehler dieser dritten Art treten im Gegensatz zu statischen und dynamischen Fehlern unregelmäßig und bei veränderten Betriebsbedingungen auf. Beispiele für solche Fehler sind der Wackelkontakt oder Versorgungsstörungen. Diese Art der Fehler tritt in integrierten Schaltungen nur selten auf und ist äußerst schwer automatisch zu detektieren. Aus diesen Gründen wird auf intermittierende Fehler nicht weiter eingegangen.

Die Fehlerart kann direkt nur von 3 Fehlererkennungsverfahren ermittelt werden. Diese sind Funktionale Tests, Zuverlässigkeits-Indikatoren und LSV. Da bei einem eigensicheren Sensorsystem die Messwertaufnahme auch im Fehlerfall mit der unter den gegebenen Bedingungen besten Messgenauigkeit fortgesetzt werden soll, ist die Ermittlung der Fehlerart nur zweitrangig.

Wesentlich wichtiger ist für die nachfolgende Fehlerbeseitigung die Bestimmung des Fehlerortes und der Einfluss des Fehlers auf das Messergebnis. Auch diese Information wird von der Fehlererkennung zur Verfügung gestellt. Wird dazu eine Fehlererkennungsverfahren

eingesetzt, mit der keine direkte Fehlerortsbestimmung möglich ist, so muss die Fehlererkennungsmethode auf partitionierte Schaltungsteile getrennt angewendet werden. Durch eine solche Partitionierung wird der Fehlerort auch mit Fehlererkennungsmethoden bestimmt, die direkt keine Information über den Ort liefern.

Ein Beispiel für eine solche Partitionierung der Fehlererkennung kann in einem Multisensorsystem gefunden werden. Soll beispielsweise in einem Drucksensorsystem auch eine Temperaturkompensation vorgenommen werden, so kann sowohl der Druck- wie auch der Temperatursensor getrennt elektrisch stimuliert werden. Es kann somit ein Ausfall der Temperaturkompensation mit der Methode der elektrischen Stimulation festgestellt werden.

3.4 Fehlerbeseitigung

Das Ziel eines eigensicheren Sensorsystems ist es, eine möglichst auch im Fehlerfall ununterbrochene Messwertaufnahme zu erreichen. Dazu muss ein detektierter Fehler beseitigt oder zumindestens seine Einflüsse auf das elektrische Ausgangssignal minimiert werden. Eine vollständige Fehlerbeseitigung ist erst ab einer Anwendung mit hohem Gefahrenpotential notwendig und diese rechtfertigt den zusätzlichen Aufwand. Eine unvollständige Fehlerbeseitigung kann mit einem moderaten Kostenanstieg realisiert werden und ist somit auch für sicherheitsunkritische Anwendungen interessant.

3.4.1 Fehlerbeseitigung mittels Redundanz oder Diversität

Die bekannteste Methode der Fehlerbeseitigung ist das Ausweichen auf einen redundanten oder diversitären fehlerfreien Funktionsblock. Diese Methode zur Fehlerbeseitigung ist besonders in den Fällen geeignet, in denen schon die Fehlererkennung über Redundanz oder Diversität erfolgt. Für eine Fehlerbeseitigung müssen mindestens drei redundante Funktionsblöcke für einen Mehrheitsentscheid parallel eingesetzt werden. Mit dieser Methode wird eine vollständige Fehlerbeseitigung bei gleichbleibender Systemleistung erreicht. Weitere Details zu dieser Methode wurden schon bei der Fehlererkennung mit Redundanz und Diversität diskutiert. An dieser Stelle soll noch einmal die Schwäche der Redundanz bei einer gleichartigen Zerstörung hervorgehoben werden, da dies speziell die Fehlerbeseitigung der Sensorelemente beeinflusst. Auf die Sensorelemente wirkt die Messgröße direkt ein und daher ist die Wahrscheinlichkeit für eine gleichartige Zerstörung aller redundanter Sensorelemente, beispielsweise durch den Überlastfall, sehr hoch und folglich ist keine Fehlerbeseitigung mit der Methode der Redundanz in diesem Fall möglich.

3.4.2 Fehlerbeseitigung mittels Leistungsreduktion (milde Degradation)

Motiviert durch die Unzulänglichkeit der Redundanz bei gleichartigen Sensorelementfehlern soll hier eine Methode der unvollständigen Fehlerbeseitigung für Anwendungen mit geringem Gefahrenpotential vorgestellt werden. Ziel ist die Fehlerbeseitigung unter der Randbedingung einer Leistungsverringerung des Sensorsystems (milde Degradation). Wird auf eine

vollständige Fehlerbeseitigung verzichtet, so kann die Funktionalität mit Einschränkungen kostengünstig wieder hergestellt werden und somit eröffnen sich auch „Low-Cost“-Anwendungen. Die Möglichkeit der Fehlerbeseitigung bei einem Sensorsystem kann somit als zusätzliches Verkaufsargument bei nur moderatem Kostenanstieg dienen.

In vielen Fällen erfolgt ein Ausfall des Sensorelementes durch eine zu starke Belastung mit der eigentlichen Messgröße. Zerstörungen durch Überlast lassen sich nur durch den Einsatz entsprechend überlastsicherer Backup-Sensorelemente beseitigen. Die Überlastsicherheit wird durch Auswahl eines Sensorelementes mit einem deutlich höheren Messbereich als dem eigentlich geforderten realisiert. Solche Sensorelemente weisen eine geringere Empfindlichkeit auf, die über eine Verstärkungserhöhung der Sensorauslese kompensiert werden muss und folglich ist die Genauigkeit des Messergebnisses geringer. Durch Einsatz des Backup-Sensorelementes kann eine Fehlerbeseitigung nach Zerstörung des eigentlichen Sensorelementes realisiert werden, als Konsequenz steigt aber die Messunsicherheit an.

Eine weitere Möglichkeit zur Fehlerbeseitigung unter Einsatz der milden Degradation bietet sich bei Sensorelementen an, die zu Arrays verschaltet werden. Eine solche Verschaltung zu einem Array wird immer dann vorgenommen, wenn die Empfindlichkeit eines einzelnen Sensorelementes zu gering ist und sich diese durch eine Serien- oder Parallelschaltung vieler Einzelelemente erhöhen lässt. Unter der Annahme, dass ein Fehler nur wenige Einzelelemente betrifft, so kann ein solches Array in mehrere Teilbereiche unterteilt und im Fehlerfall der defekte Teilbereich abgeschaltet werden. Das Prinzip dieser Fehlerbeseitigung zeigt **Bild 3.9**.

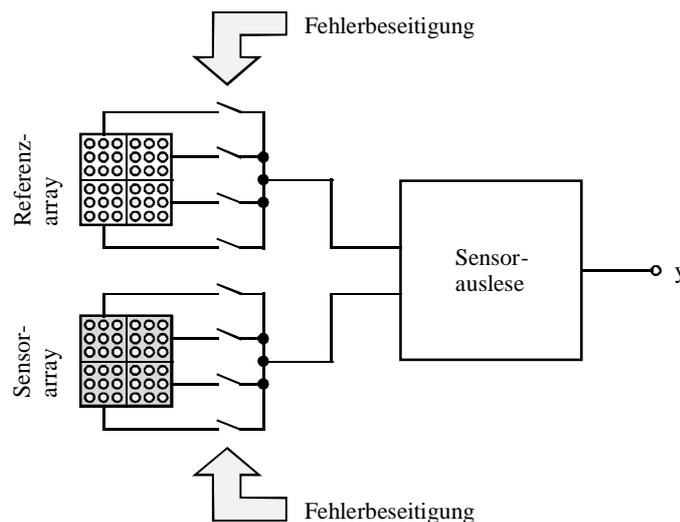


Bild 3.9 Fehlerbeseitigung mittels partitionierbarer Sensorarrays

Notwendig wird die Abschaltung eines defekten Teilarrays bei einer Unterbrechung von einer Serienschaltung oder bei einem Kurzschluss parallel verschalteter Sensorelemente. Häufig erfolgt in der Sensorauslese zur Kompensation temperatur- und fertigungsbedingter Variationen eine Differenz- oder Quotientenbildung zwischen Sensor- und Referenzelemen-

ten, wobei das Referenzelement ebenso wie das Sensorelement nur messgrößenunabhängig aufgebaut ist. Wird wegen eines erkannten Fehlers ein Teil des Sensorarrays abgeschaltet, so kommt es zu einem Sprung im Ausgangssignal y . Dieser lässt sich durch das gleichzeitige Abschalten des entsprechenden Teils des Referenzarrays und einer eventuellen Verstärkungsanpassung verhindern.

Bei Auswertung des Quotienten zwischen Sensor- und Referenzarray kann nach Abschaltung beider Teilarrays ein Offsetfehler resultieren, dessen Wert neben der geringeren Messempfindlichkeit des restlichen Sensorarrays zu einer zusätzlichen Messungenauigkeit führt. Bei Auswertung der Differenzbildung zwischen Sensor- und Referenzarray muss zusätzlich die Verstärkung entsprechend der Größe des abgeschalteten Teilarrays erhöht werden. Je nach Anzahl der zu einem Array zusammengefassten Sensor- und Referenzelemente wird eine Unterteilung des Arrays beispielsweise in vier Teile vorgenommen. Wird nun beispielsweise ein Viertel des Arrays abgeschaltet, so muss bei der Quotientenbildung die Verstärkung um einen Faktor 4 erhöht werden. Sensorsysteme werden häufig zum Erreichen bestimmter Genauigkeiten kalibriert und da aber die eigentliche Kalibration bei vollständigem Sensor- und Referenzarray vorgenommen wurde, resultiert nach der Fehlerbeseitigung eine größere Messabweichung als vorher.

3.4.3 Fehlerbeseitigung mittels Schätzung des Messergebnisses

Kommt es zu einem Totalausfall des Sensorelementes und ist dieser Fehler nicht zu beseitigen, so kann der aktuelle Wert der Messgröße x nicht mehr bestimmt werden. In diesem Fall kann das Sensorsystem durch eine Schätzung, basierend auf dem Messergebnis y_k direkt vor dem Ausfall und einer mittleren Messgröße x_{mittel} , ein Messergebnis y_s liefern [37]. Bei dieser Methode handelt es sich streng genommen um keine Fehlerbeseitigung im klassischen Sinne. In **Bild 3.10** ist der zeitliche Verlauf des Schätzwertes y_s für das Messergebnis mit drei unterschiedlichen Modellen für den Zeitverlauf dargestellt.

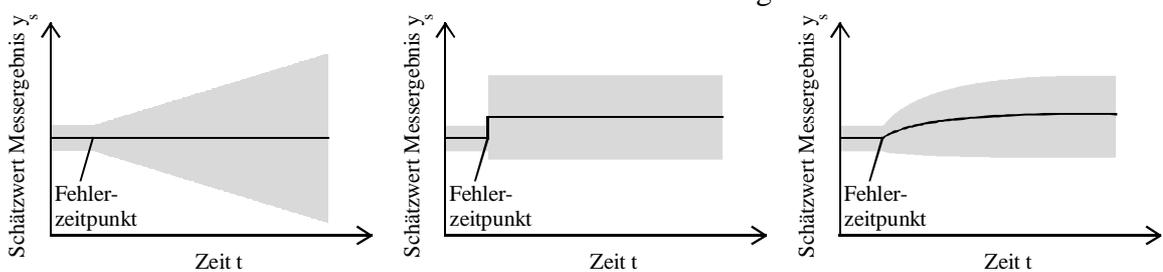


Bild 3.10 Beispiele zur Generation eines Schätzwertes y_s für das Messergebnis (nach [37])

- a) Annahme: konstante Messgröße x
- b) Annahme: mittlere Messgröße x_{mittel}
- c) Kombination beider Annahmen

Bis zum Fehlerzeitpunkt ist der Schätzwert y_s (durchgezogene Linie) gleich dem vom Sensorelement gelieferten Messergebnis y_{sens} . Ab dem Fehlerzeitpunkt wird vom Sensorsystem

nur noch der Schätzwert y_s , basierend auf vorhergehenden gemessenen Messwerten x , übermittelt. Die zu dem jeweiligen Zeitpunkt geltenden Fehlertoleranzgrenzen Δy sind dem Schätzwert grau hinterlegt.

Bild 3.10a zeigt den Verlauf des Schätzwertes y_s für das Messergebnis unter der Annahme, dass die Messgröße x zeitlich konstant bei dem Wert unmittelbar vor dem Fehlerzeitpunkt bleibt. Aus diesem Grund bleibt auch der Schätzwert y_s nach dem Fehlerzeitpunkt konstant bei y_k . Mit y_k ist das letzte gültige Messergebnis vor dem Ausfall bezeichnet. Durch diese Annahme über einen zeitlichen konstanten Verlauf der Messgröße x kommt es zu einer Unsicherheit $\Delta y_{s,k}$ des Schätzwertes y_s für das Messergebnis. In [37] wird diese Unsicherheit über einen zeitlich linearen Anstieg proportional zur maximalen zulässigen Änderung der Messgröße \dot{x}_{\max} modelliert. Mit der Sensorempfindlichkeit ε ergibt sich

$$\Delta y_{s,k} = \varepsilon \cdot \dot{x}_{\max} \cdot t. \quad (3.6)$$

Das Sensorsystem übermittelt in diesem Fall den Schätzwert y_s als Messergebnis y und die Unsicherheit des Schätzwertes $\Delta y_{s,k}$ als Messungenauigkeit Δy an die übergeordnete Systeminstanz (siehe auch Bild 3.12).

Diese Strategie führt zu einem zu starken Anstieg der Messungenauigkeit Δy , denn die Wahrscheinlichkeit, dass die Messgröße x sich maximal ändert ist gering.

Eine zweite Methode zur Bestimmung eines Schätzwertes y_s nach Ausfall der Messwertaufnahme basierend auf einer mittleren Messgröße x_{mittel} zeigt Bild 3.10b. Zum Fehlerzeitpunkt springt der Schätzwert y_s des Messergebnisses vom zuletzt fehlerfrei bestimmten Messergebnis y_k auf den Mittelwert y_{mittel} . Dieser bestimmt sich als Hälfte der Summe zwischen maximal und minimal möglichem Messergebnis y_{\max} und y_{\min} , d. h. $y_{\text{mittel}} = (y_{\max} + y_{\min}) / 2$. Gleichzeitig wird die Unsicherheit des Schätzwertes Δy_{mittel} als konstanter Wert über die Hälfte der Differenz zwischen maximal und minimal möglichem Messergebnis y_{\max} und y_{\min} definiert, d. h. $\Delta y_{\text{mittel}} = (y_{\max} - y_{\min}) / 2$. Bei dieser Methode zeigt das Sensorsystem an, dass sich das geschätzte Messergebnis y_s innerhalb des Intervalls der aufgetretenen Minimal- und Maximalwerte y_{\min} bzw. y_{\max} befindet.

Im Vergleich beider Strategien zur Schätzwertbestimmung weisen diese sowohl Vor- als auch Nachteile auf. Die erste Methode der Annahme eines konstanten Messwertes x liefert einen besseren Schätzwert y_s direkt nach der Detektion des Fehlers, aber die übermittelte Messungenauigkeit Δy wächst maximal an. Dagegen springt bei der Methode der Annahme einer mittleren Messgröße x_{mittel} der Schätzwert y_s direkt auf den mittleren Wert y_{mittel} und die übermittelte Messungenauigkeit bleibt konstant bei einem hohen Wert Δy_{mittel} . Durch eine Kombination beider Methoden lassen sich die Schwächen der beiden Verfahren kompensieren. Das Ergebnis dieser Methode ist in Bild 3.10c dargestellt. Der Schätzwert y_s soll sich nach der Fehlerdetektion vom Wert y_k unmittelbar vor dem Ausfall mit der Zeit dem mittleren Wert y_{mittel} annähern. In [37] wird dazu vorgeschlagen, die Werte y_k und y_{mittel} und

die jeweiligen Messungenauigkeiten ($\Delta y_{s,k}$ und Δy_{mittel}) zu bestimmen und einen besseren Schätzwert y_s durch eine quadratische Gewichtung beider Werte mit der jeweils anderen Fehlertoleranz festzulegen.

$$y_s = \frac{\Delta y_{\text{mittel}}^2}{\Delta y_{\text{mittel}}^2 + \Delta y_{s,k}^2} \cdot y_{s,k} + \frac{\Delta y_{s,k}^2}{\Delta y_{\text{mittel}}^2 + \Delta y_{s,k}^2} \cdot y_{\text{mittel}} \quad (3.7)$$

Die damit verknüpfte Messungenauigkeit Δy steigt direkt nach dem Fehler anfänglich mit der zuerst definierten Messungenauigkeit $\Delta y_{s,k}$ und nähert sich mit der Zeit Δy_{mittel} an.

$$\Delta y = \frac{\Delta y_{\text{mittel}} \cdot \Delta y_{s,k}}{\sqrt{\Delta y_{\text{mittel}}^2 + \Delta y_{s,k}^2}} \quad (3.8)$$

Bei dieser Methode der Fehlerbeseitigung besteht nur eine gewisse Wahrscheinlichkeit, dass der ermittelte Schätzwert y_s in Verbindung mit der Messungenauigkeit Δy mit dem Messergebnis im fehlerfreien Fall übereinstimmt. Dennoch kann mit dieser Methode mittels einfacher Extrapolation eine gute Abschätzung erreicht werden. Besonders geeignet ist diese Methode der Fehlerbeseitigung bei sich zeitlich langsam ändernden Messgrößen x , wie beispielsweise der Temperatur. Die Bestimmung des Schätzwertes y_s und der Messungenauigkeit Δy kann mittels eines Mikrokontrollers realisiert werden.

3.4.4 Vergleich der Fehlerbeseitigungsmethoden

Nur bei den Methoden der Redundanz mit mehr als zwei parallelen Funktionsblöcken oder der Diversität handelt es sich um eine reine Fehlerbeseitigung. In einem Fehlerfall wird die Leistungsfähigkeit des Sensorsystems vollständig wieder hergestellt. Nachteilig ist bei diesen Methoden der große Hardwareaufwand und die damit verbundene Kostenfrage. Auch kann die Fehlerbeseitigung redundanter Sensorelemente, beispielsweise bei einem Überlastfall mit gleichartiger Zerstörung aller Sensorelemente, nicht sichergestellt werden.

Aus Kostengründen bietet sich die Methode der milden Degradation an. Durch den geringen Schaltungs-Overhead eignet sich die milde Degradation als Verkaufsargument auch für Anwendungen mit geringerem Gefahrenpotential. Die Methode der Schätzung ist keine Fehlerbeseitigung. Sie eignet sich ideal für Sensorsysteme, die schon einen Mikrokontroller besitzen, da die Schätzung mit recht einfachen mathematischen Mitteln erreicht wird und für Messgrößen, die sich zeitlich langsam ändern und deren Schätzung somit zumindestens für einen kurzen Zeitbereich gut mit dem fehlerfreien Messergebnis übereinstimmt.

3.5 Fehlersignalisierung

Nach Erkennung eines Fehlers, der Lokalisierung, einer möglichen Beseitigung und der Feststellung der Auswirkung auf das Messergebnis, muss der Fehler der übergeordneten Systeminstanz angezeigt werden. Bisher übermitteln Sensorsysteme, wenn sie einen Selbst-

test durchführen, nur ein einfaches Fehlerbit. Dieses zeigt an, dass im Sensorsystem ein Fehler aufgetreten ist, d. h. ob das übertragene Messergebnis gültig ist oder nicht. Bei reinen analogen Zweidraht-Schnittstellen, wie beispielsweise der 4 - 20 mA-Schnittstelle kann die Fehlersignalisierung über Fehlerbänder außerhalb des erlaubten Ausgangsbereiches realisiert werden. **Bild 3.11a** zeigt eine Methode zur Fehlersignalisierung.

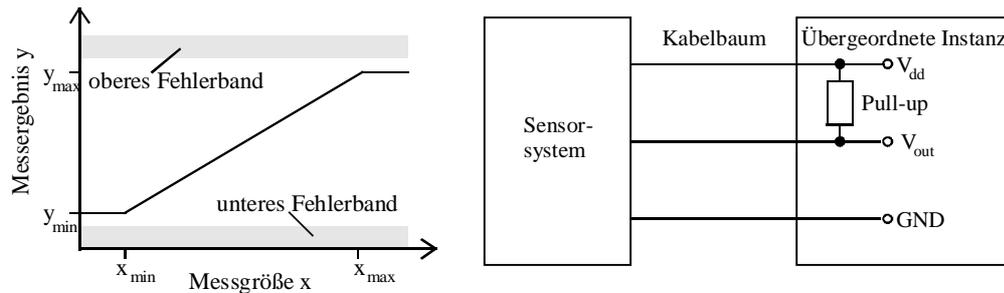


Bild 3.11 a) Sensorkennlinie mit Begrenzung und zwei Fehlerbändern
b) Beschaltung zur Erkennung von Kabelbaumfehlern

Für Messgrößen im Bereich zwischen x_{\min} und x_{\max} liegt das Messergebnis innerhalb des Intervalls von y_{\min} bis y_{\max} . Für größere Messgrößen als x_{\max} bzw. kleinere als x_{\min} wird das Messergebnis auf y_{\max} bzw. y_{\min} begrenzt. Durch diese Begrenzung der Kennlinie können zwei Fehlerbänder bei Werten oberhalb von y_{\max} bzw. unterhalb von y_{\min} definiert werden. Am Beispiel eines Sensorsystem mit einer Versorgungsspannung von $V_{dd} = 5\text{ V}$ und einer Ausgangsspannung V_{out} von $0,5\text{ V}$ bis $4,5\text{ V}$ im fehlerfreien Fall, kann ein oberes Fehlerband bei Ausgangsspannungen von $4,7\text{ V}$ bis $5,0\text{ V}$ und ein unteres von $0,3\text{ V}$ bis 0 V definiert werden. Durch den Einsatz zweier Fehlerbänder können bei einem solchen Sensorsystem Unterbrechungen des Kabelbaums zur übergeordneten Instanz durch das Einfügen eines Pullup-Widerstands erkannt werden (siehe Bild 3.11b). Im Fall der Unterbrechung einer beliebigen Leitung liegt die Ausgangsspannung des Sensorsystems in der übergeordneten Instanz bei der Versorgungsspannung V_{dd} und damit im oberen Fehlerband. Wird ein vom Sensorsystem detektierter Fehler durch eine Ausgangsspannung im unteren Fehlerband signalisiert, so kann zwischen dieser Art von Fehlern und Unterbrechungen des Kabelbaums über das Auftreten des entsprechenden Fehlerbandes unterschieden werden.

In dem Fall eines einfachen Fehlerbits zur Signalisierung muss die Entscheidung über die Gültigkeit des übertragenen Messergebnisses vom Sensorsystem getroffen werden. In sehr vielen Fehlerfällen kommt es allerdings nicht zu einem Totalausfall des Sensorsystems, sondern es sind nur Teilbereiche von einem Fehler betroffen. Dies gilt insbesondere dann, wenn der Fehler nur marginale Auswirkungen auf das Messergebnis hat. Diese Situation wird weiterhin verschärft, wenn in einem Multisensorsystem eine Anzahl von Messgrößen zu einem Ergebnis verknüpft werden. Dann muss die Entscheidung getroffen werden, ob das Endergebnis gültig ist, obwohl ein Messergebnis als ungültig gekennzeichnet ist. Als Beispiel für einen solchen Teilausfall soll hier ein Drucksensorsystem mit Temperaturkompen-

sation dienen. Fällt in diesem Drucksensorsystem der Temperatursensor aus, so kann keine Temperaturkompensation mehr vorgenommen werden. Die eigentliche Aufgabe der Druckmessung kann aber weiterhin erfüllt werden, allerdings mit deutlich geringerer Genauigkeit durch den vorhandenen Temperaturfehler. Bei der Benutzung eines einfachen Fehlerbits müsste dieses gesetzt werden, obwohl mit dem Sensorsystem noch eine Druckmessung möglich ist. Je nach Anwendung kann das Setzen des Fehlerbits unterschiedliche Folgen nach sich ziehen, so dass ohne Kenntnis der konkreten Anwendung diese Entscheidung vom Sensorsystem nicht getroffen werden sollte. In einer Anwendung ohne Gefahrenpotential kann mit gesetztem Fehlerbit auf das Messergebnis verzichtet werden, während bei hohem oder höchstem Gefahrenpotential das Setzen des Fehlerbits bei einer nur marginalen Auswirkung auf das Messergebnis schwerwiegende Folgen nach sich zieht.

Eine Möglichkeit, diese Problematik zu umgehen, ist das zum Messergebnis zusätzliche Übertragen eines sensorspezifischen Fehlercodes [38] und [39]. Bei einer Anbindung des Sensorsystems über eine analoge Zweidraht-Schnittstelle ist eine über das Messergebnis hinausgehende Übertragung nicht möglich. Zusätzliche Schnittstellenleitungen oder ein Aufmodulieren digitaler Signale auf die Analogschnittstelle, beispielsweise nach dem HART-Protokoll [40], werden für weitergehende Möglichkeiten der Fehlersignalisierung benötigt. Zusätzliche Schnittstellenleitungen werden aus Kosten- und Zuverlässigkeitsgründen meistens nicht eingesetzt und durch den Einsatz digitaler Signale wird der Bereich der reinen analogen Signalverarbeitung verlassen. Weit vielfältigere Möglichkeiten bieten sich bei rein digitaler Übertragung mittels Feldbus. Hierbei kann neben dem eigentlichen Messergebnis ein beliebig aufgeschlüsselter Status über den Zustand von Messergebnis und Sensorsystem übertragen werden.

Bei einer über ein Fehlerbit hinausgehenden Signalisierung werden die in der Stufe Fehlererkennung detektierten Fehler mit einer Fehlernummer versehen und diese wird an die übergeordnete Instanz übermittelt. Die dabei übertragenen Fehlercodes sind sehr speziell und lassen nur eine begrenzte Aussage über die Auswirkung auf das übertragene Messergebnis zu. Bei der Verwendung eines anderen Sensorsystems muss zusätzlich jedesmal die Datenbasis der übergeordneten Systeminstanz mit den Fehlercodes und den möglichen Auswirkungen aktualisiert werden.

Als Konsequenz aus diesen Überlegungen soll eine Fehlersignalisierung den Einfluss eines Fehlers auf das Messergebnis allgemeingültig und sensorunabhängig anzeigen und dies kann nur durch einen einheitlichen Standard für die Fehlersignalisierung erreicht werden. Dazu geeignet ist die im Bereich der Messtechnik sehr häufig eingesetzte Methode der Fehlertoleranzrechnung. Es wird neben dem Schätzwert der Messgröße y eine Messunsicherheit Δy angegeben, in dem sich das Messergebnis mit beispielsweise 95 %iger Sicherheit befindet. Mittels Fehlertoleranzrechnung kann nun bei einem zusammengesetzten Messergebnis $y = f(x_1, x_2, x_3)$ die Gesamtmessunsicherheit $\Delta y_{\text{ges}} = f(x_1, x_2, x_3, \Delta x_1, \Delta x_2, \Delta x_3)$ bestimmt werden.

Diese Methode besitzt in der gesamten Messtechnik eine große Akzeptanz und soll aus diesem Grund auf die Fehlersignalisierung von Sensorsystemen ausgedehnt werden. Detektierte Fehler werden also als zusätzliche Messunsicherheiten betrachtet, woraus sich dynamische Fehlertoleranzgrenzen ergeben. Das Sensorsystem muss somit keine Beurteilung der Messwertakzeptanz über ein Fehlerbit vornehmen. Fällt bei dem Beispiel eines 1 % genauen Drucksensorsystems mit Temperaturkompensation die Temperaturkompensation aus, so steigt die signalisierte Messunsicherheit Δy von 1 % auf beispielsweise 10 %. Detailliertere Statusinformationen, wie z. B. systemspezifische Fehlercodes oder ein Diagnoseprotokoll für Wartungs- und Instandsetzungsarbeiten, können weiterhin auf Anfrage der übergeordneten Systeminstanz übertragen werden.

Auch bei der Ausprägung der Fehlersignalisierung muss gelten, dass diese aus Kostengründen dem Gefahrenpotential und den Merkmalen der Anwendung angepasst wird.

Die Ausgangssignale eines vollausgeprägten eigensicheren Sensorsystems, die an die übergeordnete Systeminstanz übertragen werden, zeigt **Bild 3.12**.

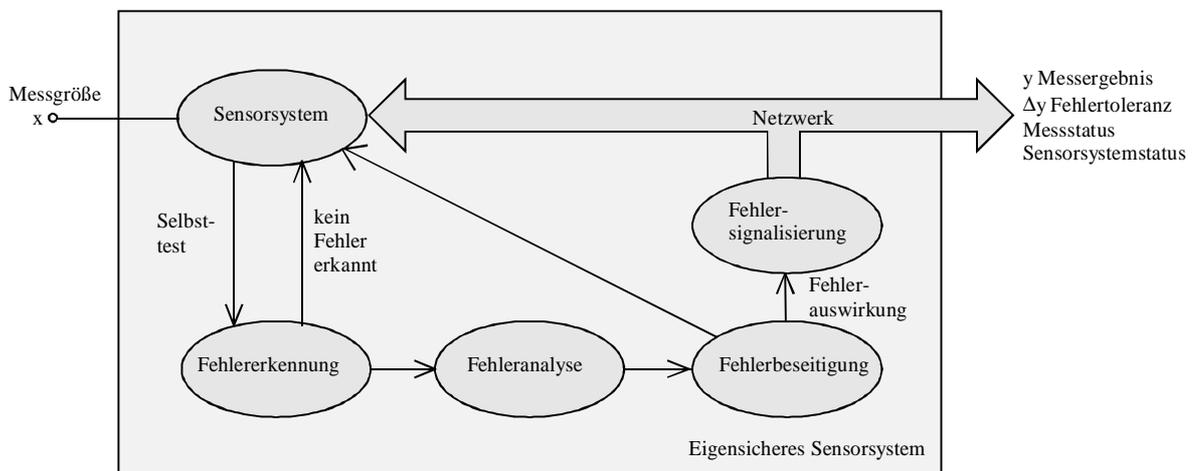


Bild 3.12 Ausgangssignale eines eigensicheren Sensorsystems

Die wichtigsten Signalanteile im Ausgangssignal sind das Messergebnis y in Verbindung mit dessen Messungenauigkeit Δy . Das Messergebnis wird dabei mit der unter den aktuellen Messbedingungen besten Methode gewonnen. Im Fehlerfall wird dazu der Einfluss des Fehlers auf das Messergebnis mittels der von der Fehlerbeseitigung bereitgestellten Methoden minimiert. Diese Stufe generiert auch die Messunsicherheit Δy in Abhängigkeit des Fehlerbeseitigungstatus. Mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit (typischerweise 95 %) liegt das richtige Messergebnis y_r innerhalb des von dem Messergebnis y und der Messunsicherheit Δy bestimmten Intervalls von

$$y - \Delta y \leq y_{true} \leq y + \Delta y . \quad (3.9)$$

Bei Multisensorsystemen werden entsprechend mehrere Messergebnisse y_i und jeweils damit verknüpfte Messunsicherheiten Δy_i übertragen. Zusätzlich wird für jedes Messergebnis ein

Messstatus mit übertragen, der detailliert über die Qualität des Messergebnisses informiert. Dazu gehört beispielsweise, ob das Messergebnis aus einer aktuellen Messung entstanden ist, ob ein vorhandenes Backup-Sensorelement benutzt wird oder ob das Messergebnis aus kurz- oder langfristigen Mittelwerten geschätzt wurde. Dieser Messstatus wird für jedes Messergebnis separat übertragen. Für den Messwertstatus soll gelten, dass dieser unabhängig vom jeweiligen Sensorsystem möglichst allgemeingültig gewählt wird. Der Messwertstatus beurteilt die Qualität jedes einzelnen Messwertes und zeigt an, wie das Messergebnis y und die Messunsicherheit Δy bestimmt wurden. In [37] wurden für den Messwertstatus 6 verschiedene Werte vorgeschlagen, zusätzlich soll hier der Einsatz eines Backup-Sensorelementes mitangezeigt werden.

Fehlerfrei	Das übertragene Messergebnis y ist fehlerfrei und es liegt die höchste Messgüte vor. Im Fall redundanter Kanäle liefern alle das gleiche Ergebnis. Das übertragene Messergebnis basiert auf aktuellen Daten vom Sensorelement. Dieser Status ist gerade in sicherheitskritischen Anwendungen mit höchstem Gefahrenpotential von großem Interesse, denn dieser zeigt die vollständige Funktionsfähigkeit aller redundanten Teilsysteme an. Sobald ein redundantes Sensorelement ausgefallen ist, wird der Status „Sicher“ signalisiert.
Sicher	Das übertragene Messergebnis y ist fehlerfrei. In einem redundanten Sensorsystem kann trotz Ausfall redundanter Sensoren ein eindeutiger Messwert mittels Voter ermittelt werden.
Korrigiert	Das übertragene Messergebnis y wurde wegen leichter Fehler (z. B. Spikes oder anderer Ausreißer) korrigiert. Gleichzeitig wurde der Wert für die Messwertunsicherheit Δy aufgrund der geringeren Messgenauigkeit erhöht.
Backup	Das übertragene Messergebnis y wird nach einem Fehler des eigentlichen Sensorelementes über ein Backup-Sensorelement mit geringerer Genauigkeit ermittelt. Aufgrund der geringeren Genauigkeit ist auch die Messunsicherheit angestiegen.
Schätzung	Dieser Status tritt bei temporären Fehlern auf. Das übertragene Messergebnis y wurde aus vorherigen fehlerfreien Messungen abgeschätzt. Es liegen abnormale Messbedingungen wie z. B. erhöhtes Rauschen vor. Es handelt sich um einen temporären Status, es liegen zu diesem Zeitpunkt noch nicht genügend Anzeichen für einen dauerhaften, ernsthaften Fehler vor. Nach Abschluss weiterer

interner Diagnosen erfolgt der Übergang in einen der anderen Zustände.

Blind Dieser Status tritt bei permanenten Fehlern auf. Das übertragene Messergebnis y wurde aus vorherigen fehlerfreien Messungen abgeschätzt. Das Messergebnis des Sensorsystems ist nicht mehr vertrauenswürdig und es liegt ein bestätigter und fortdauernder Fehlerfall vor. Ein Beispiel hierfür ist das Verlassen des spezifizierten Betriebsbereich bei Überlast oder Sättigung. Es liegt eine teilweise oder vollständige Zerstörung des Sensorsystems vor.

Unüberwacht Das übertragene Messergebnis y wurde nicht überprüft.

Während für jedes Messergebnis y_i separat ein Messwertstatus übertragen wird, wird mit einem Systemstatus der Gesamtzustand des Sensorsystems gekennzeichnet. Auch dieser soll möglichst allgemeingültig mittels standardisierter Kennwerte übertragen werden. Von [37] wurden dazu folgende acht Kennwerte vorgeschlagen:

Normal	Das Sensorsystem arbeitet fehlerfrei unter Normalbedingungen.
Test	Ein Selbsttest wird durchgeführt, wobei die Messergebnisaufnahme behindert werden kann.
Warnung	Es liegt ein möglicher Fehlerzustand oder eine Messunterbrechung durch einen Selbsttest vor.
Schaden	Ein leichter und korrigierbarer Fehler ist aufgetreten oder die Wahrscheinlichkeit eines schweren und nicht korrigierbaren Fehlers ist angestiegen. Mit diesem Zustand erfolgt eine Wartungsanfrage mit geringer Priorität an die übergeordnete Systeminstanz.
Degradation	Das Sensorsystem arbeitet aufgrund eines Fehlers mit geringerer Systemleistung. Es liegt ein permanenter Fehler vor und das übertragene Messergebnis basiert auf aktuellen Daten vom Backup-Sensorelement.
Ausfall	Es liegt ein ernsthafter, nicht behebbarer Fehler vor. Es sind keine Messungen mehr möglich. Dieser Zustand entspricht einer Wartungsanfrage mit höchster Priorität.
Netzwerk	Es liegt ein Fehler in der Sensorsystem-Netzverbindung vor. Die Kommunikation zwischen Sensorsystem und übergeordneter Instanz ist gestört.
Kritisch	Das Sensorsystem befindet sich in einem kritischen Zustand, es liegt beispielsweise Überlast vor. Ein schnelles Eingreifen zur weiteren Schadensbegrenzung ist erforderlich.

Bei der Verwendung eines Messwertstatus und eines Systemstatus kommt es zu einigen Überschneidungen. So kann beispielsweise ein Sensorsystem mit dem Status „Ausfall“ natürlich keine fehlerfreien Messwerte mehr liefern. Dennoch ist der Einsatz beider Statuswerte sinnvoll, weil der Messwertstatus direkt die Qualität jedes einzelnen Messwertes beschreibt und der Systemstatus darüber hinausgehende Informationen speziell zum Sensorsystem liefert.

Eine solche Ausprägung der Fehlersignalisierung ist aus Kostengründen nur bei Anwendungen mit sehr hohem Gefahrenpotential bei Systemausfall zu rechtfertigen. Bei Anwendungen mit darunterliegendem Gefahrenpotential soll neben dem eigentlichen Messergebnis auch die zugehörige Messungenauigkeit mit übermittelt werden.

Nachdem bis zu dieser Stelle die Grundlagen für die Entwicklung eigensicherer Sensorsysteme beschrieben wurde, soll im nächsten Kapitel ein Beispielsensorsystem ohne die Zusatzfunktion „Eigensicherheit“ vorgestellt werden. Erst im Kapitel 5 werden die hier beschriebenen Methoden auf dieses Beispielsensorsystem angewendet.

4 Sicherheitsrelevantes Anwendungsbeispiel: 1 % genaue Absolutdrucksensorfamilie mit zweidimensionaler Kalibration

Für Anwendungen in der industriellen Prozesssteuerung, für Messwerterfassung und -instrumentalisierung und für Automobilanwendungen, wie z. B. Motormanagement, Klimaanlage und Hydrauliksteuerung werden hochgenaue Drucksensorsysteme benötigt. Im folgenden soll eine intelligente Absolutdrucksensor-Familie mit monolithisch integriertem Drucksensorelement, Sensorauslese und einer Signalverarbeitung für Linearisierung und Temperaturkompensation als Ein-Chip-Lösung vorgestellt werden [41] und [42]. Zunächst wird das Sensorsystem prinzipiell vorgestellt, danach werden seine Komponenten beschrieben. Weiterhin wird auf die Kalibration des Systems eingegangen und die erzielten Ergebnisse vorgestellt. Zum Schluss wird die Flexibilität des Systems bezüglich seiner Kennlinieneigenschaften durch Umprogrammierung seiner Kalibrationsdaten anhand einer speziellen Anwendung dargestellt.

4.1 Vorstellung des Drucksensorsystems

Bei dem entwickelten Sensorsystem handelt es sich um ein 1 % genaues Sensorsystem auf Basis der monolithisch integrierten oberflächenmikromechanischen kapazitiven Absolutdrucksensoren des IMS. Die 1 % Genauigkeit auf Grundlage der Grenzpunkteinstellung nach DIN 16086 [5] wird nach einer automatischen und parallelisierbaren und damit kostenoptimierten Kalibration erreicht. Bevor das Blockschaltbild des Drucksensorsystems vorgestellt wird, sollen in tabellarischer Form die besonderen Eigenschaften der Absolutdrucksensor (APS = absolute pressure sensor)-Familie dargestellt werden [43]:

- Absolutdruckmessung bezogen auf das Vakuum
- 1 % Messgenauigkeit nach Kalibration (Grenzpunkteinstellung nach DIN 16086)
- Co-Integration von zwei Sensorarten: kapazitiver Drucksensor und bipolarer Temperatursensor
- Ratiometrische Ausgangsspannung (10 % - 90 % der Betriebsspannung V_{dd})
- zusätzlicher linearer Digitalausgang (Pulshäufigkeitsmoduliertes Binärsignal)
- Fünf Druckbereiche zwischen 0,5 und 350 bar mit fünf Sensor-Typen
- On-Chip EEPROM-Speicher für Kalibrationsdaten und benutzerdefinierbaren Identifier
- Automatische und parallele Kalibration für kostenoptimierte Produktion

Das Blockschaltbild des Drucksensorsystems ist in **Bild 4.1** dargestellt.

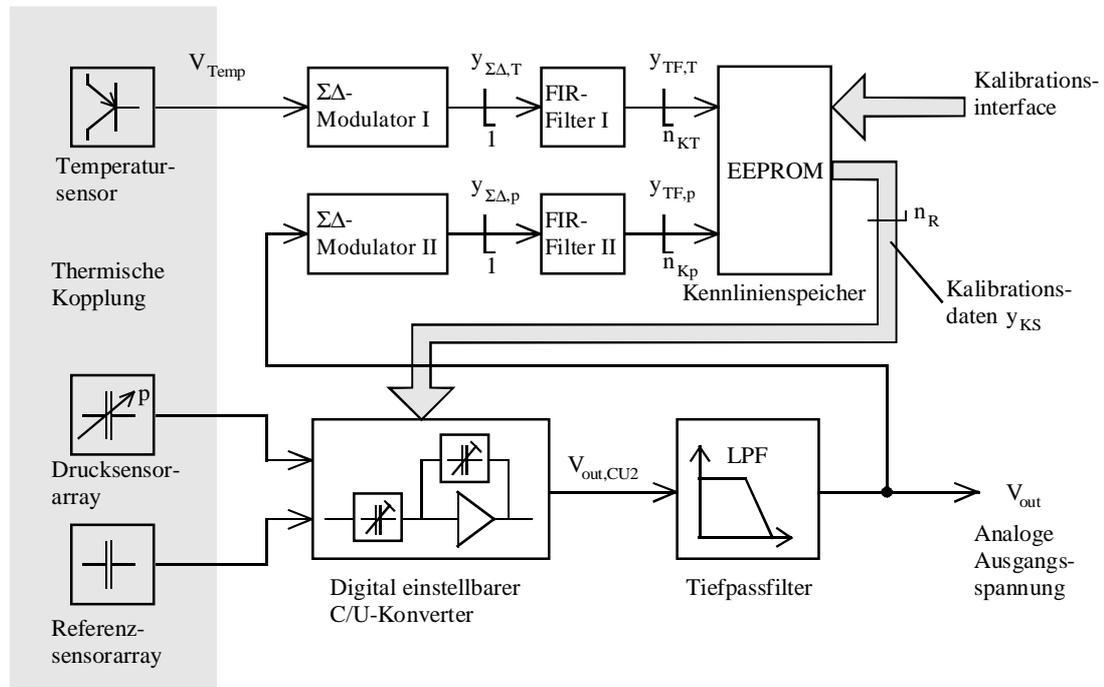


Bild 4.1 Blockschaltbild der APS-Drucksensorfamilie

Die Drucksensorelemente sind als druckabhängige Plattenkondensatoren realisiert, die aus einer unter Druckeinfluss verformbaren Polysiliziumelektrode und einem hochdotierten Siliziumgebiet als Gegenelektrode bestehen. Zur Reduzierung von parasitären Einflüssen werden neben den Drucksensorelementen gleichartig aufgebaute druckunabhängige Referenzelemente mit integriert. Zwischen 20 und 60 Druck- und Referenzelemente werden zur Erhöhung der druckabhängigen Kapazitätsänderung jeweils zu einem Array parallel geschaltet. Fünf APS-Systeme mit unterschiedlichen Drucksensorelementen decken den Druckbereich zwischen 0,5 und 350 bar ab. Die unterschiedlichen Druckbereiche werden allein durch Veränderung des Sensormembrandurchmessers erreicht. Die Differenz zwischen Drucksensor- und Referenzsensorarray wird in einer als C/U-Konverter arbeitenden voll differentiellen SC-Schaltung in eine Spannung $V_{\text{out,CU2}}$ konvertiert. Die Verstärkung und der Offset dieser C/U-Konvertierung sind zur Temperaturkompensation und Linearisierung digital einstellbar. Die zeitdiskrete Ausgangsspannung $V_{\text{out,CU2}}$ dieser Stufe wird mittels eines zeitkontinuierlichen Sallen-Key-Filters dritter Ordnung mit verteilten RC-Elementen tiefpassgefiltert und steht nach einem Ausgangstreiber als analoge ratiometrische zeitkontinuierliche Ausgangsspannung V_{out} zwischen 10 und 90 % der Betriebsspannung V_{dd} zur Verfügung.

Zur Reduzierung des Temperaturganges der Differenzkapazität zwischen Druck- und Referenzsensorarray wird ein Temperatursensor mit integriert, der eine zur absoluten Temperatur proportionale Spannung V_{Temp} aus den Basis-Emitter-Spannungen parasitärer lateraler PNP-Bipolartransistoren mit unterschiedlichen Emitterflächen ableitet. Zur Linearisierung und Temperaturkompensation werden die Spannung des Temperatursensors V_{Temp} und die

Ausgangsspannung V_{out} des Sensorsystems mittels zweier $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung in zwei pulshäufigkeitsmodulierte Binärströme $y_{\Sigma\Delta,T}$ bzw. $y_{\Sigma\Delta,p}$ konvertiert. Zusätzlich zur ratiometrischen Ausgangsspannung steht mit dem $\Sigma\Delta$ -konvertierten Signal der Ausgangsspannung des Sensorsystems auch ein aus dem Chip geführtes lineares und temperaturkompensiertes Digitalsignal zur Verfügung. Zur Generation eines Multibit-Adresswortes zur Ansteuerung eines EEPROMs werden beide Binärströme mittels zweier FIR-Transversalfilter digital gefiltert. Dabei bleibt der linear interpolierende Charakter der $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung erhalten und die Wortbreite steigt jeweils von 1 Bit auf n_{KT} bzw. n_{Kp} Bit an. Die Kompensationskennlinie für die Nichtlinearität und Temperaturabhängigkeit ist an wenigen als Stützstellen bezeichneten Punkten in einem EEPROM abgespeichert und wird durch die digital gefilterten Worte beider $\Sigma\Delta$ -Modulatoren adressiert. Zwischen den Stützstellen liegende Werte werden durch die interpolierenden Eigenschaften der $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung linear approximiert. Die an den Stützstellen gespeicherten Kompensationswerte y_{KS} stellen digital mit einer Wortbreite von n_R Bit die Verstärkung und den Offset des C/U-Konverters ein.

Die Abspeicherung der Kompensationskennlinie erfolgt während des Kalibrationsprozesses über eine serielle Scan-Pfad-Schnittstelle. Diese Schnittstelle erhöht weiterhin die Testbarkeit des Sensorsystems nach der Produktion durch Auswahl verschiedener Testmodi. Nach Beendigung der Kalibration kann das Drucksensorsystem vollständig über eine 3-Draht Leitung betrieben werden.

Im Blockschaltbild der APS-Drucksensorfamilie fehlt aus Gründen der Übersichtlichkeit die Taktgeneration. Ein RC-Oszillator erzeugt einen Takt CLK der Frequenz f_S . Mit diesem Takt werden die beiden FIR-Filter synchronisiert und die beiden Spannungen V_{Temp} und V_{out} von den $\Sigma\Delta$ -Modulatoren abgetastet. In einer weiteren Schaltung wird aus dem Takt ein nichtüberlappender Zwei-Phasen-Takt generiert. Dieser wird für die SC-Schaltungen des C/U-Konverters und der beiden $\Sigma\Delta$ -Modulatoren benötigt.

4.2 Systemkomponenten der APS-Familie

In den nächsten Abschnitten werden die für das in Bild 4.1 vorgestellte Drucksensorsystem benötigten Systemkomponenten einzeln schaltungstechnisch beschrieben und deren wichtigsten Kenngrößen dimensioniert. Zunächst wird auf das Druck und Referenzsensorelement eingegangen und danach der digital einstellbare C/U-Konverter vorgestellt. Es folgt eine Beschreibung des Tiefpassfilters und des zur Kompensation der Querempfindlichkeit notwendigen Temperatursensors. Danach werden die beiden $\Sigma\Delta$ -Modulatoren charakterisiert und es wird auf die Adressierung mittels FIR-Transversalfilter eingegangen. Zum Schluss wird die Programmierbarkeit der Kalibrationsdaten über eine Scan-Pfad-Schnittstelle vorgestellt.

4.2.1 Die kapazitiven Drucksensorelemente

Kernstück eines Druckmesssystems sind die verwendeten Drucksensorelemente und ihre Eigenschaften in Bezug auf ihre Druckabhängigkeit und ihre Querempfindlichkeiten. Zur auf das Vakuum bezogenen Absolutdruckmessung werden Arrays von parallel geschalteten kapazitiven Drucksensorelementen, die aus mechanisch verformbaren Plattenkondensatoren bestehen, eingesetzt. Diese setzen sich aus einer verformbaren Polysilizium-Membran und einer hochdotierten n^+ -Fläche im Silizium als Gegenelektrode zusammen und bilden so einen Plattenkondensator. Die, dem Standard-CMOS-Prozess angepassten, Zusatzschritte gehören zu dem Verfahren der Oberflächen-Mikromechanik, einer planaren Fertigungstechnik zur Herstellung sehr kleiner mikromechanischer Strukturen.

Der Aufbau einer kapazitiven Drucksensorzelle ist in **Bild 4.2a** als Querschnitt dargestellt.

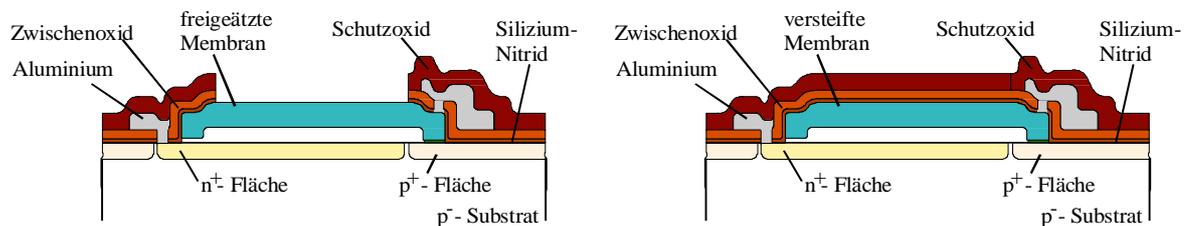


Bild 4.2 a) Kapazitives Drucksensorelement
b) Druckunabhängiges Referenzelement

Nach der Herstellung der feststehenden n^+ -Gegenelektrode durch Ionenimplantation beginnt die Erzeugung des Hohlraumes durch Abscheidung einer Opferschicht aus Siliziumdioxid SiO_2 . Die anschließende Strukturierung erzeugt eine Oxidinsel auf der elektrisch isolierten n^+ -Gegenelektrode. Das nachfolgend mit einem Polysilizium bedeckte Opferoxid wird in einem Nassätzprozess über Ätzkanäle unterhalb der Polysiliziummembran herausgelöst. Der Hohlraum zwischen der Membran und der Gegenelektrode wird in einem Vakuumprozess durch die Abscheidung eines weiteren Oxids verschlossen. Die zur Passivierung benötigte Schicht wird über der Membran entfernt. Zurück bleibt eine druckempfindliche kapazitive Sensorzelle (Kapazität $C_S(p)$), deren Referenzdruck im Inneren das Vakuum ist. Da die druckabhängige Kapazitätsänderung bei einer Sensorzelle sehr klein ist, werden ca. 20 bis 60 solcher Zellen zu einem Array parallel geschaltet. Es werden so Kapazitätsänderungen von beispielsweise 1 pF bei einer Druckänderung von 1 bar auf 5 bar für einen Membrandurchmesser von $2 \cdot r_{\text{sens}} = 70 \mu\text{m}$ erhalten. Neben dem Array aus Druckelementen wird ein Array aus druckunempfindlichen Referenzelementen (Kapazität C_R) hergestellt. Sie unterscheiden sich durch eine verschlossene Membran, d. h. die Membran wurde nach der Passivierung nicht wieder freigeätzt (**Bild 4.2b**). Diese Passivierungsschicht reduziert die druckabhängige Durchbiegung der Membran und damit auch die Druckabhängigkeit der Referenzkapazität um ca. einen Faktor 10 im Vergleich zu dem Drucksensorelement.

Mit dem oben beschriebenen Verfahren werden Absolutdrucksensoren für verschiedene Druckbereiche hergestellt. Die Druckempfindlichkeit und damit verknüpft der Druckbereich können durch geeignete Anpassung des Membrandurchmessers eingestellt werden. Bei Membranen mit einem Durchmesser von ca. $2 \cdot r_{\text{sens}} = 80 \mu\text{m}$ wird ein Druckbereich von einigen bar abgedeckt. Kleine Membrandurchmesser ($2 \cdot r_{\text{sens}} < 25 \mu\text{m}$) decken einen Messbereich bis über 300 bar ab. Aufgrund des geringen Abstandes der Membran zum Substrat ($< 1 \mu\text{m}$) zeigen die kapazitiven Drucksensoren eine sehr große Überlastsicherheit [44]. Bei Erhöhung des Druckes kommt es zu einer stärker werdenden Durchbiegung der Membran und resultierend aus dem geringeren Abstand zwischen beiden Elektroden zu einer Kapazitätserhöhung. Steigt der Druck über den sogenannten Auflagedruck hinaus an, so kommt es zum Aufliegen der Membran auf der Isolationsschicht oberhalb der Siliziumgegenelektrode und dadurch zu einem geringeren Anstieg der Kapazität mit dem angelegten Druck. Weitergehende theoretische Betrachtungen zur Druckabhängigkeit der Druck- und Referenzsensorkapazität befinden sich im Anhang.

Dem Kapazitätshub ist eine vergleichsweise große Grundkapazität überlagert. Diese Grundkapazität bewirkt eine Temperaturabhängigkeit des Kapazitäts-Offsets von $3 \text{ fF} / ^\circ\text{C}$ bis $5 \text{ fF} / ^\circ\text{C}$ bei Hochdrucksensoren [44]. Durch die Differenzmessung der Druck- und Referenzsensorkapazität lässt sich die Temperaturabhängigkeit um mindestens eine Zehnerpotenz reduzieren. Eine signifikante Temperaturabhängigkeit der Drucksensorempfindlichkeit kann bei Hochdrucksensoren nicht festgestellt werden [44]. Bei Niederdrucksensoren für Druckbereiche kleiner als 10 bar kommt es allerdings zu einem stark nichtlinearen Temperaturverhalten. Grund hierfür ist die thermische Ausdehnung der Polysiliziummembran, deren Längenausdehnungskoeffizient bei ca. $\alpha_{\text{l,poly}} = 2,9 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ liegt [45]. Durch die feste Einspannung der Membran am Rand des Sensorelementes kommt es durch die thermische Längenausdehnung zu einer zusätzlichen Durchbiegung der Membran. Es resultiert also bei einer Temperaturerhöhung ein Anstieg der Kapazität des Drucksensorelementes. Neben der systematischen Temperaturabhängigkeit der Grundkapazität treten noch produktionsbedingte, statistisch verteilte Schwankungen vom erwarteten Verhalten auf. Diese gilt es während der Temperaturkalibration nach der Produktionsphase zu eliminieren. Neben der Temperaturempfindlichkeit der Drucksensoren ist die Kapazitätsänderung stark nichtlinear vom angelegten Druck abhängig. Eine lineare Plattenabstandsänderung zwischen Membran und n^+ -Gegenelektrode vom Druck würde zu einem reziproken Verhalten des Kapazität vom Druck führen. Da die Membran rundum am Rand fest eingespannt ist, ist der Abstand zwischen beiden Elektroden eine Funktion vom angelegten Druck und Ort auf der Membran und dies führt zu einer starken Nichtlinearität von ca. 10 %. Detailliertere Betrachtungen zur Kapazitätsabhängigkeit vom angelegten Druck befinden sich im Anhang.

Im Vergleich zu piezoresistiven Drucksensorelementen weisen die oberflächen-mikromechanischen kapazitiven Drucksensorelemente einige Vorteile auf: Die Temperaturabhän-

gigkeit eines piezoresistiven Drucksensors beträgt ca. $-0,15 \text{ \% / K}$ bis $-0,3 \text{ \% / K}$ und ist damit um einen Faktor 30 höher als bei kapazitiven Durcksensoren [44]. Es wird eine geringere Leistungsaufnahme durch die fehlende Sensorauslese mittels Wheatstone-Messbrücke erreicht, der Herstellungsprozess wird durch das fehlendes Wafer-Wafer oder Pyrex-Bonding vereinfacht und es wird ein geringerer Flächenbedarf durch fehlende Rückseitenmembranstrukturierung erzielt. Nachteilig ist die notwendige Linearisierung, die im Fall der APS-Familie On-Chip während einer Kalibration nach dem Herstellungsprozess erfolgt. Piezoresistive Drucksensoren erreichen eine Linearität von ca. $0,2 \text{ \%}$ vom Endwert [44].

4.2.2 Die digital einstellbare C/U-Konvertierung

Die druckabhängige Kapazitätsdifferenz zwischen Druck- und Referenzsensorarray wird in einer zweistufigen SC-Schaltung, die als Sensorauslese arbeitet, in eine massebezogene Spannung konvertiert. Bei der ersten Stufe handelt es sich um einen vollständig differentiellen SC-Verstärker, der für die Aufgabe der Linearisierung und Temperaturkompensation mit einer digital einstellbaren Eingangsspannung angeregt wird und die Funktion der C/U-Konvertierung übernimmt. Zur Verringerung der Störempfindlichkeit ist diese Stufe in Differenzpfadtechnik realisiert. Die zweite Stufe konvertiert die differentielle Ausgangsspannung der ersten Stufe in ein massebezogenes Ausgangssignal, wobei der Signalhub so hoch ist, dass eine genügend hohe Störsicherheit vorliegt und somit diese Stufe nicht differentiell betrieben werden muss. In dieser Stufe erfolgt mit zwei digital einstellbaren Kondensatoren die Offsetkompensation zwischen Druck- und Referenzsensorarray. Beide Stufen benötigen einen nichtüberlappenden Zweiphasentakt der Frequenz f_s , der mittels eines mitintegrierten RC-Taktgenerators erzeugt wird (siehe Kapitel 4.2.8). Bei den nachfolgenden Betrachtungen wird häufig die Abtastperiodendauer T_s benutzt, die gleich dem Kehrwert der Taktfrequenz f_s ist.

Die Auswertung der Druck- und Referenzsensorarrays wird in der ersten Stufe vorgenommen, dessen Blockschaltbild ist in **Bild 4.3** dargestellt.

Die Schaltung der ersten Stufe des C/U-Konverters stellt einen SC-Verstärker dar, in dessen verstärkungsbestimmenden Rückkoppelzweigen sich zwei Parallelschaltungen aus den Drucksensorkondensatorarrays C_S , den Referenzsensorkondensatorarrays C_R und den Festkondensatoren C_2 befinden. Die Festkondensatoren und die Drucksensorkondensatoren sind parallel geschaltet, während die Referenzsensorkondensatoren ausgangsseitig mit dem entgegengesetzten Zweig der Differenzpfadschaltung verbunden sind. Ihre Kapazität geht daher negativ in die Berechnung der Verstärkung ein. Durch die Lage der Druck- und Referenzsensorkapazität im Rückkoppelast der SC-Schaltung gehen diese im Nenner der Übertragungsfunktion ein. Durch die Differenzbildung bei der C/U-Konvertierung werden die technologiebedingten Exemplarstreuungen und die Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung erheblich reduziert.

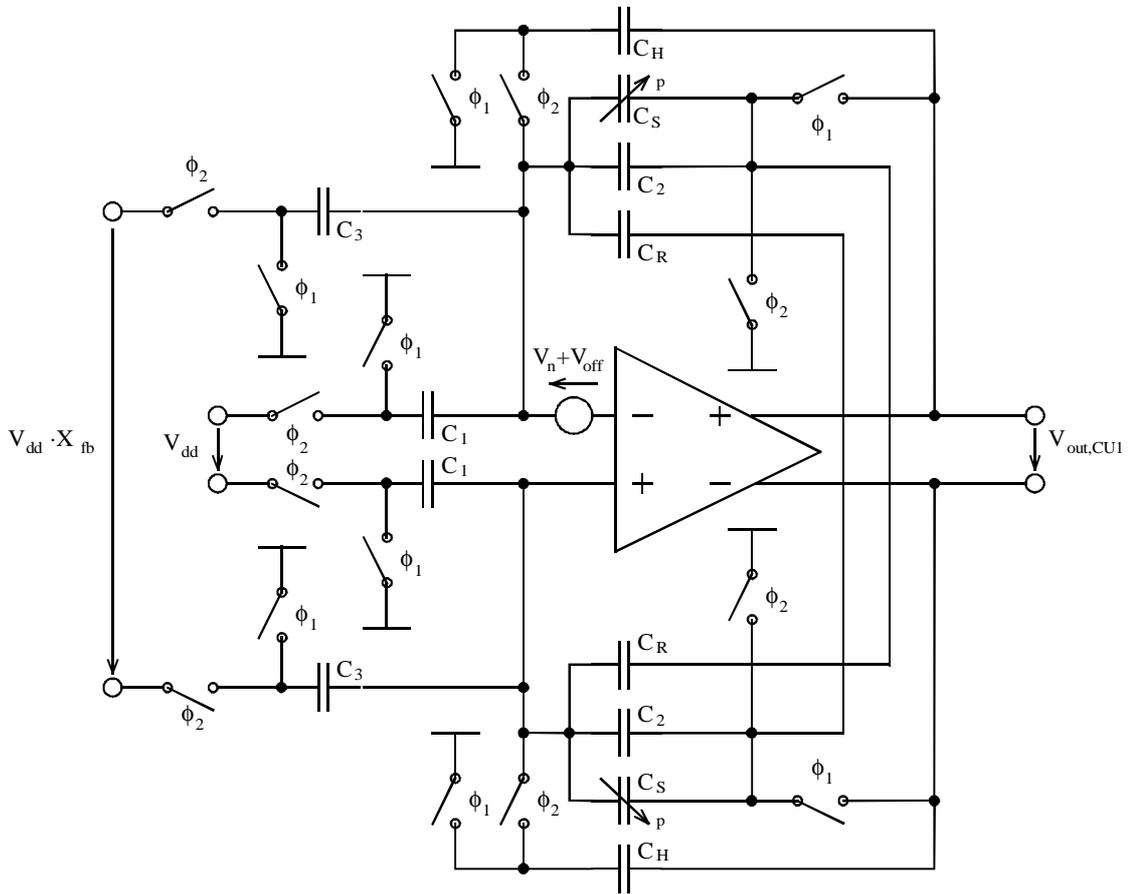


Bild 4.3 Der digital einstellbare C/U-Konverter (erste Stufe)

In den Eingangszweigen des C/U-Konverters befinden sich zwei Parallelschaltungen aus jeweils zwei Festkondensatoren C_1 und C_3 , wobei der Kondensator C_1 fest an der Versorgungsspannung V_{dd} und der Kondensator C_3 an einer für die Linearisierung und Temperaturkompensation digital einstellbaren Spannung $V_{dd} \cdot X_{fb}$ liegt. Die Einstellung des Faktors X_{fb} erfolgt als Abgriff von einem resistiven programmierbaren Spannungsteiler, der die Betriebsspannung V_{dd} in 64 Stufen unterteilt und somit die geforderte maximale Kennlinienabweichung von $\pm 1,0\%$ nach der Kalibration erreicht. Die Anregung des C/U-Wandlers mit der Betriebsspannung V_{dd} bewirkt ein ratiometrisches Verhalten der Ausgangsspannung $V_{out,CU1}$. Der Einsatz einer ratiometrischen Übertragungsfunktion ist dann sinnvoll, wenn der Sensorausgang mit einem A/D-Wandler gekoppelt wird. Bei Verwendung der selben Versorgungsspannung V_{dd} als Referenzspannung für den A/D-Wandler werden Fehler infolge von Versorgungsspannungsschwankungen kompensiert.

Bei dem SC-Verstärker werden durch Verwendung von korrelierter Doppelabtastung (CDS = correlated double sampling) der Offset und das niederfrequente $1/f$ -Rauschen des Operationsverstärkers unterdrückt. CDS ist ein Spezialfall der „Autozero“-Technik (AZ), bei der das niederfrequente Rauschen und der Offset eines Operationsverstärkers während jeder Taktphase zweimal abgetastet werden. Prinzipiell wird die Störgröße (Rauschen und

Offset) abgetastet und wenig später vom gestörten Signal am Eingang oder Ausgang des Operationsverstärkers subtrahiert. Dadurch wird der Gleichanteil (DC-Offset) vollständig ausgeglichen und niederfrequente Störungen hochpassgefiltert, so dass deren Anteile stark unterdrückt werden [46]. Während der Taktphase ϕ_2 werden die Kondensatoren C_1 und C_3 jeweils auf deren Eingangsspannung V_{dd} bzw. $V_{dd} \cdot X_{fb}$ abzüglich einer möglichen Eingangsoffset- und Rauschspannung $V_{off} + V_n$ des Operationsverstärkers aufgeladen. Diese Offset- und Rauschspannung wird während der gleichen Phase auf den Kondensatoren C_2 , C_S und C_R abgespeichert. In der Taktphase ϕ_1 werden die Kondensatoren C_1 und C_3 einseitig auf die analoge Masse V_m und die Kondensatoren C_S , C_R und C_2 in die Rückkopplung geschaltet. Dabei wird die Ladung der Eingangskapazitäten C_1 und C_3 auf die Kondensatoren C_2 , C_S und C_R des Rückkoppelastes verschoben.

Um weiterhin die Anforderungen an den Operationsverstärker bezüglich Leerlaufverstärkung und Slew-Rate gering zu halten, wird die Methode des kapazitiven Rücksetzens (CR = capacitive reseting) eingesetzt. Diese Funktionalität wird durch Einsatz der Haltekapazität C_H im Rückkoppelast des C/U-Konverters erreicht. Der Haltekondensator C_H wird in der Taktphase ϕ_1 auf die Ausgangsspannung $V_{out,1}$ aufgeladen. In der Taktphase ϕ_2 wird dieser in den Rückkoppelast geschaltet. Damit muss der Ausgang $V_{out,CU1}$ in der Haltephase ϕ_2 nicht das Potential der virtuellen Masse annehmen, sondern wird auf dem Potential der Ausgangsspannung während der Taktphase ϕ_1 abzüglich der Offsetspannung V_{off} gehalten. Durch Einsatz des Haltekondensators C_H werden so die Anforderungen an den Operationsverstärker bezüglich Leerlaufverstärkung A_{v0} und Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate) reduziert [47].

Die Übertragungsfunktion des C/U-Konverters lautet unter Berücksichtigung einer endlichen Leerlaufverstärkung A_{v0} des Operationsverstärkers und einer eingangsbezogenen Rausch- und Offsetspannung $V_n + V_{off}$:

$$V_{out,CU1}(z) = \frac{C_1 \cdot V_{dd} + C_3 \cdot V_{dd} \cdot X_{fb} + C_H \cdot V_{off} + \left(a + C_H - a \cdot z^{-\frac{1}{2}} \right) \cdot V_n}{(C_2 + C_S - C_R + C_H) \cdot z^{-\frac{1}{2}} - C_H + \frac{a \cdot (z^{-\frac{1}{2}} - 1) - C_H}{A_{v0}}} \quad (4.1)$$

mit der Abkürzung

$$a = C_1 + C_2 + C_3 + C_S + C_R \quad (4.2)$$

und der komplexen Frequenzvariablen

$$z = e^{j\omega \cdot T_s} . \quad (4.3)$$

Für eine unendliche Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers A_{v0} und unter Vernachlässigung der Rausch- und Offsetspannung $V_n + V_{\text{off}}$ vereinfacht sich die Übertragungsfunktion zu:

$$V_{\text{out,CU1}}(z) = \frac{C_1 + C_3 \cdot X_{fb}}{(C_2 + C_S(p) - C_R) \cdot z^{-\frac{1}{2}}} \cdot V_{dd} \quad (4.4)$$

Die zweite Stufe des C/U-Konverters hat die Aufgabe, die differentielle Ausgangsspannung $V_{\text{out,CU1}}$ der ersten Stufe in eine massebezogene Spannung umzusetzen. Dazu ist die Lage der Abtastzeitpunkte beider Stufen zueinander von entscheidender Bedeutung. Die Ausgangsspannung $V_{\text{out,CU1}}$ der ersten Stufe ist zur Taktphase ϕ_1 gültig und aus diesem Grund muss die zweite Stufe diese Spannung zur gleichen Taktphase ϕ_1 abtasten. Die Ausgangsspannung $V_{\text{out,CU2}}$ der zweiten Stufe ist am Ende der Taktphase ϕ_2 gültig.

Auch die zweite Stufe des C/U-Konverters besitzt die Merkmale der korrelierten Doppelabtastung (CDS) und des kapazitiven Rücksetzens (CR). Das Blockschaltbild dieser Stufe ist in **Bild 4.4** dargestellt.

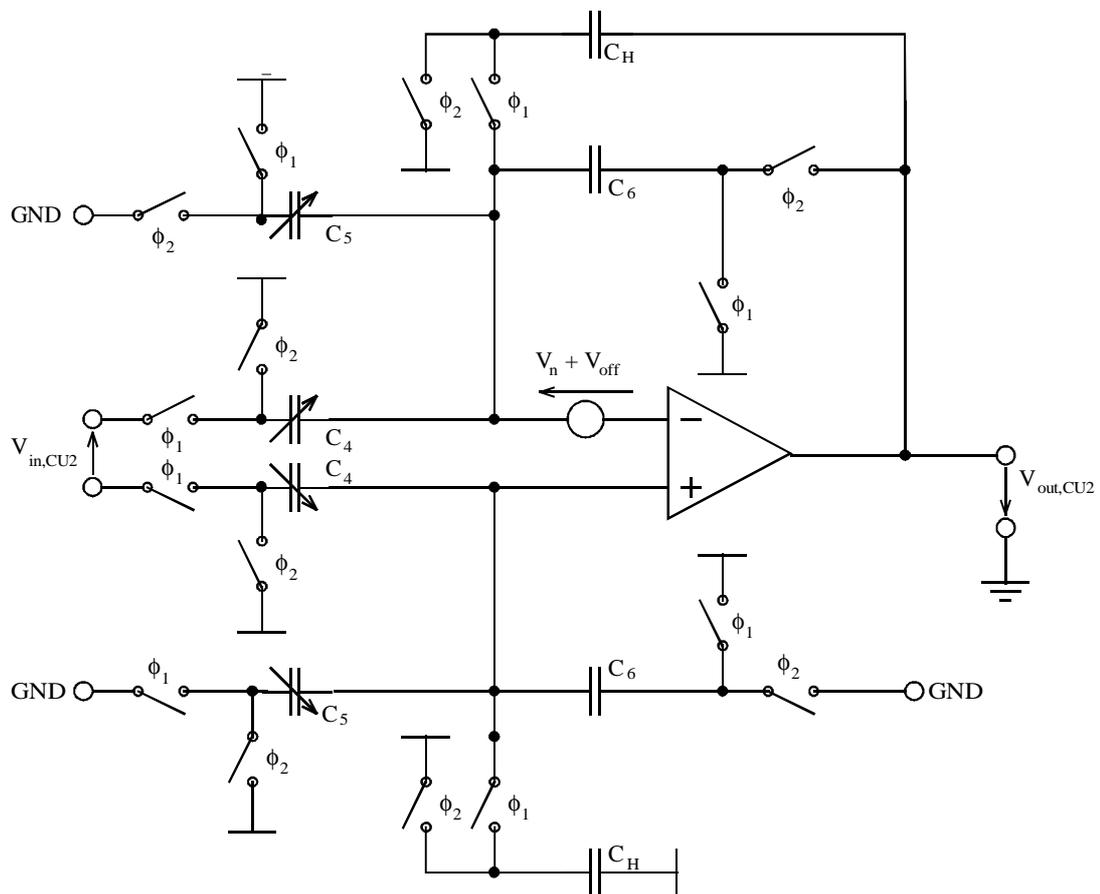


Bild 4.4 Der digital einstellbare C/U-Konverter (zweite Stufe)

Die differentielle Eingangsspannung $V_{in,CU2}$ der zweiten Stufe des C/U-Konverters wird während der Taktphase ϕ_1 auf dem Kondensator C_4 abzüglich der eingangsbezogenen Rausch- und Offsetspannung $V_n + V_{off}$ abgespeichert. Der Rückkoppelkondensator C_6 speichert während der gleichen Taktphase die Rausch- und Offsetspannung ab. Das Massepotential GND wird auf den beiden Kondensatoren C_5 während unterschiedlicher Taktphasen als Differenz zur Mittenspannung V_m abgespeichert, so dass in die Übertragungsfunktion dieser Stufe die doppelte Mittenspannung $2 \cdot V_m = V_{dd}$, gewichtet mit der Kapazität C_5 , eingeht. Während des ersten Kalibrationsschrittes erfolgt durch die beiden programmierbaren Kondensatorarrays C_4 und C_5 in den beiden Eingangszweigen der SC-Verstärkerschaltung ein Grobabgleich des Offsets zwischen Druck- und Referensensorarray und dieser ermöglicht eine auf 5 % genaue Einstellung der Sensorausgangsspannung V_{out} bei Minimal- und Maximaldruck nach dem ersten Kalibrationsschritt.

Die Übertragungsfunktion der zweiten Verstärkerstufe lautet unter Berücksichtigung einer endlichen Leerlaufverstärkung A_{v0} und einer eingangsbezogenen Rausch- und Offsetspannung $V_n + V_{off}$:

$$V_{out,CU2}(z) = \frac{C_5 \cdot V_{dd} - C_4 \cdot V_{in,CU2} \cdot z^{-\frac{1}{2}} + C_H \cdot V_{off} - V_n \cdot \left(b - (b + C_H) \cdot z^{-\frac{1}{2}} \right)}{\frac{b - (b + C_H) \cdot z^{-\frac{1}{2}}}{A_{v0}} + C_6 + C_H - C_H \cdot z^{-\frac{1}{2}}} \quad (4.5)$$

mit der Abkürzung

$$b = C_4 + C_5 + C_6 . \quad (4.6)$$

Auch für die zweite Stufe kann für eine unendliche Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers A_{v0} und unter Vernachlässigung der Rausch- und Offsetspannung $V_n + V_{off}$ eine Vereinfachung der Übertragungsfunktion bestimmt werden:

$$V_{out,CU2}(z) = \frac{C_5(X_2)}{C_6} \cdot U_{dd} - \frac{C_4(X_1)}{C_6} \cdot V_{in,CU2} \cdot z^{-\frac{1}{2}} . \quad (4.7)$$

Die zweite Stufe folgt der ersten, so dass die Eingangsspannung $V_{in,CU2}$ der zweiten Stufe die Ausgangsspannung $V_{out,CU1}$ der ersten Stufe ist. Die Gesamtübertragungsfunktion beider Stufen lautet nach Einsetzen von (Gl. 4.4) in (Gl. 4.7) somit:

$$V_{out,CU2}(p, X_{fb}, X_1, X_2) = \frac{C_5(X_2)}{C_6} \cdot V_{dd} - \frac{(C_1 + C_3 \cdot X_{fb}) \cdot C_4(X_1)}{(C_2 + C_5(p) - C_R) \cdot C_6} \cdot V_{dd} . \quad (4.8)$$

Die Einstellgenauigkeit für die Offsetkorrektur mittels der beiden digital einstellbaren Kondensatoren C_4 und C_5 (Faktor X_1 und X_2) beträgt jeweils 4 bit, die für die digital einstellbare Spannung (Faktor X_{fb}) zur Linearisierung und Temperaturkompensation beträgt 6 bit.

4.2.3 Das Tiefpass-Filter

Die Ausgangsspannung $V_{out,CU2}$ des C/U-Konverters ist bedingt durch den Einsatz der SC-Technik zeitdiskret, d. h. die Ausgangsspannung $V_{out,CU2}$ ändert sich mit der Taktfrequenz f_s . Für eine analoge zeitkontinuierliche Sensorausgangsspannung V_{out} wird diese Spannung mittels eines aktiven zeitkontinuierlichen Sallen-Key Filters dritter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $f_b = 1$ kHz tiefpassgefiltert, so dass sich eine mittlere Systemausgangsspannung V_{out} mit der Bandbreite f_b ergibt. Die Festlegung auf eine Grenzfrequenz von $f_b = 1$ kHz resultiert aus den Anforderungen an die APS-Drucksensorfamilie [48]. Durch die Verwendung zweier $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung für die Linearisierung und Temperaturkompensation wird über die Einstellspannung $V_{dd} \cdot X_{fb}$ das Quantisierungsrauschen der $\Sigma\Delta$ -Modulatoren (siehe Kapitel A4) in den C/U-Konverter eingekoppelt. Bei $\Sigma\Delta$ -Modulatoren M-ter Ordnung steigt durch die Rauschformung der Quantisierungsrauschanteil im Frequenzbereich mit $M \cdot 20$ dB/dec an. Nach Candy [49] muss für eine erfolgreiche Unterdrückung des Quantisierungsrauschens die Ordnung M des verwendeten $\Sigma\Delta$ -Modulators mit der Ordnung M des Tiefpass-Filters übereinstimmen. Danach würde im Fall der APS-Drucksensorfamilie ein Tiefpass-Filter erster Ordnung ausreichen. Durch dessen Filtercharakteristik würde allerdings nur genau der Anstieg des Quantisierungsrauschens unterdrückt werden, so dass daher für eine bessere Unterdrückung des Quantisierungsrauschens ein Tiefpass-Filter dritter Ordnung gewählt wird.

Die Struktur eines Sallen-Key Tiefpassfilters dritter Ordnung mit verteilten RC-Gliedern und dem T-Ersatzschaltbild für diese zeigt **Bild 4.5**.

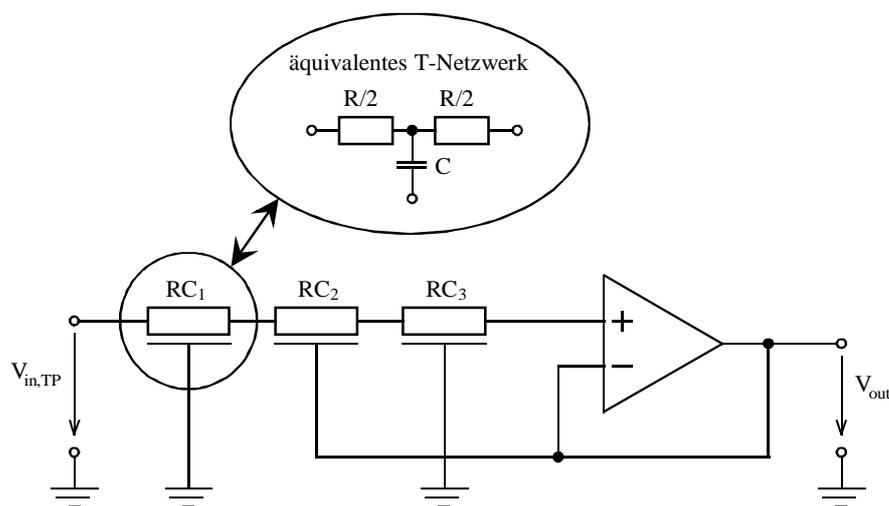


Bild 4.5 Sallen-Key-Tiefpassfilter dritter Ordnung

Im Eingangszweig des Operationsverstärkers sind drei RC-Glieder in Serie verschaltet, die die Filtercharakteristik und die Grenzfrequenz bestimmen. Bei dem ersten und dritten RC-Glied ist jeweils einer der beiden Kondensatoranschlüsse nach Masse und bei dem mittleren RC-Glied ist dieser mit dem Ausgang des Filters verbunden. Diese RC-Glieder können entweder als verteilte RC-Elemente oder als konzentrierte RC-Elemente realisiert werden. Vorteil dieser Tiefpassstruktur ist, dass aktive Filter damit bis zur dritten Ordnung mit nur einem einzigen Operationsverstärker aufgebaut werden können [50].

Die verteilten RC-Glieder (siehe **Bild 4.6**) bestehen aus einer meanderförmigen Polysilizium-Bahn, getrennt durch eine dünne isolierende Siliziumdioxidschicht oberhalb einer n⁺-Diffusionsfläche. Die Polysilizium-Bahn bildet gleichzeitig den Widerstand und eine der beiden Kondensatorelektroden des RC-Gliedes. Die zweite Elektrode des Kondensators wird durch die n⁺-Diffusions-Fläche gebildet. Die Zeitkonstante τ bestimmt sich durch die Festlegung der Länge L und Weite W der Polysilizium-Bahn und den Technologie-Konstanten Square-Widerstand r_{sq} und Kapazitätsbelag c'_{ox} .

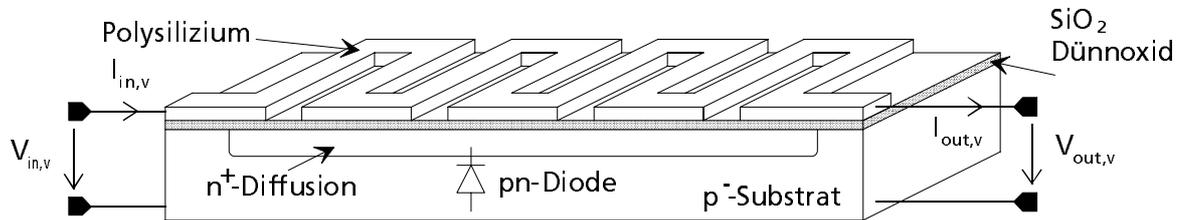


Bild 4.6 Querschnitt durch ein verteiltes RC-Glied [51]

Der Zusammenhang zwischen den Spannungen und Strömen an Ein- und Ausgang eines verteilten RC-Gliedes kann über die Theorie homogener Leitungen berechnet werden [52]. Für die Kettenmatrix K_v eines verteilten RC-Gliedes der Länge L und Weite W gilt mit den Technologieparametern $k_1 = \sqrt{\frac{r_{sq}}{c'_{ox}}}$, $k_2 = \sqrt{r_{sq} \cdot c'_{ox}}$ und der komplexen Frequenz $s = j \cdot \omega$ folgender Zusammenhang:

$$\begin{pmatrix} V_{out,v} \\ I_{out,v} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) & \frac{k_1}{W \cdot \sqrt{s}} \cdot \sinh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) \\ \frac{W \cdot \sqrt{s}}{k_1} \cdot \sinh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) & \cosh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{in,v} \\ I_{in,v} \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

$$= K_v \cdot \begin{pmatrix} V_{in,v} \\ I_{in,v} \end{pmatrix}$$

Typische Werte für den Squarewiderstand r_{sq} liegen bei $r_{sq} = 20 \Omega / \square$ und für den Kapazitätsbelag bei $c'_{ox} = 0,72 \mu F / mm^2$. Zur Festlegung der benötigten Zeitkonstante stehen bei

einer bestimmten Technologie nur die Länge L und die Weite W zur Verfügung, da die beiden Technologieparameter k_1 und k_2 mit der Wahl der Technologie feststehen.

Ein konzentriertes RC-Glied besteht auch aus einer meanderförmigen Polysiliziumbahn als Widerstand, allerdings liegt unter dieser Widerstandsbahn kein n^+ -Diffusionsgebiet und somit bildet sich keine Kapazität zwischen der Polysiliziumbahn und darunterliegenden Gebieten aus (siehe **Bild 4.7**). Der Kondensator des RC-Gliedes wird hinter der Polysilizium-Widerstandsbahn durch ein Gebilde aus einem Polysilizium-Siliziumdioxid- n^+ -Diffusionsgebiet gebildet.

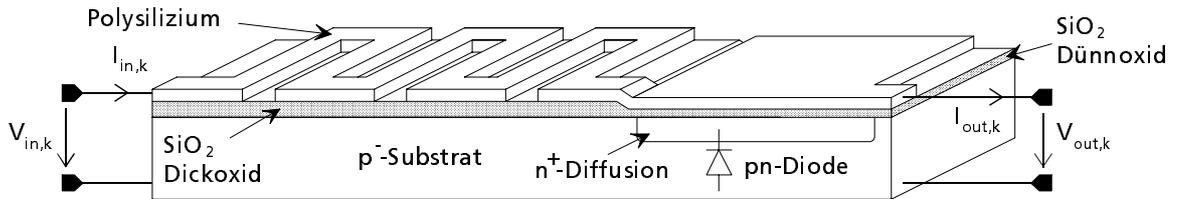


Bild 4.7 Querschnitt durch ein konzentriertes RC-Glied [51]

Auch für ein konzentriertes RC-Glied kann die Kettenmatrix K_k für den Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangsspannungen bzw. -strömen aufgestellt werden:

$$\begin{pmatrix} V_{out,k} \\ I_{out,k} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + s \cdot R \cdot C & R \\ s \cdot C & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{in,k} \\ I_{in,k} \end{pmatrix} = K_k \cdot \begin{pmatrix} V_{in,k} \\ I_{in,k} \end{pmatrix}. \quad (4.10)$$

Mit den Kettenmatrizen aus den Gleichungen (4.9) und (4.10) werden die Übertragungsfunktionen $H_v(s)$ und $H_k(s)$ des verteilten bzw. konzentrierten RC-Gliedes bestimmt:

$$H_v(s) = \left. \frac{V_{out,v}}{V_{in,v}} \right|_{I_{out,v}=0} = \frac{1}{K_{11}} = \frac{1}{\cosh(\sqrt{\tau_v} \cdot s)} \quad (4.11)$$

und

$$H_k(s) = \left. \frac{V_{out,k}}{V_{in,k}} \right|_{I_{out,k}=0} = \frac{1}{K_{11}} = \frac{1}{1 + \tau_k \cdot s} \quad (4.12)$$

mit den Zeitkonstanten

$$\tau_v = L^2 \cdot r_{sq} \cdot c'_{ox} \quad (4.13)$$

und

$$\tau_k = R \cdot C \quad (4.14)$$

Werden beide Übertragungsfunktionen für gleiche Zeitkonstanten $\tau_v = \tau_k$ miteinander verglichen, so ergibt sich eine um den Faktor $\pi^2 / 4$ vergrößerte Grenzfrequenz f_b des verteilten RC-Gliedes im Vergleich zu konzentrierten Elementen. Grund dafür ist die unterschiedliche Lage der dominanten Pole beider Übertragungsfunktionen. Der zweite Unterschied betrifft die Dämpfung beider RC-Glieder: Die Dämpfung des verteilten RC-Gliedes steigt stärker mit der Frequenz an als die des konzentrierten RC-Gliedes, da die Übertragungsfunktion des verteilten RC-Gliedes durch die hyperbolische Kosinusfunktion eine unendliche Anzahl an Polstellen aufweist gegenüber einer einzigen des konzentrierten RC-Gliedes [53].

Die Übertragungsfunktion des Tiefpass-Filters lautet:

$$H_{LPF}(s) = \frac{1}{B_1 \cdot [C_2 \cdot (A_3 - 1) + A_2 \cdot C_3] + A_1 \cdot [A_2 \cdot (A_3 - 1) + B_2 \cdot C_3 + 1]} \quad (4.15)$$

mit den Faktoren für den Fall des Tiefpass-Filters mit verteilten RC-Gliedern

$$\begin{aligned} A_{n,v} &= \cosh(L_n \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) \\ B_{n,v} &= \frac{-k_1}{W_n \cdot \sqrt{s}} \cdot \sinh(L_n \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) \quad . \\ C_{n,v} &= \frac{-W_n \cdot \sqrt{s}}{k_1} \cdot \sinh(L_n \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Die Übertragungsfunktion eines Sallen-Key-Tiefpasses mit konzentrierten RC-Gliedern wird dadurch erhalten, dass in Gleichung (4.15) die Faktoren A_n , B_n und C_n durch die entsprechenden Faktoren aus der Kettenmatrix des T-Ersatzschaltbildes ersetzt werden. Diese lauten:

$$\begin{aligned} A_{n,k} &= 1 + \frac{s \cdot R_n \cdot C_n}{2} \\ B_{n,k} &= R_n + \frac{s \cdot R_n^2 \cdot C_n}{4} \\ C_{n,k} &= s \cdot C_n \end{aligned} \quad (4.17)$$

und

$$\begin{aligned} R_n &= r_{sq} \cdot \frac{L_n}{W_n} \quad . \\ C_n &= c'_{ox} \cdot L_n \cdot W_n \end{aligned} \quad (4.18)$$

Beim klassischen Filterentwurf wird der Nenner der erhaltenen Übertragungsfunktion mit einem charakteristischen Polynom $P(s)$ verglichen:

$$P(s) = \prod_i \left(1 + a_i \cdot \left(\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_g} \right) + b_i \cdot \left(\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_g} \right)^2 \right). \quad (4.19)$$

Die Koeffizienten dieses Polynoms sind für unterschiedliche Ordnungen und Filtercharakteristiken in Tabellenwerken zusammengefasst.

Durch den Einsatz verteilter RC-Glieder wird ein steilerer Anstieg der Dämpfung im Sperrbereich des Tiefpasses als im Vergleich zum Einsatz von konzentrierten RC-Gliedern erreicht. Ein weiterer Vorteil, der sich durch die Verwendung von verteilten RC-Gliedern ergibt, ist die höhere Störsignalunterdrückung durch kapazitive Einkopplungen über das Substrat, denn die mit Masse verbundene niederohmige n⁺-Elektrode schirmt die Polysiliziumbahn gegenüber Einstrahlungen ab. Durch Verwendung von verteilten RC-Gliedern verringert sich schließlich die benötigte Chipfläche [54].

4.2.4 Der Temperatursensor

Zur Kompensation der Querempfindlichkeit Temperatur ist ein Temperatursensor mitintegriert, der eine zur absoluten Temperatur T proportionale Spannung V_{Temp} aus den Basis-Emitterspannungen parasitärer lateraler PNP-Bipolartransistoren mit unterschiedlichen Emitterflächen ableitet. Bei der CMOS-Technologie können PNP-Transistoren nur durch geschickte Anordnung der entsprechenden Dotierungen erhalten werden. Die so entstandenen Bipolartransistoren sind hinsichtlich ihrer Parameter nicht optimiert, so dass diese Art von Transistoren als parasitär bezeichnet werden. Dennoch besitzt diese Art von Temperatursensoren den Vorteil, dass sie monolithisch integrierbar sind im Gegensatz zu speziellen temperaturabhängigen Widerständen, die beispielsweise mit Hilfe einer Wheatstone-Messbrücke ausgelesen werden [55].

In **Bild 4.8** ist der realisierte Temperatursensor schematisch dargestellt:

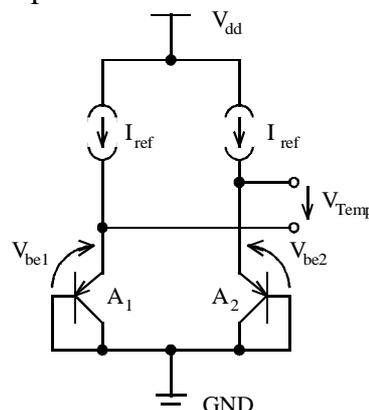


Bild 4.8 Temperatursensor mit PNP-Bipolartransistoren

Die temperaturabhängige Basis-Emitter-Spannung V_{BE} eines Bipolartransistors der Emitterfläche A_E kann mittels der Ebers-Moll-Gleichungen beschrieben werden [56]:

$$V_{BE}(T, A_E) = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S(T, A_E)}\right). \quad (4.20)$$

Dabei bezeichnen I_C den Kollektorstrom und I_S den Sättigungsstrom des Transistors. Durch Einprägung eines konstanten Stroms I_{ref} in den Emitter eines PNP-Transistor lässt sich schon ein einfacher Temperatursensor durch Auswertung der Basis-Emitter-Spannung V_{BE} realisieren. Die Linearität eines solchen Temperatursensors ist durch die Temperaturabhängigkeit des eingepprägten Emitterstroms I_{ref} und des Sättigungsstroms I_S sehr gering. Die Temperaturabhängigkeit des Sättigungsstroms wird wie folgt in Abhängigkeit seiner Bauelement-Parameter modelliert [57]:

$$I_S(T, A_E) = \frac{q \cdot A_E \cdot n_i^2 \cdot \bar{D}_p}{Q_B} = B \cdot n_i^2 \cdot \bar{D}_p = B' \cdot n_i^2 \cdot T \cdot \bar{\mu}_p. \quad (4.21)$$

Für eine Näherung sollen dabei die Intrinsickonzentration n_i und die mittlere Ladungsträgerbeweglichkeit $\bar{\mu}_p$ als temperaturkonstant angesehen werden.

Einen linearen Temperatursensor wird durch die Auswertung der Differenz der Basis-Emitter-Spannungen ΔV_{BE} zweier PNP-Transistoren mit unterschiedlicher Emitterfläche A_{E1} und A_{E2} erreicht. Wird in beide Transistoren der gleiche Emitterstrom I_{ref} mit Hilfe einer Referenzstromquelle eingeppräg, so kürzen sich der eingepprägte Emitterstrom I_{ref} und, bis auf die Emitterflächen A_{E1} und A_{E2} , die Anteile der Sättigungsströme I_{S1} und I_{S2} heraus. Es ergibt sich für die Temperatursensorspannung $V_{Temp}(T)$:

$$V_{Temp}(T) = V_{BE}(T, A_{E1}) - V_{BE}(T, A_{E2}) = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{A_{E2}}{A_{E1}}\right). \quad (4.22)$$

Über das Emitterflächenverhältnis wird die Steigung der Temperatursensorspannung mit der Temperatur eingestellt. Im beschriebenen Drucksensorsystem wird ein Verhältnis der Emitterflächen $A_{E1} : A_{E2}$ von 1 : 10 benutzt.

Für die $\Sigma\Delta$ -Modulatoren der nachfolgenden Stufen wird eine temperaturstabile Referenzspannung V_{ref} benötigt. Diese lässt sich analog zum Prinzip der Temperaturspannung des Temperatursensors durch geschickte Summation der Basis-Emitter-Spannungen unterschiedlich großer PNP-Transistoren gewinnen:

$$V_{ref}(t) = V_{BE}(T, A_{E1}) - V_{BE}(T, A_{E2}) + C_0 \cdot V_{BE}(T, A_{E1}). \quad (4.23)$$

Damit diese Referenzspannung V_{ref} temperaturstabil wird, muss gelten:

$$\frac{dV_{ref}(T)}{dT} = 0 \quad (4.24)$$

Der Gewichtungsfaktor C_0 wird zum Erreichen der Temperaturkonstanz entsprechend der technologischen Bauelemente-Parameter gewählt. Für ein Flächenverhältnis von 1 : 10 zwischen den Emitterflächen ergibt sich der Faktor C_0 zu:

$$C_0 = - \frac{\frac{d}{dT}(V_{BE}(T, A_{E1}) - V_{BE}(T, A_{E2}))}{\frac{d}{dT}V_{BE}(T, A_{E1})} \approx -0,125 \quad (4.25)$$

Durch das besondere Kalibrationskonzept dieses Drucksensorsystems, das auf das Anfahren fester Absoluttemperaturen verzichtet, kommt es bei der Temperaturkompensation nicht auf einen besonders linearen Temperatursensor an.

Die gewichteten Anteile der Bipolarspannungen werden in der Integratorstufe des entsprechenden $\Sigma\Delta$ -Modulators mittels einer SC-Schaltung aufsummiert.

4.2.5 Die $\Sigma\Delta$ -Modulatoren

Zur Linearisierung und Temperaturkompensation werden die Ausgangsspannungen des Drucksensorsystems V_{out} und die des Temperatursensors V_{Temp} unter Verwendung zweier $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung in zwei pulshäufigkeitsmodulierte Binärsignale $y_{\Sigma\Delta,T}$ und $y_{SD,p}$ gewandelt. A/D-Konverter basierend auf $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erreichen ohne Einsatz hochgenauer Analogkomponenten einen hohen Signal/Rauschabstand SNR durch die Verwendung von Überabtastung, Interpolation und Rauschformung („noise shaping“). Deshalb eignen sich $\Sigma\Delta$ -Modulatoren besonders für die Realisierung in einer CMOS-Technologie.

Das Blockschaltbild eines A/D-Konverters, der aus einem zeitdiskreten $\Sigma\Delta$ -Modulator erster Ordnung und nachfolgenden Dezimator besteht, zeigt **Bild 4.9**:

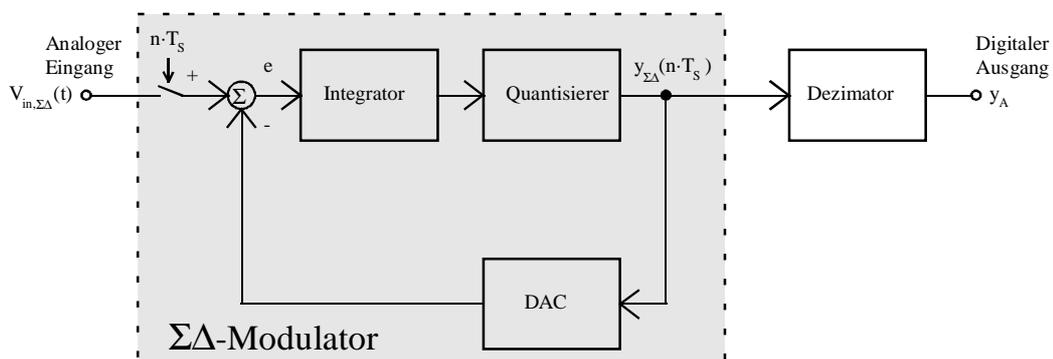


Bild 4.9 Blockdiagramm eines A/D-Konverters mit $\Sigma\Delta$ -Modulator 1. Ordnung

Der $\Sigma\Delta$ -Modulator setzt sich aus einer Regelschleife zusammen, die einen Integrator, einen niedrig auflösenden A/D- und einen D/A-Konverter beinhaltet. Die auf das Frequenzintervall $[0..f_b]$ begrenzte analoge Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}(t)$ wird mit der Abtastfrequenz f_s des RC-Taktoszillators hoch überabgetastet und gelangt über eine Summationsstelle auf einen Integrator. Die am Integratorausgang vorliegende Spannung wird quantisiert. Meistens handelt es sich bei dem verwendeten Quantisierer um einen Komparator. Als Ausgangssignal des $\Sigma\Delta$ -Modulators wird ein hochfrequentes, aber niedrigaufgelöstes Digital-signal $y_{\Sigma\Delta}(n \cdot T_s)$ erhalten. Dieses wird im Rückkoppelzweig mittels eines D/A-Konverters in eine analoge Spannung gewandelt, zur Summationsstelle geführt und dort von der abgetasteten Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}(n \cdot T_s)$ subtrahiert. Diese Art der Rückkopplung erzwingt, dass das gemittelte Ausgangssignal dem Mittelwert der Eingangsspannung folgt. Jede Differenz wird über den Integrator aufsummiert und somit direkt korrigiert. Zur Erzeugung des hochaufgelösten Digitalausgangs y_A des A/D-Konverters wird ein Dezimator eingesetzt, der aus einem digitalen Tiefpassfilter mit nachgeschalteten Abtaster besteht. Der Dezimator mittelt die Modulatorausgangswerte $y_{\Sigma\Delta}(n \cdot T_s)$ über eine Nyquistperiode der Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}(t)$. In dieser Arbeit werden $\Sigma\Delta$ -Modulatoren nicht zur hochaufgelösten A/D-Konvertierung eingesetzt, sondern deren interpolierende Eigenschaften werden zur stückweisen linearen Approximation von Kennlinien benutzt. Daher folgt bei diesen Anwendungen hinter dem $\Sigma\Delta$ -Modulator kein Dezimator, sondern nur ein FIR-Filter. Dieses FIR-Filter wird zur Generation eines Multibit Adresswortes y_{TF} aus dem Binärstrom des $\Sigma\Delta$ -Modulators benötigt.

Wird als Quantisierer ein Komparator benutzt, so vereinfacht sich der D/A-Konverter zu einem Umschalter zwischen einer positiven und negativen Referenzspannung V_{ref} . Für einen stabilen Betrieb des $\Sigma\Delta$ -Modulators muss die analoge Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}(t)$ zwischen der negativen und positiven Referenzspannung V_{ref} liegen, da es sonst zu einem konstanten, nichtverschwindenden Differenzsignal e als Eingang für den nachfolgenden Integrator kommt. Weitergehende Betrachtungen zu $\Sigma\Delta$ -A/D-Konvertern befinden sich im Kapitel A4. Die Überabtastrate der $\Sigma\Delta$ -Modulatoren bestimmt sich für die APS-Drucksensorfamilie mit einer Abtastfrequenz von $f_s = 212 \text{ kHz}$ und einer Grenzfrequenz der Tiefpassfilters von $f_b = 1 \text{ kHz}$ zu

$$OSR = \frac{f_s}{2 \cdot f_b} = 106. \quad (4.26)$$

Die analogen Funktionen Subtraktion und Integration werden zeitdiskret mit einer SC-Schaltung realisiert. **Bild 4.10** zeigt die SC-Schaltung eines $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung.

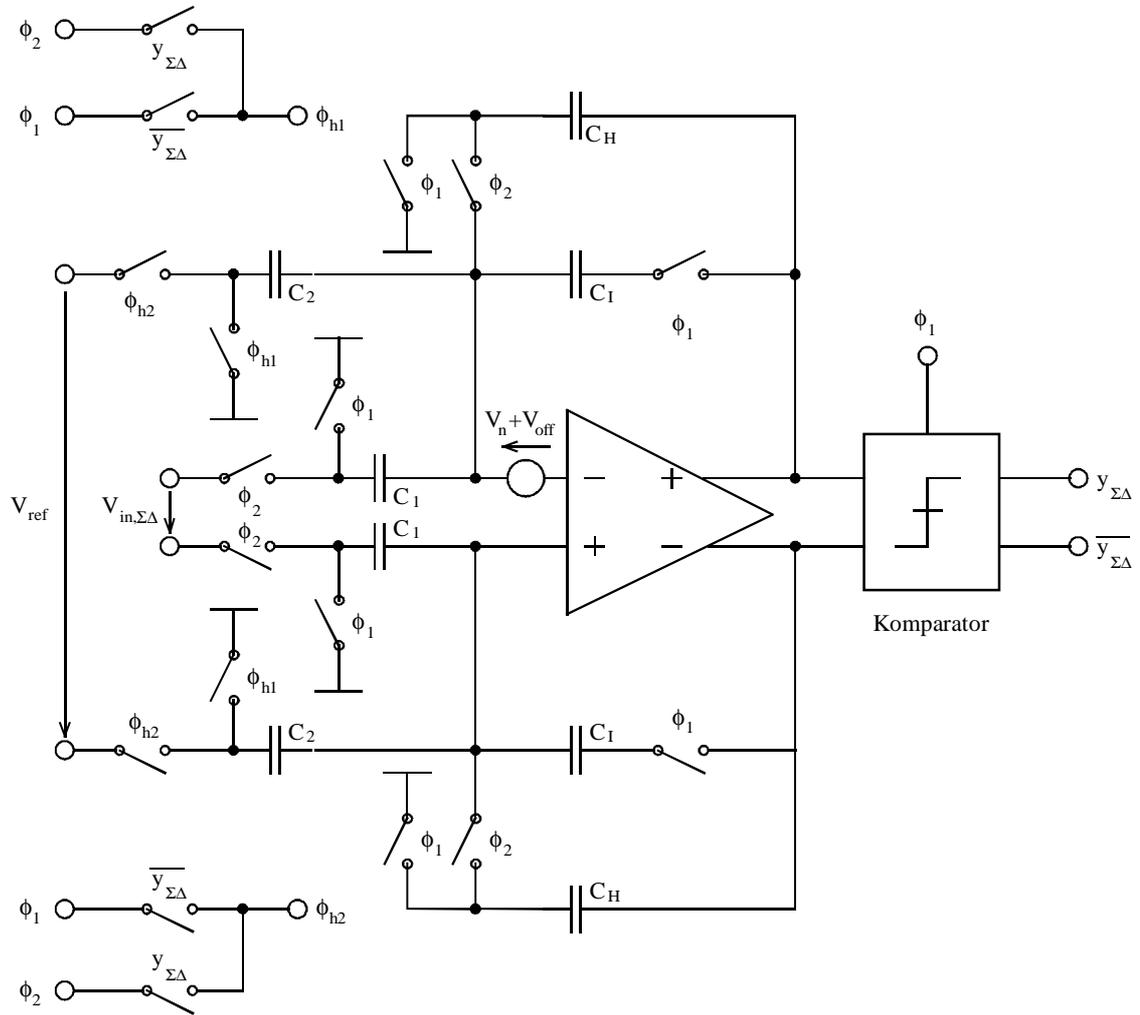


Bild 4.10 SC-Schaltung des $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung

Im Folgenden soll kurz die Funktionsweise dieser SC-Schaltung erläutert werden. Die Aufgabe der Schaltung besteht darin, die Differenz zwischen der abgetasteten Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}(n \cdot T_S)$ und der in Abhängigkeit vom logischen Wert des $\Sigma\Delta$ -Modulators $y_{\Sigma\Delta}$ zurückgekoppelten positiven oder negativen anlogenen Referenzspannung $+V_{ref}$ bzw. $-V_{ref}$ zu bilden. Auf eine negative Referenzspannung $-V_{ref}$ kann verzichtet werden, wenn das Differenzsignal e durch eine umschaltbare Summation oder Subtraktion zwischen der abgetasteten Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}(n \cdot T_S)$ und der positiven Referenzspannung $+V_{ref}$ gebildet wird. Bei einer logischen „Eins“ am Komparator-Ausgang $y_{\Sigma\Delta} = 1$ wird die Differenz zwischen beiden Spannungen $V_{in,\Sigma\Delta}(n \cdot T_S) - V_{ref}$ gebildet, bei einer logischen „Null“ am Komparator-Ausgang $y_{\Sigma\Delta} = 0$ werden beide Spannungen $V_{in,\Sigma\Delta}(n \cdot T_S) + V_{ref}$ addiert. Die Umschaltung der Funktion der SC-Schaltung zwischen Summation und Subtraktion erfolgt durch Einführung eines Zwei-Phasen-Hilfstaktes ϕ_{h1} und ϕ_{h2} . Dieser wird durch eine Umschaltung aus dem eigentlichen Zwei-Phasen-Takt gewonnen. Liegt am $\Sigma\Delta$ -Modulatorausgang eine logische „Eins“ ($y_{\Sigma\Delta} = 1$) an, so sind beide Zwei-Phasen-Takte gleich, d. h. $\phi_{h1} = \phi_1$ und $\phi_{h2} = \phi_2$. Im Fall einer logischen „Null“ am $\Sigma\Delta$ -Modulatorausgang ($y_{\Sigma\Delta} = 0$) werden die Phasen des

Hilfstaktes vertauscht, d. h. $\phi_{h1} = \phi_2$ und $\phi_{h2} = \phi_1$. Die umschaltbaren Hilfstakte ϕ_{h1} und ϕ_{h2} wirken auf die Eingangsschalter der Kondensatoren C_2 , mit denen die Referenzspannung V_{ref} abgetastet wird. Während der Taktphase ϕ_2 wird die analoge Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}$ abgetastet und auf den Kondensatoren C_1 abgespeichert. In Taktphase ϕ_1 erfolgt dann die Integration der Differenz oder aber der Summe der beiden Spannungen $V_{in,\Sigma\Delta}$ und V_{ref} . Der der SC-Schaltung folgende Komparator wertet die Ausgangsspannung am Ende der Integrationsphase ϕ_1 aus und bestimmt somit das digitale Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta}(n \cdot T_S)$ des $\Sigma\Delta$ -Modulators.

Eine geeignete Darstellung für das pulshäufigkeitsmodulierte Ausgangssignal des $\Sigma\Delta$ -Modulators $y_{\Sigma\Delta}$ ist dessen Bitdichte BD , d. h. das Verhältnis von logischen „Einsen“ und „Nullen“ gemittelt über eine feste Anzahl N_{mittel} an Takten. Die Definition der Bitdichte lautet:

$$BD = 100\% \cdot \frac{1}{N_{mittel}} \cdot \sum_{l=1}^{N_{mittel}} y_{\Sigma\Delta}(l \cdot T_S). \quad (4.27)$$

Für den Temperatur- und Druck- $\Sigma\Delta$ -Modulator ergeben sich folgende gemessenen Abhängigkeiten der Bitdichte BD_{T-SDM} bzw. BD_{P-SDM} von der Temperatur T bzw. der Ausgangsspannung V_{out} des APS-Systems:

$$BD_{T-SDM} = 37,4\% + 0,3 \frac{\%}{^\circ\text{C}} \cdot T \quad (4.28)$$

$$BD_{P-SDM} = 1,1\% + 19,2 \frac{\%}{\text{V}} \cdot V_{out} \quad (4.29)$$

Bei den Messungen wurde die Bitdichte BD jeweils über $N_{mittel} = 2^{17}$ Takte ermittelt.

4.2.6 Der EEPROM-Speicher

Zur Speicherung der Kompensationskurve für die Nichtlinearität und die Temperaturabhängigkeit werden elektrisch lösch- und beschreibbare nichtflüchtige Speicher benötigt. In dem für diese Drucksensordfamilie benutzten CMOS-Prozess wird ein „Floating-Gate-Transistor“ als nichtflüchtiges Speicherelement zur Verfügung gestellt.

Zur Speicherung der Kalibrationsdaten und eines benutzerdefinierbaren Identifiers werden zwei Arten von Speichern eingesetzt: Für die Offsetkorrektur und den Identifier wird ein linearer Latch-Speicher und für die Linearisierung und Temperaturkompensation ein EEPROM-Array eingesetzt. Die Speicherwordbreite beträgt für die Offsetkorrektur 8 bit, für den Identifier 32 bit und für die Linearisierung und Temperaturkompensation 6 bit bei 96 Adressen.

Das Blockschaltbild des EEPROM-Speichers zeigt **Bild 4.11**.

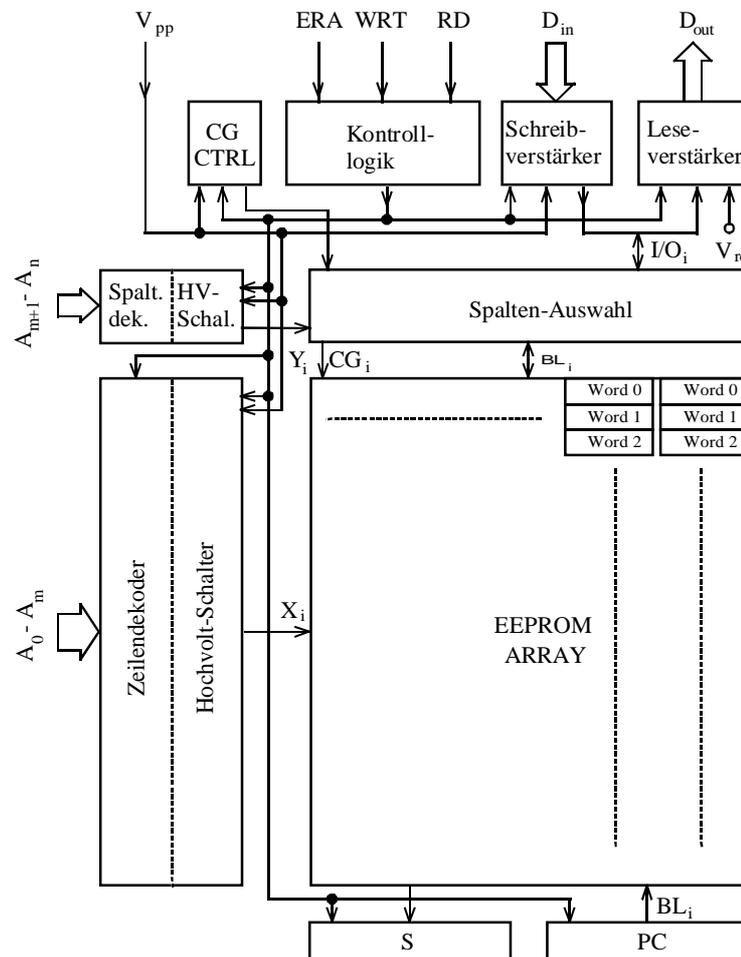


Bild 4.11 Blockschaltbild des EEPROM-Speichermoduls [58]

Für die Ansteuerung des EEPROM-Speichers werden die Adressleitungen $A_0 - A_n$, die Datenleitungen D_{in} und D_{out} und die Steuerleitungen ERA (Löschen), WRT (Schreiben) und RD (Lesen) benötigt. Für die Programmierung des EEPROM-Speichers wird eine Hochvoltspannung von ca. $V_{pp} \approx 16 \text{ V}$ benötigt. Über die Adressleitungen $A_0 - A_n$ wird das entsprechende Datenwort ausgewählt und im Betriebsmodus $ERA = 1$ gelöscht. Im Schreibmodus $WRT = 1$ wird das Datenwort am Dateneingang D_{in} in den Speicher übernommen und im Lesemodus $RD = 1$ über den Datenbus D_{out} ausgegeben.

Der EEPROM-Speicher besteht aus einem Array von Floating-Gate Speichertransistoren, einem Adressdeko­der und einem Spaltendekoder. Dabei ist das Kernelement die Speicher­matrix, die in 2^{n+1} Speicherworten mit den Adressleitungen $A_0 - A_n$ und in 2^{n-m} Spalten aus jeweils 2^{m+1} Zeilen angeordnet ist. Über die Wahl von m und n kann ein nahezu beliebiges Seitenverhältnis der Speicher­matrix im Chiplayout festgelegt werden [58]. Die gewünschte Zeile der Speicher­matrix wird über einen Zeilendekoder ausgewählt, der aus den beiden Komponenten Ansteuerlogik und Hochvolt-Schalter besteht. Eine 5 V-Logik übernimmt dabei die Dekodierung der Adressinformationen $A_0 - A_n$. Zur direkten Ansteuerung der Floating-Gate-Transistoren muss dieser 5 V-Logikpegel mit Hilfe der Hochvolt-Schalter in einen V_{pp} -Logikpegel gewandelt werden. Über den Spaltenmultiplexer wird die Spalte des

adressierten Speicherwortes ausgewählt und mit dem internen bidirektionalen Datenbus I/O_i verbunden. Die Ansteuerung des Multiplexers erfolgt über den Spaltendekoder, der im Prinzip im Aufbau dem des Zeilendekoders entspricht und für die Auswertung der restlichen Adresssignale $A_{m+1} - A_n$ notwendig ist.

Sobald ein Speicherwort in der Speichermatrix über die Adressleitungen $A_0 - A_n$ ausgewählt wurde, können die drei Operationen ERA, WRT und RD auf dieses angewendet werden. Das Kontroll-Gate CG der selektierten Speicherstellen liegt bei allen drei Operationen an unterschiedlichen Spannungen und zwar an der Programmierspannung V_{pp} beim Löschvorgang, 0 V beim Schreibvorgang und der Referenzspannung V_{rd} beim Auslesen der EEPROM-Zelle. Die Bereitstellung entsprechender Spannungspegel erfolgt durch eine eigene Steuereinheit für das Kontroll-Gate (CG CTRL), welche über den Spaltenmultiplexer mit der entsprechenden Spalte der Matrix verbunden wird. Extern anliegende Logikpegel werden über den Schreibverstärker in 0V / V_{pp} -Pegel umgesetzt und gelangen wiederum über den Spaltenmultiplexer an die zum selektierten Speicherwort gehörende Spalte. Eine logische 0 am Dateneingang D_{in} entspricht hierbei der Programmierspannung V_{pp} . Über den Leseverstärker wird der Programmierzustand des selektierten Speicherwortes erfasst und über den Datenbus D_{out} nach außen gegeben. Hierzu werden die Bitleitungen der Speichermatrix über die Precharge-(PC)-Einheit auf eine Spannung von einigen Volt vorgeladen und anschließend geprüft, welche Leitungen durch das selektierte Speicherwort entladen werden. Analog zum Programmiervorgang wird hierbei eine niedrige Schwellenspannung am Speichertransistor als eine logische 0 interpretiert. Beim Auslesen der Speicherzellen werden die Sources der Speichertransistoren über die Komponente S auf 0 V-Potential gehalten. Die Koordination aller internen Funktionen des Speicherchips erfolgt durch eine zentrale Steuerlogik abhängig von den drei Signalen ERA, WRT und RD.

4.2.7 Die Scan-Pfad-Schnittstelle

Zur Programmierung der Kalibrationsdaten und zur Erhöhung der Testbarkeit der APS-Familie wird eine serielle Digitalschnittstelle ähnlich zum SPI-Bus eingesetzt. Mit dieser Schnittstelle werden die Kalibrationsdaten ins EEPROM programmiert und die einzelnen Systemkomponenten zum Funktionstest an die Ausgänge geschaltet.

Zum Betrieb der Scan-Pfad-Schnittstelle werden insgesamt 4 digitale Signale benötigt, die auch vom Chip heruntergeführt werden müssen: Das Scan-In-Signal (SCI), an dem seriell die Daten ins Schieberegister hereingeschoben werden, das Scan-Out-Signal (SCO), an dem die Daten seriell herausgeschoben werden, der Scan-Takt (SCLK) und das Scan-Selekt-Signal (SEL), das das Sensorsystem vom Normalbetrieb in den Scan-Modus bringt.

Das Prinzip des Scan-Pfades zeigt **Bild 4.12**.

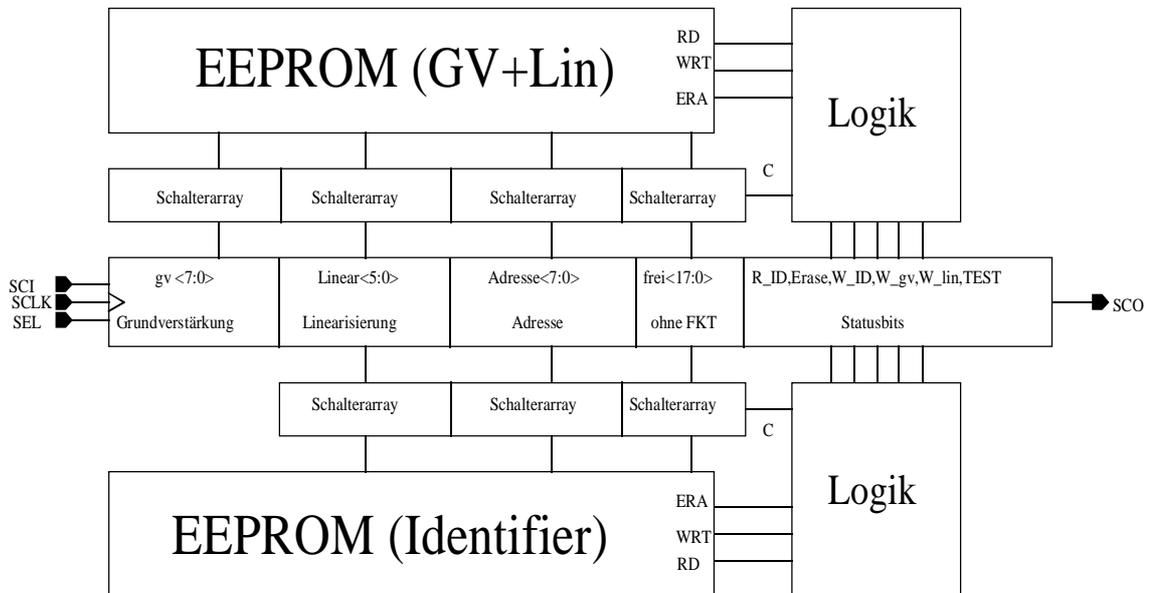


Bild 4.12 Die Scan-Pfad-Schnittstelle des APS-Systems

Der Scan-Pfad der APS-Familie ist eine Schieberegisterkette der Länge 46, die über das SEL-Signal in den Modus „serielles Schieben“ oder „paralleles Laden“ gebracht werden kann. Über eine Kombination von 6 Statusbits werden die einzelnen Test- und Programmiermodi angesteuert. Die restlichen 40 Bits werden zum Auslesen bzw. Programmieren der EEPROM-Speicherzellen benötigt.

Das „Test“-Bit kennzeichnet den Testzustand und erzeugt mit dem SEL-Signal das Steuersignal C, das die Schieberegistereingänge und -ausgänge mit den entsprechenden Schaltungsausgängen bzw. -eingängen verbindet. Die im Normalbetrieb genutzten Verbindungen in der Schaltung sind aufgetrennt und die Daten werden durch die Testdaten im Schieberegister ersetzt. Im Normalbetrieb ist das Steuersignal $C = 0$, so dass die Schieberegister von der Schaltung getrennt sind. Dies ist auch während serieller Schreib- oder Lesevorgänge der Fall. Die den Statusbits entsprechenden Befehle werden bei gesetztem „Test“-Bit und SEL-Signal bei einem Taktwechsel des Signals SCLK von High auf Low ausgeführt.

Beispielsweise müssen zur Programmierung eines EEPROM-Wertes die Statusbits „Test“ und „W_lin“ gesetzt werden. Diese Kombination erzeugt am EEPROM-Speicher ein High-Signal an der WRT-Steuerleitung und der unter „Linear<5:0>“ im Schieberegister vorhandene Wert wird unter der Adresse „Adresse<7:0>“ im EEPROM nach Anlegen des Programmierimpulses gespeichert. Einen Sonderfall nimmt das Auslesen des benutzerdefinierbaren Identifier ein: Um die Scan-Pfad-Länge zu verkürzen, haben 32 Schieberegister des Scan-Pfades die Doppelfunktion, dass bei gesetztem Steuersignal „R_ID“ der Identifier ausgelesen wird.

Nach Beendigung der Kalibration wird die Scan-Pfad-Schnittstelle für den normalen Druckmessbetrieb nicht mehr benötigt. Durch integrierte Pull-Up-Widerstände an den digi-

talenen Eingängen kann die APS-Familie mit nur drei Leitungen für die Versorgungsspannung und die Messspannung betrieben werden, ohne dass die Gefahr eines unbeabsichtigten Auftretens eines Testmodus besteht.

4.2.8 Die Takt-Generation

Als Taktgenerator wird eine astabile Kippstufe (Multivibrator), bestehend aus zwei Invertoren und einem RC-Glied als frequenzbestimmendem Element, eingesetzt. Die Realisierung des RC-Gliedes erfolgt als konzentriertes RC-Element, d. h. der Widerstand R und der Kondensator C sind im Gegensatz zu den RC-Gliedern des Tiefpassfilters als einzelne Elemente aufgebaut. Somit kann der hochohmige Widerstand R beispielsweise über den Wannen-Widerstand aufgebaut werden, der einen um den Faktor 100 höheren Squarewiderstand aufweist und somit zu einem geringeren Platzbedarf führt..

Das Prinzip dieser Takterzeugung ist in **Bild 4.13** als Blockschaltbild dargestellt.

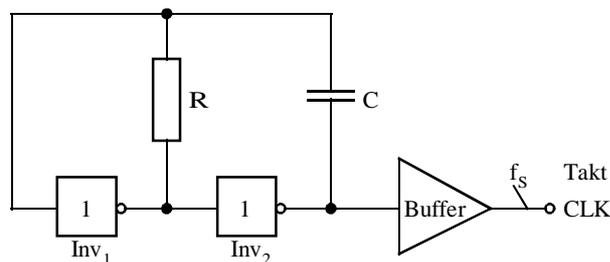


Bild 4.13 RC-Oszillator als Taktgenerator

Für eine kurze Erläuterung der Schwingungserzeugung wird vom eingeschwungenen Zustand ausgegangen: Liegt der Takt-Ausgang CLK auf 0 V-Potential, so wird der Kondensator C über den Widerstand R, der über dem Ausgang des Inverters Inv₁ auf V_{dd} liegt, bis auf die Umschaltspannung V_s des Inverters Inv₂ aufgeladen. Wird diese erreicht, schalten beide Inverter um. Dadurch erhöht sich das Potential der oberen Kondensatorplatte von V_s auf V_{dd} + V_s. Der Widerstand R entlädt nun den Kondensator C auf das Massepotential des Ausgangs des Inverters Inv₁. Beim erneuten Erreichen der Umschaltspannung V_s schalten erneut beide Inverter um, diesmal von High- auf Low-Pegel und folglich liegt die obere Kondensatorplatte auf dem Potential V_s - V_{dd}. Der Kondensator C wird nun erneut über den Widerstand R bis zur Umschaltspannung V_s aufgeladen.

Unter der Bedingung, dass sich die Umschaltspannung der Inverter bei der halben Versorgungsspannung V_s = V_{dd} / 2 befindet, bestimmt sich die Oszillatorfrequenz f_s in Abhängigkeit des Widerstands R und Kondensators C zu:

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot \ln(3) \cdot R \cdot C} \quad (4.30)$$

Der Faktor $\ln(3)$ ergibt sich durch den zeitlich exponentiellen Spannungsverlauf des Kondensators, der in der einen Takthälfte von $V_{dd} + V_s$ auf V_s entladen und in der anderen von $V_s - V_{dd}$ auf V_s aufgeladen wird.

Die absolute Frequenz f_s des Oszillators kann aufgrund Technologieschwankungen um $\pm 20\%$ von der über das RC-Glied eingestellten Frequenz abweichen. Mit einem im Layout gezeichneten Widerstand von $R = 109,2 \text{ k}\Omega$ und einer Kapazität $C = 9,8 \text{ pF}$ ergibt sich eine Oszillatorfrequenz, unter Berücksichtigung eines Frequenzteilers mit einem Faktor 2, von $f_s \approx 212 \text{ kHz}$.

Die SC-Schaltungen des C/U-Konverters und der beiden $\Sigma\Delta$ -Modulatoren benötigen einen nichtüberlappenden Zwei-Phasen-Takt. Die Nichtüberlappung zwischen den beiden Taktphasen soll bei ca. 10 ns liegen. Eine naheliegende Schaltung zur Erzeugung eines Zwei-Phasen-Taktes aus dem einphasigen Oszillatortakt besteht darin, für die erste Taktphase ϕ_1 das nichtinvertierte und für die Taktphase ϕ_2 das invertierte Taktsignal zu benutzen. Diese einfache Schaltung führt jedoch zwangsläufig zu einer für die SC-Schaltungen schädlichen Taktüberlappung durch die nicht vermeidbare Inverterverzögerung. Daher wird der Zwei-Phasen-Takt aus dem Ein-Phasen-Takt der instabilen Kippstufe mit der in **Bild 4.14** gezeigten Schaltung realisiert.

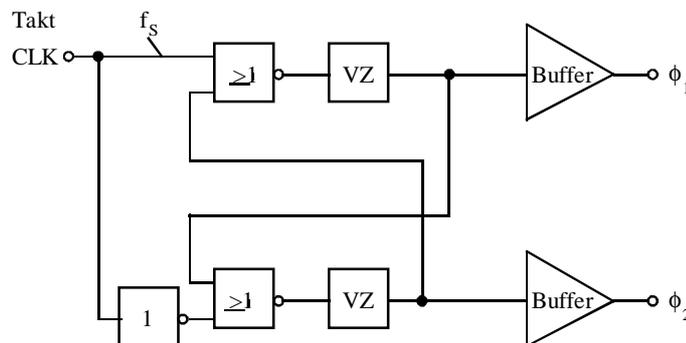


Bild 4.14 Schaltung zur Generation eines nichtüberlappenden Zwei-Phasen-Taktes

Die Sicherstellung der Nichtüberlappung zwischen beiden Taktphasen wird durch den zweifachen Einsatz eines NOR-Gatters erreicht. Liegt ein Taktausgang ϕ_1 oder ϕ_2 auf High-Pegel, so zwingt das NOR-Gatter den anderen Taktausgang ϕ_2 oder ϕ_1 unabhängig vom Taktsignal CLK auf Low-Pegel. Die Zeitdauer der Nichtüberlappung wird jeweils mit einem Verzögerungsglied VZ eingestellt. Dieses Verzögerungsglied ist als Serienschaltung von 6 als Inverter verschalteter NOR-Gatter realisiert und nutzt jeweils deren Umschaltverzögerung aus. Im Vergleich zur Erzeugung eines Zwei-Phasen-Taktes mit nur einem Inverter ist der zusätzliche Schaltungsaufwand zur Sicherstellung der Nichtüberlappung sehr moderat.

4.3 Linearisierung und Temperaturkompensation mittels zweidimensionaler Kalibration

Der Einsatz der kapazitiven Drucksensorelemente fordert sowohl eine Linearisierung wie auch eine Temperaturkompensation. Da die Nichtlinearität des Drucksensorelementes und dessen Temperaturabhängigkeit nicht separierbar sind, d. h. beide nichtidealen Effekte können nicht durch zwei getrennte Kennlinien korrigiert werden, kann die Kalibration nur unter Verwendung eines zweidimensionalen Kennlinienfeldes vorgenommen werden [51].

Die Grundlagen zur Erzeugung einer eindimensionalen nichtlinearen Kompensationsfunktion mittels $\Sigma\Delta$ -Modulation wurden bereits in Kapitel 2.5.2.1 erläutert.

Wie im eindimensionalen Fall einer Kennlinienapproximation, muss auch im zweidimensionalen Fall die Anzahl der Einträge aus Kostengründen möglichst gering gehalten werden. Eine Erweiterung um die zweite Dimension wird durch Einsatz eines zweiten $\Sigma\Delta$ -Modulators mit nachfolgenden Transversalfilter erreicht.

Zur Verdeutlichung der zweidimensionalen Interpolation dient **Bild 4.15**:

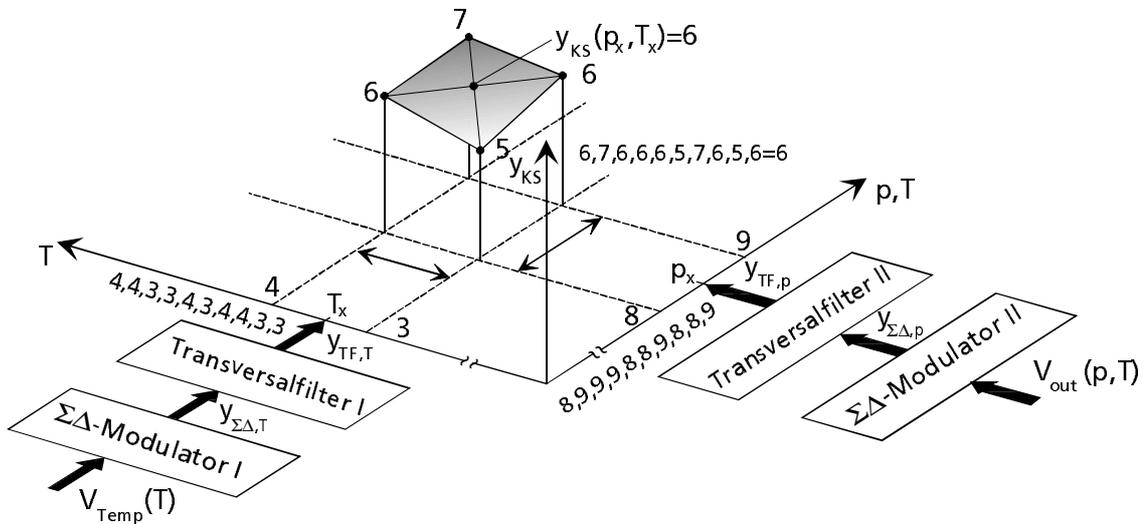


Bild 4.15 Prinzip der zweidimens. Interpolation mittels $\Sigma\Delta$ -Modulation [51]

Der $\Sigma\Delta$ -Modulator I erhält als Eingang die Spannung des Temperatursensors $V_{Temp}(T)$, der $\Sigma\Delta$ -Modulator II wird mit der Ausgangsspannung des Drucksensorsystems $V_{out}(p,T)$ angesteuert. Diese soll linearisiert und temperaturkompensiert werden. Die beiden $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung wandeln die Temperaturspannung V_{Temp} und die Druckspannung V_{out} in zwei binäre pulshäufigkeitsmodulierte Signale $y_{\Sigma\Delta,T}$ und $y_{\Sigma\Delta,p}$ um. Beide Binärdatenströme werden jeweils auf ein Transversalfilter geführt, so dass zwei Multibit-Adressworte $y_{TF,T}$ und $y_{TF,p}$ erhalten werden. Durch die FIR-Filterung bleibt der interpolierende Charakter der $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erhalten, so dass beide Adressworte jeweils linear zwischen zwei benachbarten Kennlinienfeld-Einträgen T_x bzw. p_x mit der Abtastfrequenz f_s der $\Sigma\Delta$ -Modulatoren hin- und herspringen. Im Kennlinienspeicher, der als EEPROM-Speicher realisiert ist, sind die entsprechenden Verstärkungs- und Offsetfaktoren y_{KS} für den digital einstellbaren C/U-

Konverter abgelegt. Die Verstärkung und der Offset des C/U-Konverters werden ebenfalls mit der Abtastfrequenz f_s verändert, so dass sich die Ausgangsspannung $V_{\text{out,CU2}}$ des C/U-Konverters ebenfalls mit dieser Frequenz ändert. Durch eine nachfolgende zeitkontinuierliche Tiefpassfilterung wird die korrigierte Ausgangsspannung V_{out} des Drucksensorsystems ermittelt. Der Wert dieser Ausgangsspannung V_{out} entspricht nur direkt an einer Stützstelle dem digital eingestellten Wert des C/U-Konverters, an allen anderen Stellen entspricht die Ausgangsspannung V_{out} einem aus dem im Kennlinienfeld y_{KS} ermittelten, interpolierten Wert zweier benachbarter Stützstellen.

Das Interpolationsverhalten soll an einem Beispiel für einen konstanten Temperatur- und Druckwert erläutert werden: Die angenommenen Werte entsprechen jeweils genau der Mitte zwischen zwei Stützstellen, so dass die Ausgangswerte des ersten und zweiten Transversalfilters $y_{\text{TF,T}}$ und $y_{\text{TF,p}}$ mit einer Häufigkeit von 50 % zwischen der Adresse 3 und 4 bzw. zwischen der Adresse 8 und 9 interpolieren. Jeder $\Sigma\Delta$ -Modulator erster Ordnung interpoliert linear zwischen zwei benachbarten Stützstellen, so dass im zweidimensionalen Fall durch Interpolation über 4 Adressen der Ausgangswert ermittelt wird. Die vier Adresskombinationen $(y_{\text{TF,T}}, y_{\text{TF,p}}) = [(3,8);(3,9);(4,8);(4,9)]$ liefern über die an diesen Adressen abgespeicherten Werte im EEPROM die Ausgangswerte von $y_{\text{KS}} = (5;6;6;7)$. Da die Adressen des EEPROM-Speichers mit der Taktfrequenz f_s anliegen, ergibt sich ein mittlerer Ausgangswert von $y_{\text{KS,mittel}} = 6$. Die EEPROM-Dateninhalte an den Stützstellen werden während des Kalibrationsprozesses bestimmt.

Der Approximationsprozess mit zwei $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung entspricht somit einer bilinearen, zweidimensionalen Interpolation. Bei Verwendung von $\Sigma\Delta$ -Modulatoren höherer Ordnung kann die Anzahl der Einträge im Kennlinien-Speicher weiter reduziert werden, ohne den Interpolationsfehler zu erhöhen. Bedingt durch die zunehmende stetige Differenzierbarkeit der zweidimensionalen Interpolationsfunktionen resultiert zudem bei $\Sigma\Delta$ -Modulatoren höherer Ordnung ein glatterer Verlauf der approximierten Flächen aus den zur Verfügung stehenden Kennfeld-Daten [51].

Bei dieser Methode der Kompensationskurvengeneration entstehen Fehler, die sich aus den drei Anteilen Quantisierungsfehler durch die A/D-Konvertierung des $\Sigma\Delta$ -Modulators, Rundungsfehler durch die endliche Wortbreite n_R des Stützstellenspeichers und Interpolationsfehler durch die lineare Kennlinienapproximation zusammensetzen. Der Rundungsfehler ist streng genommen auch ein Quantisierungsfehler. Da dieser Fehler allerdings erst in einer Stufe hinter dem $\Sigma\Delta$ -Modulator auftritt, sollen der Rundungsfehler des Stützstellenspeichers und Quantisierungsfehler durch die A/D-Konvertierung des $\Sigma\Delta$ -Modulators getrennt voneinander betrachtet werden.

Die mit dieser Methode zur Kennlinienapproximation erzielbare Auflösung n_{max} wird durch die Anteile der drei Fehler bestimmt und muss größer sein, als die mit dem Sensorsystem zu erreichende Genauigkeit. Zur Berechnung der maximal erreichbaren Auflösung n_{max} wird

jeweils die Varianz der drei Fehleranteile als unkorrelierter Rauschanteil betrachtet und die gesamte Rauschleistung $P_{noise,ges}$ bestimmt.

$$P_{noise,ges} = P_{Q,max} + P_{T,max} + P_{Int,max} \quad (4.31)$$

Dabei bedeutet $P_{Q,max}$ die maximale Rauschleistung durch den Quantisierungsfehler der A/D-Konvertierung des $\Sigma\Delta$ -Modulators, $P_{T,max}$ die maximale Rauschleistung durch den Rundungsfehler des Kennlinienspeichers und $P_{Int,max}$ die maximale Rauschleistung durch den Interpolationsfehler. Der minimale Signal/Rauschabstand SNR_{min} ergibt sich durch Verhältnissbildung zwischen Signalleistung P_{sig} und Gesamtrauschleistung $P_{noise,ges}$:

$$SNR_{min} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{sig}}{P_{noise,ges}} \right) \quad (4.32)$$

Die maximale Auflösung n ergibt sich aus dem minimalen Signal/Rauschabstand SNR_{min} zu:

$$n = \frac{SNR_{min}}{20 \cdot \log(2)} \quad (4.33)$$

Nachfolgend sollen die einzelnen Rauschanteile und deren Abhängigkeiten dargestellt werden.

Der Rauschanteil $P_{Q,max}$ durch den Quantisierungsfehler der A/D-Konvertierung des $\Sigma\Delta$ -Modulators wird durch die Auflösung des internen Quantisierers, der Überabtastrate OSR und der Ordnung M des Modulators bestimmt. Durch die Forderung nach linearer Interpolation wird die Ordnung M des Modulators auf eins festgelegt. Als interner Quantisierer wird zur Schaltungsvereinfachung ein Komparator benutzt, der den analogen Eingangsspannungshub Δ auf zwei digitale Werte aufteilt. Einzig die verwendete Überabtastrate OSR , die nach (Gl. 4.26) aus Verhältnis der Abtastfrequenz f_s und der Grenzfrequenz f_b des Nutzsignales definiert ist, ist als Parameter zur Einstellung dieses Rauschanteiles verfügbar. Dieser bestimmt sich zu:

$$P_{Q,max} = \frac{\Delta^2}{12} \cdot \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1}{OSR^3} \quad (4.34)$$

Der Rauschanteil $P_{Q,max}$ durch den Quantisierungsfehler der A/D-Konvertierung des $\Sigma\Delta$ -Modulators fällt also mit der dritten Potenz der Überabtastrate OSR .

Der Rauschanteil $P_{T,max}$ entsteht durch die nur endliche Wortbreite des als Stützstellenspeicher verwendeten EEPROMs. Beträgt die Wortbreite des EEPROM-Ausgangs N_R Bit, so liegt die Quantisierungsstufenhöhe am Ausgang bei:

$$\Delta_R = \frac{\Delta}{2^{N_R} - 1} . \quad (4.35)$$

Daraus bestimmt sich der Rauschanteil zu:

$$P_{T,\max} = \frac{\Delta^2}{12 \cdot (2^{N_R} - 1)^2} \quad (4.36)$$

und wird einzig durch die zur Verfügung stehende Wortbreite N_R des EEPROMs bestimmt. Zur Abschätzung des Rauschanteiles $P_{\text{Int},\max}$ durch den Interpolationsfehler $\varepsilon_i(x)$ muss die nichtinterpolierte Kompensationsfunktion $f_{\text{komp}}(x)$ bekannt sein. Dabei bezeichnet x den zum analogen Eingang korrespondierenden Digitalwert am Ausgang des A/D-Konverters. Der Interpolationsfehler bestimmt sich zu:

$$\varepsilon_i(x) = f_{\text{komp}}(x) - f_{\text{int}}(x) . \quad (4.37)$$

Die interpolierte Kompensationsfunktion $f_{\text{int}}(x)$ wird jeweils als Gerade zwischen zwei Stützstellen approximiert. Der Abstand zwischen zwei Stützstellen Δ_{TF} bestimmt sich durch die FIR-Filterlänge:

$$\Delta_{TF} = \frac{\Delta}{2^{N_{TF}} - 1} , \quad (4.38)$$

so dass die interpolierte Kompensationsfunktion an der Stützstelle x_0 wie folgt beschrieben werden kann:

$$f_{\text{int}}(x) = f_{\text{komp}}(x_0) + (x - x_0) \cdot \frac{f_{\text{komp}}(x_0 + \Delta_{TF}) - f_{\text{komp}}(x_0)}{\Delta_{TF}} . \quad (4.39)$$

Der maximale Anteil der Rauschleistung bestimmt sich nach [14] durch die Varianz des Interpolationsfehlers zu:

$$P_{\text{Int},\max} = \frac{1}{\Delta} \cdot \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \varepsilon_i(x)^2 dx . \quad (4.40)$$

Für das Beispiel einer quadratischen Kompensationsfunktion

$$f_{\text{komp}}(x) = a + b \cdot x + c \cdot x^2 \quad (4.41)$$

ergibt sich der Interpolationsrauschanteil zu

$$P_{Int,max} = \frac{c^2 \cdot \Delta^4}{30 \cdot (2^{N_{TF}} - 1)^4} \quad (4.42)$$

Die drei Rauschanteile können über voneinander unabhängige Parameter festgelegt werden. Nach [14] ist es eine geeignete Methode, zur Festlegung der freien Parameter die Beträge der Rauschleistungsanteile ungefähr gleich groß zu wählen:

$$\frac{P_{noise,ges}}{3} \approx P_{Q,max} \approx P_{T,max} \approx P_{Int,max} \quad (4.43)$$

Unter den für die APS-Familie vorgegebenen Randbedingungen, wie z.B. lineare Interpolation und ein Komparator als Quantisierer im $\Sigma\Delta$ -Modulator, können die einzelnen Rauschanteile über die freien Parameter Überabtastrate OSR für den Quantisierungsrauschanteil der A/D-Konvertierung des $\Sigma\Delta$ -Modulators $P_{Q,max}$, EEPROM-Wortbreite N_R für den Rauschanteil $P_{T,max}$ durch die Varianz des Rundungsfehlers und FIR-Filterlänge N_{TF} für den Rauschanteil $P_{Int,max}$ durch die Varianz des Interpolationsfehlers eingestellt werden. Es ergibt sich eine Überabtastrate von $OSR = 106$, eine FIR-Filterlänge von $N_{TF} = 15$ bzw. $N_{TF} = 7$ für die Linearisierung und Temperaturkompensation und eine EEPROM-Wortbreite von $n_R = 6$. Dabei wurde für die Nichtlinearität der Drucksensoren ein Polynom zweiten Grades angesetzt.

4.4 Realisierung der APS-Familie

Die APS-Familie wird in einem für die Oberflächenmikromechanik der Druck- und Referenzsensorelemente um 5 zusätzliche Prozessmasken erweiterten $1,2 \mu\text{m}$ n-Wannen CMOS-Prozess hergestellt. Die Chipfläche beträgt $11,8 \text{ mm}^2$ (siehe **Bild 4.16**).

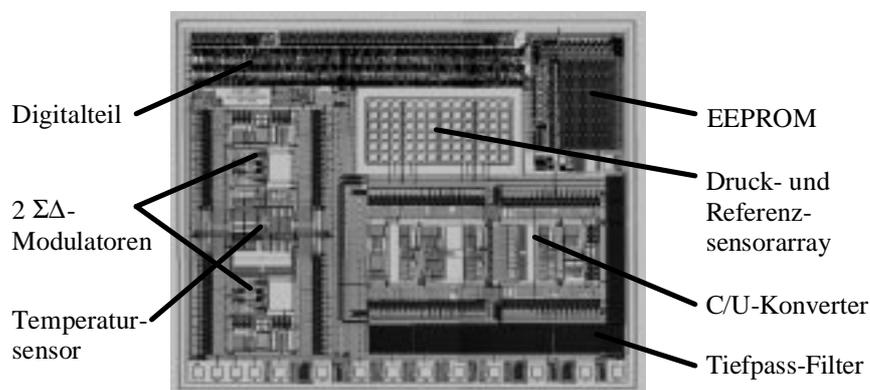


Bild 4.16 Chipfoto eines APS-Chips

Bei der Platzierung der einzelnen Funktionsblöcke wurde Wert darauf gelegt, stöempfindliche Analogblöcke möglichst weit von störintensiven getakteten Digitalteilen zu legen. Demzufolge befinden sich die digitalen Funktionsblöcke oben und auf der linken Seite des

Chips, die analogen wurden im unteren und rechten Bereich platziert. Für die Lage der Druck- und Referenzelemente musste die Chipmitte gewählt werden, da zum Schutz der restlichen Schaltung diese mittels einer Gloptop-Masse gegenüber schädlichen Einflüssen von außen versiegelt wird.

Nach einer Vorstellung der Kalibration der Drucksensorfamilie werden im Kapitel 4.6 die erzielten Messergebnisse diskutiert und abschließend in tabellarischer Form zusammengefasst.

4.5 Die Kalibration der Drucksensorfamilie

Der Gesamtpreis präziser Sensorsysteme wird heutzutage neben den sinkenden Herstellungskosten massiv von den Kosten für das Testen und der zumeist zeitintensiven Kalibration mitbestimmt. Die Test- und Kalibrationskosten können bis zu 30 % vom Gesamtsystem betragen, so dass aus wirtschaftlicher Sicht die Entwicklung effizienter Kalibrationshardware und den dazugehörigen Kalibrations- und Teststrategien zunehmend an Bedeutung gewinnt [59]. Aus diesem Grund erfolgt die Kalibration der APS-Sensorfamilie automatisch und mit einem hohen Parallelisierbarkeitsgrad. Den dafür entwickelten automatischen Kalibrationsplatz zeigt **Bild 4.17**:

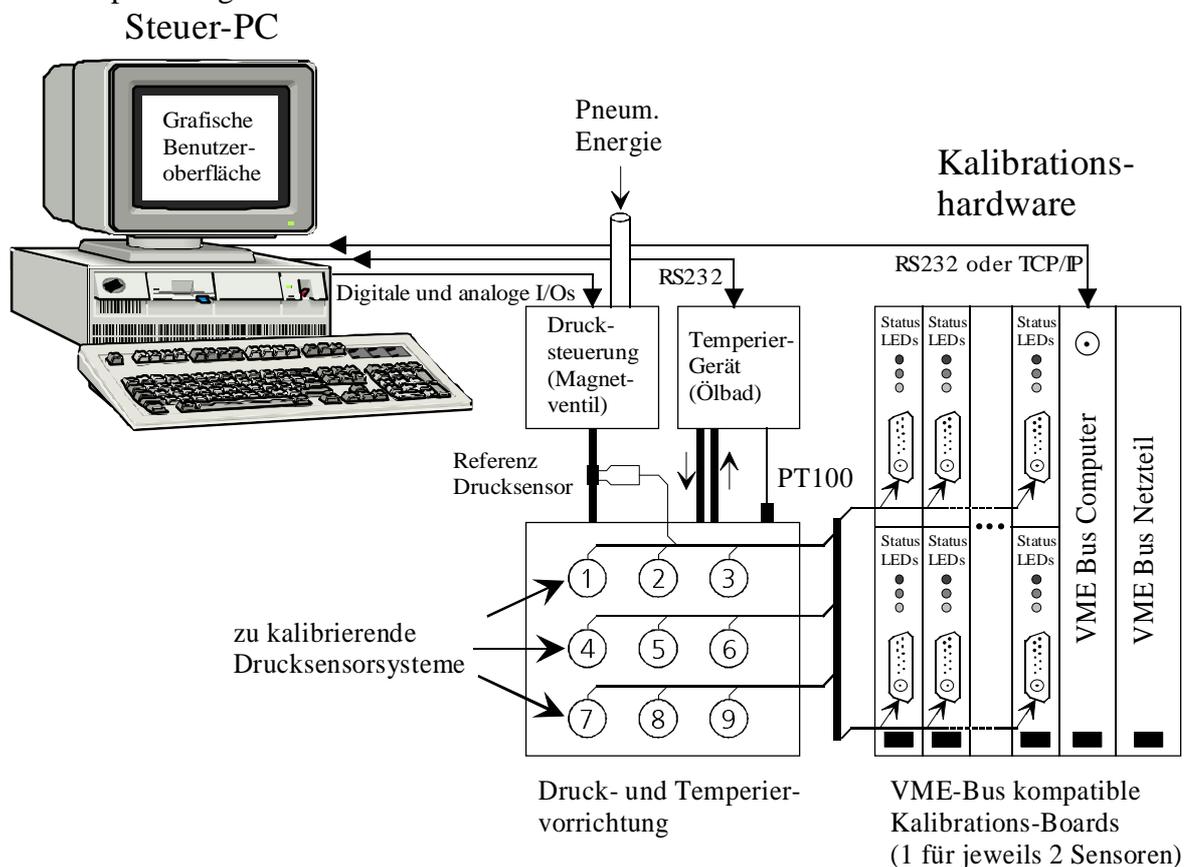


Bild 4.17 Automatischer Kalibrationsplatz für die APS-Familie [51]

Der automatische Kalibrationsplatz besteht aus einem Steuer-PC, einer Klimakammer und einer zusätzlichen Kalibrationshardware zur Kommunikation mit den zu kalibrierenden Sen-

soren und zur Kalibrationspunktdetektion. Der Steuer-PC gibt über ein Standardinterface (RS232 oder TCP/IP) Kalibrationsbefehle an die Kalibrationshardware, die aus einem VME-Bus Computer und dazu kompatiblen Einschüben besteht. Weiterhin regelt der Steuer-PC die Temperatur und den Druck der Klimakammer. Bis zu 20 Sensorsysteme werden in dieser Klimakammer parallel kalibriert. Die Begrenzung ergibt sich durch den Einsatz des VME-Bus Computers, der nur 10 freie Einschübe besitzt und für jeweils zwei zu kalibrierende Sensorsysteme wird ein Einschub benötigt. Die Kommunikation zwischen den zu kalibrierenden APS-Systemen und der Kalibrationshardware erfolgt über die serielle Scan-Pfad-Schnittstelle. Weiterhin detektiert die Kalibrationshardware mittels eines Digitalfilters die Kalibrationspunkte jedes einzelnen zu kalibrierenden Sensorsystems.

Für die Kalibration der Sensorsysteme bedarf es keiner Ansteuerung bestimmter fester Temperaturen oder Drücke in der Klimakammer und damit langer Ausgleichzeiten, sondern die Kalibrationshardware ermittelt mittels des Digitalfilters für jedes Sensorsystem einzeln die Kalibrationspunkte. Für die Linearisierung und Temperaturkompensation wird ein Referenzdrucksensor benötigt, der eine temperaturstabile Referenzspannung in Abhängigkeit vom anliegenden Druck erzeugt.

Ziel der Kalibration ist die Linearisierung und Temperaturkompensation der Ausgangsspannung V_{out} der APS-Drucksensorfamilie. Nach der Kalibration soll eine maximale Kennlinienabweichung von $\pm 1\%$ nach der Grenzpunktmethode erreicht werden. Als Referenzkennlinie $V_{\text{ref}}(p)$ ist dabei eine lineare Druck/Ausgangsspannungskennlinie definiert, die bei Minimaldruck p_{min} eine Spannung von $V_{\text{ref}}(p_{\text{min}}) = 0,1 \cdot V_{\text{dd}}$ und bei Maximaldruck p_{max} eine Spannung von $V_{\text{ref}}(p_{\text{max}}) = 0,9 \cdot V_{\text{dd}}$ erreicht. Es ergibt sich

$$V_{\text{ref}}(p) = V_{\text{ref},0} + \varepsilon \cdot p = \left(0,8 \cdot V_{\text{dd}} - \frac{0,8 \cdot V_{\text{dd}} \cdot p_{\text{min}}}{p_{\text{max}} - p_{\text{min}}} \right) + \frac{0,8 \cdot V_{\text{dd}}}{p_{\text{max}} - p_{\text{min}}} \cdot p. \quad (4.44)$$

In (Gl. 4.44) bedeuten $V_{\text{ref},0}$ der Nullpunktoffset, ε die Sensorempfindlichkeit und V_{dd} die Versorgungsspannung. Bei einer Versorgungsspannung von $V_{\text{dd}} = 5\text{ V}$ liegt die minimale Referenzspannung bei $V_{\text{ref}}(p_{\text{min}}) = 0,5\text{ V}$ und die maximale bei $V_{\text{ref}}(p_{\text{max}}) = 4,5\text{ V}$.

Den zeitlichen Ablauf der Kalibration mit den relevanten Größen wie Temperatur T , Druck p und Referenzspannung V_{ref} des externen Drucksensors zeigt **Bild 4.18**.

Der Kalibrationsvorgang besteht aus zwei Schritten: Im ersten Schritt wird der Offset zwischen Druck- und Referenzsensorelementen und die Empfindlichkeit bei Minimal- und Maximaldruck und Raumtemperatur eliminiert und im zweiten Schritt wird dann die Linearisierung und Temperaturkompensation des Sensorsystems vorgenommen.

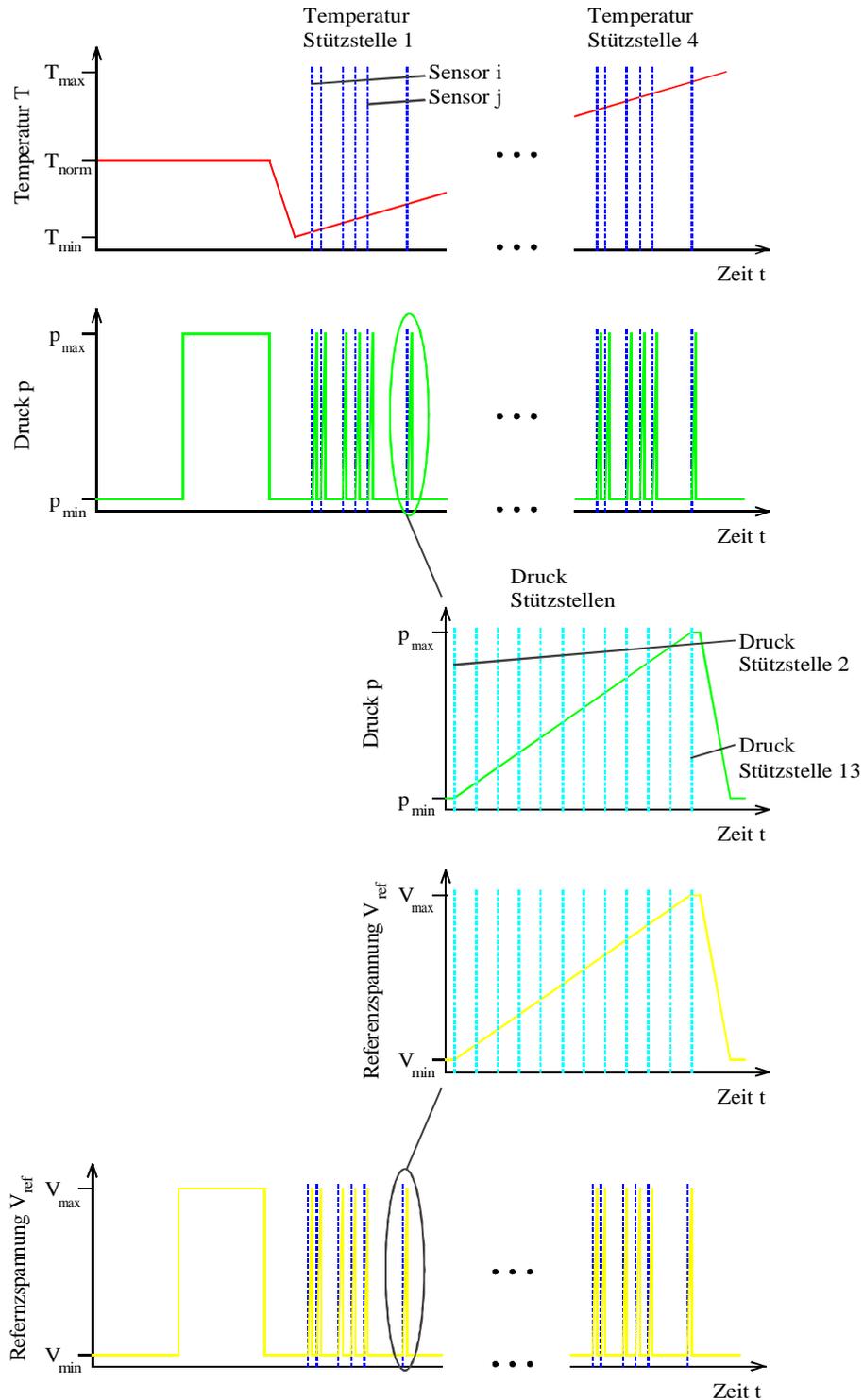


Bild 4.18 zeitlicher Verlauf des Kalibrationsprozesses

Zur Korrektur des Offsets zwischen Druck- und Referenzelement und der Empfindlichkeit dienen die beiden digital einstellbaren Kondensatoren C_4 und C_5 der zweiten C/U-Konverterstufe. Beide Kondensatoren können jeweils mit einer Wortbreite von 4 bit eingestellt werden. Ziel dieses Kalibrationsschrittes ist es, eine Kennlinienabweichung bei Minimal- und Maximaldruck von jeweils $\pm 5\%$ zu erreichen. Zur Offsetkorrektur wird als erstes

der Minimaldruck p_{\min} der zu kalibrierenden Sensorsysteme angefahren. Mittels der Scan-Pfad-Schnittstelle werden alle 2^8 Einstellmöglichkeiten der beiden Kondensatoren C_4 und C_5 nacheinander eingestellt und jeweils der Fehler zum Sollwert von $V_{\text{ref}}(p_{\min}) = 0,5 \text{ V}$ ermittelt. Danach wird der Druck auf p_{\max} angehoben und es werden wieder alle 2^8 Möglichkeiten eingestellt und der jeweilige Fehler, diesmal zum Sollwert von $V_{\text{ref}}(p_{\max}) = 4,5 \text{ V}$, ermittelt. Der optimale Kompensationswert für die Offsetkorrektur ist der Einstellwert, der sowohl bei minimalem wie auch gleichzeitig bei maximalem Druck den kleinsten Fehler zum jeweiligen Sollwert liefert. Dieser Wert wird in dem Latch-Speicher zur Offsetkorrektur gespeichert. Als Resultat dieses Kalibrationschrittes ergibt sich ein Fehler von $\pm 5 \%$ bei Minimal- und Maximaldruck. Der Zeitbedarf für diesen Kalibrationsschritt liegt bei ca. 150 s, wobei der größte Anteil für die Ausgleichvorgänge des Sallen-Key-Tiefpassfilters benötigt wird. Dieser erste Kalibrationsschritt erfolgt für alle zu kalibrierenden Sensorsysteme gleichzeitig.

Im zweiten Kalibrationsschritt wird die Nichtlinearität und die Temperaturabhängigkeit korrigiert. Dafür wird eine äußere Temperaturschleife mit einer inneren Druckschleife verschachtelt. Die Nichtlinearität beträgt nach dem ersten Kalibrationsschritt ca. $\pm 7 \%$ und die Temperaturabhängigkeit liegt bei ca. $\pm 10 \%$.

Eine effektive, weil schnelle Kalibration wird durch die Vermeidung des thermischen Gleichgewichtes in der Klimakammer erreicht. Für die Temperaturkompensation werden also nicht feste Kalibrationstemperaturen angefahren, sondern es wird langsam der Betriebs-temperaturbereich von -40 °C bis 125 °C durchgefahren. Mittels des externen Digitalfilters auf dem VME-Einschub wird für jedes Sensorsystem durch Auswertung des pulshäufigkeitsmodulierten Signals des Temperatur- $\Sigma\Delta$ -Modulators $y_{\Sigma\Delta,T}$ der Kalibrationspunkt separat bestimmt. Liegt für ein Sensorsystem eine Temperaturstützstelle T_x vor, so wird bei dieser Temperatur die Linearisierung (s.u.) vorgenommen. Innerhalb des Betriebsbereiches von -40 °C bis 125 °C befinden sich 4 Temperaturstützstellen. Nacheinander werden so alle Sensorsysteme an diesen 4 Temperaturstützstellen linearisiert. Nach Erreichen der maximalen Betriebstemperatur von 125 °C sind dann alle Sensorsysteme linearisiert und temperaturkompensiert. Während der Abkühlphase kann ein Messprotokoll aufgenommen werden, mit dem die Linearität und Temperaturstabilität dokumentiert werden kann.

Der Vorgang der Linearisierung wird an den jeweiligen Temperaturstützstellen T_x vorgenommen. Dazu wird der gesamte Druckbereich zwischen Minimal- und Maximaldruck als innere Schleife durchgefahren. Innerhalb dieses Bereiches liegen 14 Stützstellen, die für die Linearisierung genutzt werden. Die Spannung des Referenzdrucksensors V_{ref} wird im Kalibrationsmodus dem Druck- $\Sigma\Delta$ -Modulator des zu kalibrierenden Sensorsystems zugeführt und dessen pulshäufigkeitsmoduliertes Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta,p}$ wird wieder extern auf dem VME-Einschub auf das Erreichen einer Druckstützstelle p_x untersucht. Liegt eine Druckstützstelle vor, so wird mittels des Scanpfades sukzessiv der Kompensationswert y_{KS} auf

minimale Differenz zwischen Referenzsensorspannung V_{ref} und Sensorsystemausgangsspannung V_{out} eingestellt. Dieser Linearitätswert y_{KS} wird unter der Adresse im EEPROM als Korrekturwert abgespeichert, die sich aus der Nummer der Temperatur-Stützstelle als höchstwertige 3 Bits und aus der Nummer der Druck-Stützstelle als niederwertige 4 Bits zusammensetzt. Die Temperaturdrift während der Linearisierung muss so gering gehalten werden, so es dass dadurch zu keiner Veränderung im LSB des Kompensationswert kommt. Von beiden Kalibrationsschritten benötigt der zweite Schritt den größten Zeitanteil. Grund dafür sind die Zeiten für das Herunterkühlen und Hochheizen der Klimakammer. Der Zeitbedarf für die eigentliche Linearisierung wird, ebenso wie bei dem ersten Kalibrationschritt, durch das Einschwingen des Salen-Key-Tiefpassfilters dominiert.

4.6 Die erzielten Messergebnisse

Die mit der APS-Familie erzielten Messergebnisse sollen an dieser Stelle dargestellt werden. Dazu werden sowohl Kennlinien vor der Kalibration wie auch nach den einzelnen Kalibrationsschritten vorgestellt. Der gesamte Kalibrationsprozess ist für alle Sensoren der APS-Familie identisch, so dass nur die Messergebnisse des 1,0 bis 3,0 bar Drucksensorsystems mit einem Drucksensordurchmesser von 80 μm demonstriert werden.

Die Sollkennlinie $V_{\text{ref}}(p)$ dieses Drucksensorsystems bestimmt sich mit $p_{\text{min}} = 1 \text{ bar}$ und $p_{\text{max}} = 3 \text{ bar}$ zu

$$V_{\text{ref}}(p) = V_{\text{ref},0} + \varepsilon \cdot p = -1,5\text{V} + \frac{2\text{V}}{\text{bar}} \cdot p \quad (4.45)$$

Die Empfindlichkeit des 1,0 bis 3,0 bar Drucksensorsystems liegt also bei $\varepsilon = 2 \text{ V/bar}$.

Bild 4.19 zeigt die Druck/Ausgangsspannungskennlinie vor dem Kalibrationsprozess.

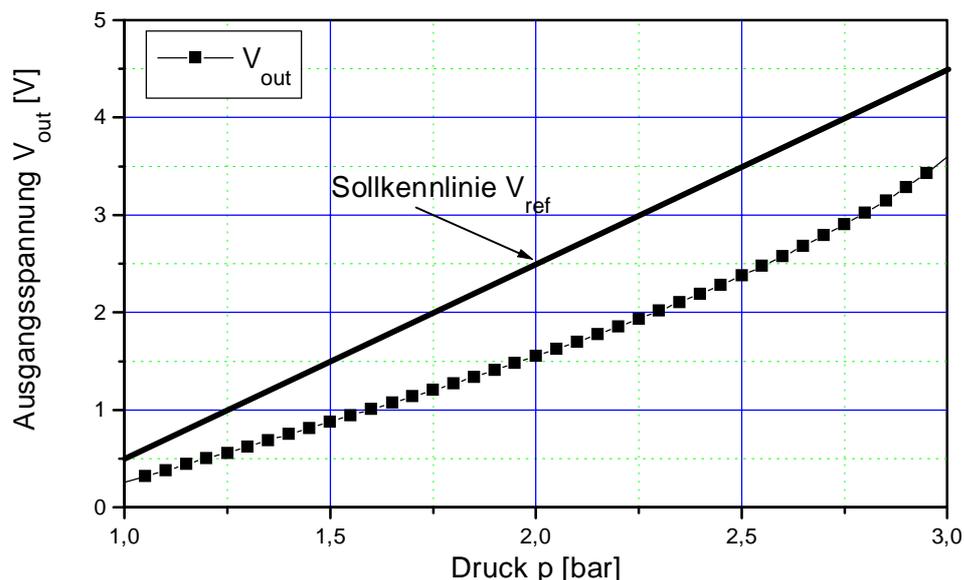


Bild 4.19 Druck/Ausgangsspannungskennlinie vor der Kalibration

Für die Aufnahme dieser Kennlinie bei Raumtemperatur wurden alle Kompensationswerte auf ihren mittleren Wert eingestellt, so dass alle Sensornichtidealitäten zu erkennen sind. Auf den Einfluss der Temperaturabhängigkeit soll erst später eingegangen werden. Deutlich ist die Abweichung zur Sollkennlinie zu erkennen. Neben der Nichtlinearität weist die Kennlinie einen Offset- und Empfindlichkeitsfehler auf.

Diese beiden Fehler werden im ersten Kalibrationsschritt mittels der digital einstellbaren Kondensatoren C_4 und C_5 der zweiten Stufe des C/U-Konverters reduziert. Das Ergebnis dieses Kalibrationsschrittes zeigt **Bild 4.20** in einem Temperaturintervall zwischen -25 °C und 125 °C .

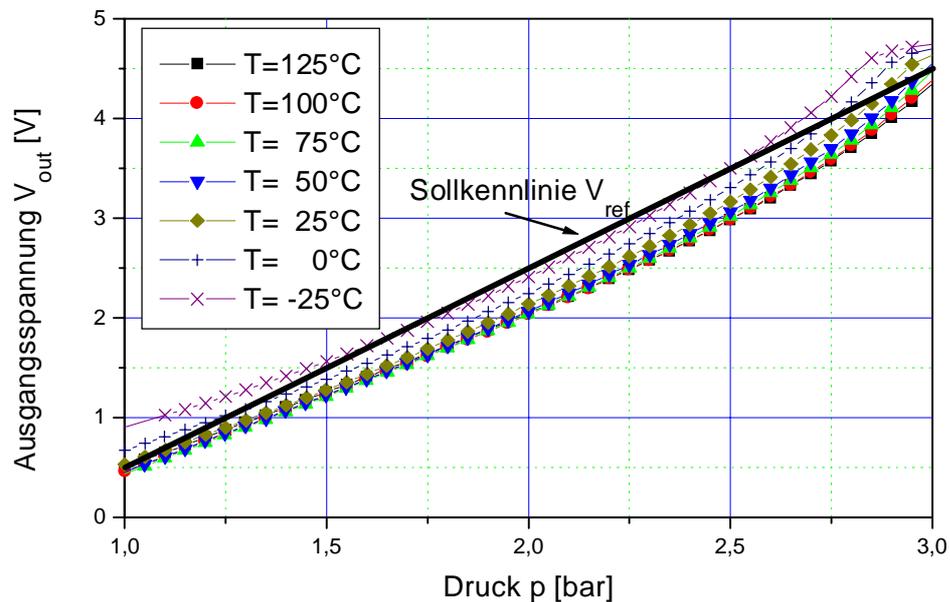


Bild 4.20 Druck/Ausgangsspannungskennlinie nach dem ersten Kalibrationsschritt

Die Druck/Ausgangsspannungskennlinie weist sowohl einen Linearitäts- als auch einen Temperaturfehler auf. Durch den ersten Kalibrationsschritt konnte sowohl der Offset- wie auch der Empfindlichkeitsfehler bei einer Temperatur von $T = 25\text{ °C}$ deutlich reduziert werden. Der Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung V_{out} ist negativ, d. h. die Ausgangsspannung V_{out} fällt mit einem Anstieg der Temperatur ab. Der Grund für diesen Temperaturkoeffizienten liegt im Mismatching zwischen Druck- und Referenzsensorarray. Die Differenz zwischen beiden Arrays ist im dargestellten Fall negativ und somit resultiert ein negativer Offset mit einem negativen Temperaturkoeffizienten.

Für weitere Betrachtungen soll an dieser Stelle die auf die den Endwert $V_{ref}(p_{max})$ bezogene relative Kennlinienabweichung $\Delta V_{out,rel}$ mit

$$\Delta V_{out,rel}(p, T) = 100\% \cdot \frac{V_{out}(p, T) - V_{ref}(p)}{V_{ref}(p_{max})} \quad (4.46)$$

definiert werden.

Die relative Kennlinienabweichung $\Delta V_{\text{out,rel}}$ des Sensorsystems nach dem ersten Kalibrationsschritt zeigt **Bild 4.21**:

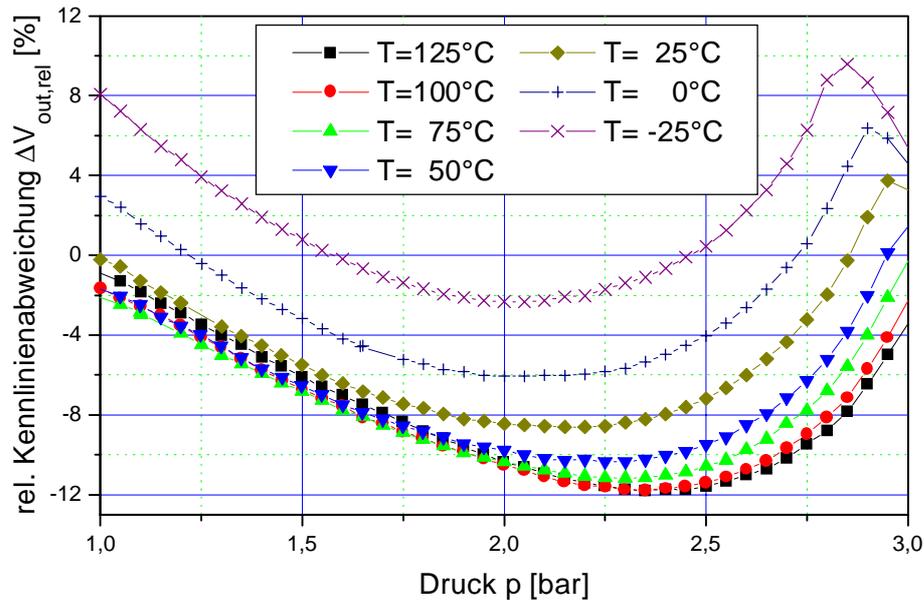


Bild 4.21 relative Kennlinienabweichung nach dem ersten Kalibrationsschritt

Nach der Offset- und Empfindlichkeitskorrektur des ersten Kalibrationsschrittes liegt die relative Kennlinienabweichung bei Minimal- und Maximaldruck und einer Normaltemperatur von $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ innerhalb des Zielintervalls von $\pm 5 \%$.

Durch die Kennlinienkorrektur nach der Grenzpunktmethode an den Druckbereichsgrenzen liegt die maximale Kennlinienabweichung nahezu bei mittlerem Druck. Der Abfall der relativen Kennlinienabweichung bei niedrigen Temperaturen und Drücken zwischen ca. $p = 2,6 - 3,0 \text{ bar}$ ergibt sich durch Sättigungseffekte des Operationsverstärkers der Tiefpassfilterstufe. Durch dessen Übersteuerung bleibt die Ausgangsspannung V_{out} des Drucksensorsystems unabhängig vom angelegten Druck p auf dem Maximalwert von ca. $V_{\text{out}} = 4,7 \text{ V}$ und daraus resultiert bei steigendem Druck eine kleinere Kennlinienabweichung.

Eine weitere Kenngröße für die Kalibration ist der relative Linearitätsfehler $\Delta V_{\text{lin,rel}}$. Die Bestimmung des relativen Linearitätsfehler erfolgt über die auf den Endwert $V_{\text{ref}}(p_{\text{max}})$ bezogene Differenz zwischen der linearisierten Ausgangsspannung V_{out} des Sensorsystems und der Referenzspannung V_{ref} bei konstanter Temperatur:

$$\Delta V_{\text{lin,rel}}(p) = 100\% \cdot \frac{V_{\text{out}}(p, T = \text{const}) - V_{\text{ref}}(p)}{V_{\text{ref}}(p_{\text{max}})} \quad (4.47)$$

Den relativen Linearitätsfehler $\Delta V_{\text{lin,rel}}$ ohne Temperaturkompensationseinflüsse bei einem linearisierten Drucksensorsystem zeigt **Bild 4.22** für eine Temperatur von $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

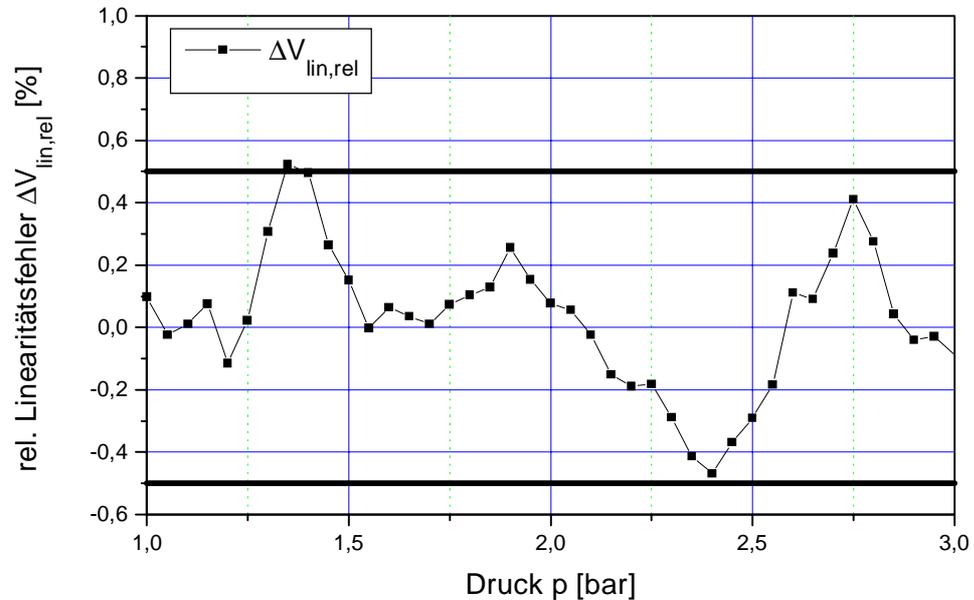


Bild 4.22 relativer Linearitätsfehler ohne Temperaturkompensationseinflüsse

Um nur den relativen Linearitätsfehler ohne Einflüsse durch die Temperaturkompensation zu ermitteln, wurde für die Messwertaufnahme die Interpolation der Temperaturstützstellen unterbunden. Um dies zu erreichen, wurde die Linearisierung bei Raumtemperatur durchgeführt und die ermittelten Kompensationswerte nicht nur unter der zur Temperatur korrespondierenden Adresse, sondern unter den zu allen Temperaturen gehörenden Adressen im EEPROM abgespeichert.

Der relative Linearitätsfehler $\Delta V_{lin,rel}$ liegt ohne Einflüsse durch die Temperaturkompensation innerhalb des Intervalls von $\pm 0,5\%$. Durch das Verfahren der stückweisen linearen Approximation der Kompensationsfunktion geht der kontinuierliche Zusammenhang zwischen Fehler $\Delta V_{lin,rel}$ und Druck p verloren. Bei einer unendlichen Wortbreite n_R des Stützstellenspeichers käme es zu einem Verschwinden des Linearisierungsfehlers an den Druckstützstellen p_x .

Da aber die Kompensationswerte y_{KS} nur mit einer Wortbreite von $n_R = 6$ Bit eingestellt werden können, kommt es auch an den Stützstellen zu Linearisierungsfehlern und die Druckstützstellen sind nicht ohne weiteres zu erkennen.

Die Druck/Ausgangsspannungskennlinie nach der Gesamtkalibration zeigt **Bild 4.23**.

In der Druck/Ausgangsspannungskennlinie des Sensorsystems nach erfolgter Gesamtkalibration ist die deutliche Reduzierung der Nichtlinearität und der Temperaturabhängigkeit im Vergleich zur Druck/Ausgangsspannungskennlinie vor der Kalibration (Bild 4.20) zu erkennen. Die Ausgangsspannung V_{out} steigt nahezu linear zwischen 0,5 V und 4,5 V mit dem Druck p an und weist innerhalb des Temperaturintervalls zwischen -25 °C und 125 °C nur eine geringe Temperaturabhängigkeit auf.

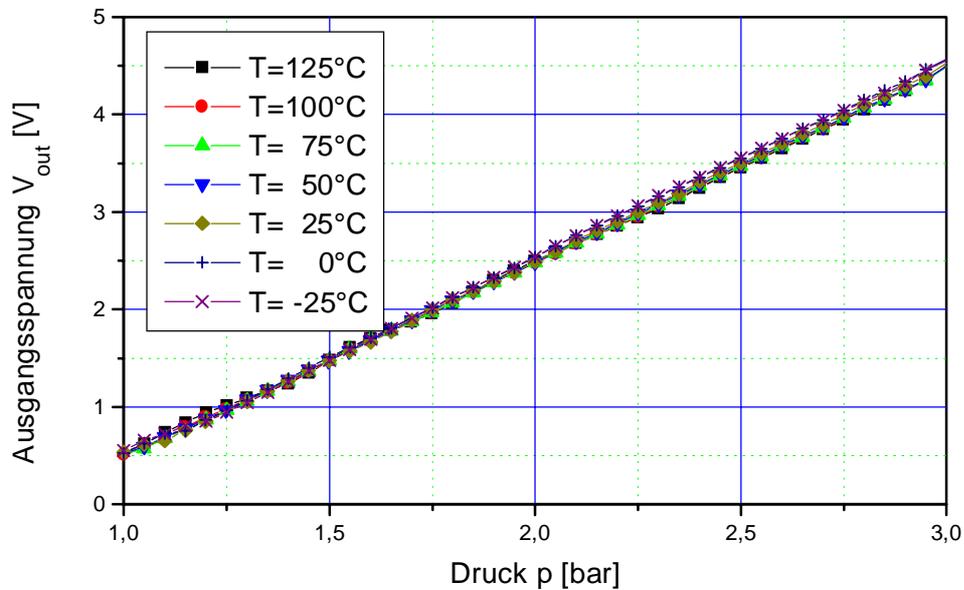


Bild 4.23 Druck/Spannungskennlinie nach der Gesamtkalibration

Zur Verdeutlichung des Kalibrierungsergebnisses zeigt **Bild 4.24** die relative Kennlinienabweichung $\Delta V_{\text{out,rel}}$ nach der Gesamtkalibration im gleichen Temperaturintervall.

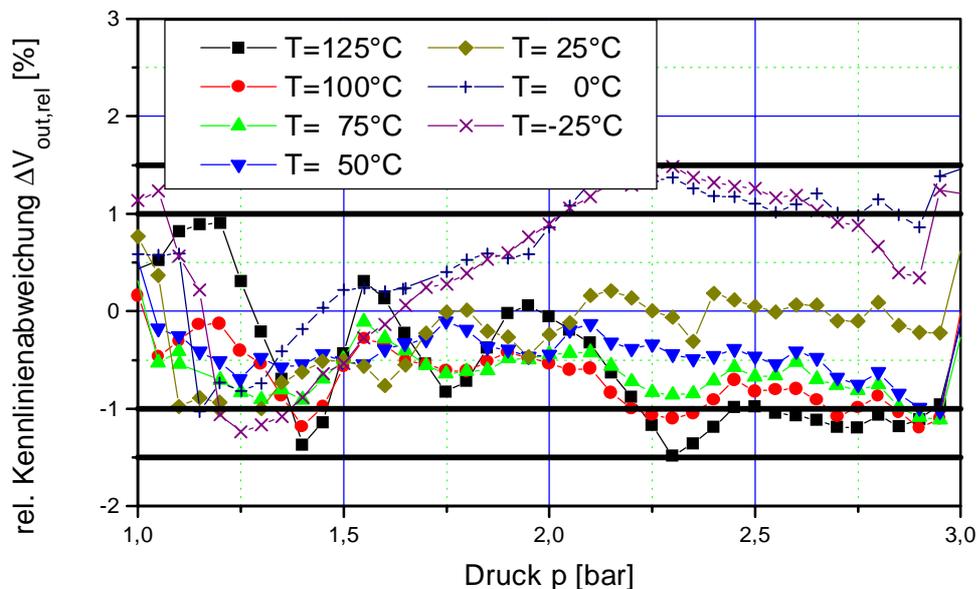


Bild 4.24 relative Kennlinienabweichung nach der Gesamtkalibration

Die relative Kennlinienabweichung $\Delta V_{\text{out,rel}}$ enthält dabei sowohl die Fehler, die direkt durch das Drucksensorelement verursacht werden, wie auch Fehler, die durch die Sensorauslese und durch die Approximation der Kompensationsfunktion entstehen. Der relative Kalibrationsfehler innerhalb des Temperaturbereiches zwischen 0 °C und 85 °C liegt im Bereich von $\pm 1,0\%$. Im erweiterten Temperaturbereich zwischen -40 °C und 125 °C überstreicht der relative Kalibrationsfehler einen Bereich von $\pm 1,5\%$.

Zum Schluss des Abschnittes sollen die technischen Daten der APS-Familie in tabellarischer Form (**Tabelle 4.1**) dargestellt werden [41] und [42]:

Tabelle 4.1: Technische Daten der APS-Familie

Betriebsspannung V_{dd}	$5 \text{ V} \pm 10 \%$	Chip Fläche	$11,78 \text{ mm}^2$
Stromaufnahme	$< 1,2 \text{ mA}$	($1,2 \mu\text{m CMOS}$)	
Betriebstemperaturbereich	$-40 \text{ }^\circ\text{C} - 125 \text{ }^\circ\text{C}$	Kompensationsgenauigkeit	
Verfügbare max. Druckbereiche	1,5 bar	Nullpunkt Offset	$\pm 0,50 \%$ *
	2,0 bar	Messauflösung	$\pm 0,50 \%$ *
	20 bar	Ausgangshubfehler	$\pm 0,50 \%$ *
	60 bar	Nichtlinearität ($25 \text{ }^\circ\text{C}$)	$\pm 0,50 \%$ *
	350 bar	Temperaturfehler	$\pm 0,5 \%$ *
Ausgangsspannung	10% - 90% $\cdot V_{dd}$	($0 \text{ }^\circ\text{C} - 85 \text{ }^\circ\text{C}$)	
Ausgangsspannungshub	80% von V_{dd}	Temperaturfehler	$\pm 1,5 \%$ *
System Bandbreite	1 kHz	($-40 \text{ }^\circ\text{C} - 125 \text{ }^\circ\text{C}$)	
Max. Ausgangswiderstand	$< 200 \Omega$	Kennlinienabweichung, Grenzpunkteinstellung	$\pm 1,0 \%$ *
Max. kap. Ausgangslast	$< 10 \text{ nF}$		
Taktfrequenz	212 kHz		

* entsprechend DIN 16086

4.7 Erweiterung der Einsatzmöglichkeiten des Drucksensorsystems

Die universelle Programmierbarkeit der Kompensationsfunktion des Drucksensorsystems ermöglicht den Einsatz dieses Sensorsystems über den Anwendungsfall einer linearen Druckmessung hinaus. Kompensationsverfahren mit Polynomfunktionen und einstellbaren Faktoren erfüllen zwar die Linearisierungsaufgabe, aber bei speziellen Kennlinienverläufen versagen diese. Im Folgenden soll ein Anwendungsfall eines Druckmesssystems vorgestellt werden, der von der linearen Druck/Ausgangsspannungskennlinie abweicht.

Bei Standardanwendungen in der Druckmesstechnik muss die Druckempfindlichkeit ϵ zwischen Minimal- und Maximaldruck konstant sein. Für spezielle Anwendungen wurde innerhalb des gesamten Druckmessbereiches ein Bereich mit höherer Empfindlichkeit ϵ_{\max} eingefügt. Ziel dieser Anwendung ist eine Erhöhung der Drucksensorempfindlichkeit ϵ_{\max} innerhalb eines Teilbereiches zwischen zulässigem Minimal- und Maximaldruck des Drucksensorsystems. Darüber hinaus soll außerhalb des speziellen Teilbereiches eine Druckmessung mit geringerer Empfindlichkeit ϵ_{\min} möglich sein. Die Druckmessung zwischen $1,5 \text{ bar}$ und $2,5 \text{ bar}$ soll mit möglichst hoher Empfindlichkeit ϵ_{\max} realisiert werden, dennoch sollen Drücke unterhalb und oberhalb des Messbereiches gemessen werden können. Ober- und unterhalb des Messbereiches muss folglich eine geringere Empfindlichkeit ϵ_{\min} gewählt

werden. Käme ein Drucksensorsystem mit konstanter Empfindlichkeit ϵ_{\min} bei einem größeren Druckmessbereich, als durch den speziellen Teilbereich vorgegeben, zum Einsatz, so würde im entscheidenden Teilbereich Messempfindlichkeit verschenkt. Es könnten aber die auftretenden Über- und Unterdrücke gemessen werden. Ein auf den Teilbereich beschränktes Drucksensorsystem bestimmt zwar in diesem Teil den Druck mit der maximalen Empfindlichkeit ϵ_{\max} , kann aber keine Drücke ober- oder unterhalb des Bereiches messen.

Als Kompromiss für diesen Anwendungsfall wurde ein Drucksensorsystem mit einem zulässigen Messbereich gewählt, der größer ist, als der gewünschte Bereich mit möglichst hoher Druckempfindlichkeit. Mittels einer speziellen Kalibration wurde der zulässige Messbereich in drei Bereiche unterschiedlicher konstanter Empfindlichkeiten ϵ unterteilt. **Bild 4.25** zeigt den Verlauf der Drucksensorempfindlichkeit ϵ über den gesamten Druckbereich.

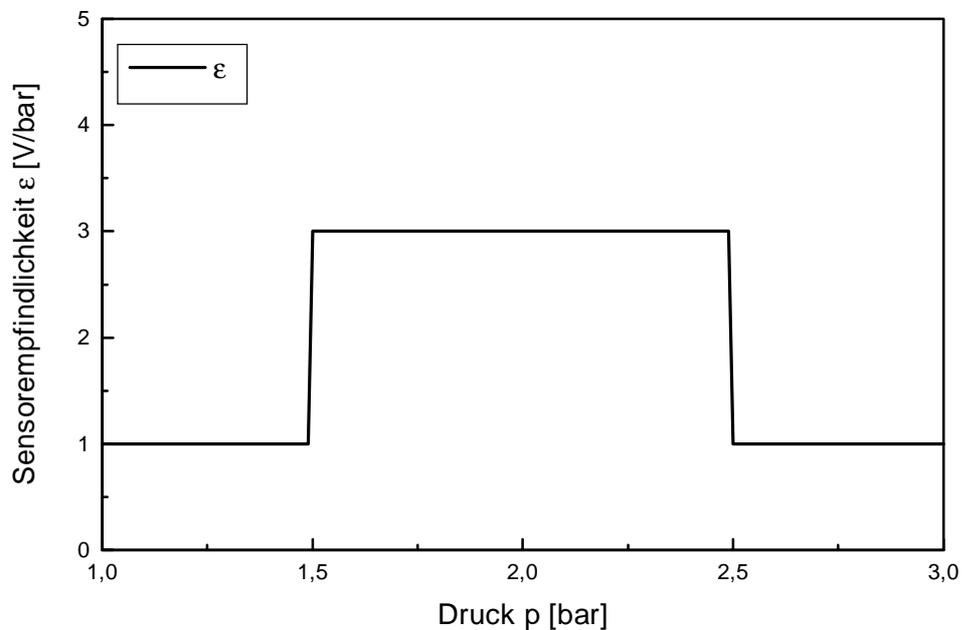


Bild 4.25 Drucksensorempfindlichkeit ϵ im Anwendungsfall Bereichslupe

Die eingestellte Drucksensorempfindlichkeit ϵ liegt im Druckbereich zwischen 1,5 bar und 2,5 bar bei $\epsilon_{\max} = 3 \text{ V / bar}$, unter- und oberhalb dieses Bereiches bei $\epsilon_{\min} = 1 \text{ V / bar}$. Durch eine jeweils konstante Druckempfindlichkeit ϵ in den 3 Bereichen liegt dort eine lineare Abhängigkeit zwischen Ausgangsspannung V_{out} und Druck p vor. In der Druck/Spannungskennlinie des Sensorsystems ergeben sich damit Knickstellen bei 1,5 bar und 3 bar, ohne dass es an diesen Stellen zu Spannungssprüngen kommt. Aufgrund der Verteilung der Druckstützstellen kommt es an diesen Stellen zu einer erhöhten Kennlinienabweichung.

Zum Erreichen dieser speziellen Druck/Spannungskennlinie wurde der Kalibrationsprozess in Bezug auf die Kompensationsfunktion modifiziert.

Die nach der Kalibration gemessene Druck/Spannungskennlinie zeigt **Bild 4.26**.

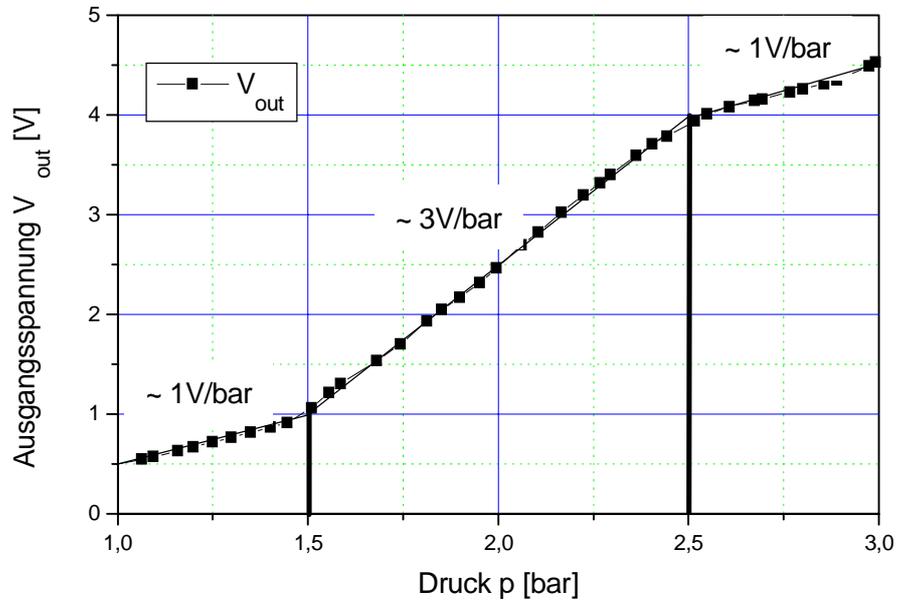


Bild 4.26 Druck/Ausgangsspannungskennlinie im Anwendungsfall Bereichslupe

Die gemessene Druck/Ausgangsspannungskennlinie wurde nur durch Programmierung der speziellen Kompensationsfunktion y_{KS} in das EEPROM des APS-Chips erzielt. Es wurden keine Hardwaremodifikationen an dem APS-Chip vorgenommen.

Den gemessenen relativen Linearitätsfehler nach der Kalibrierung zeigt **Bild 4.27**.

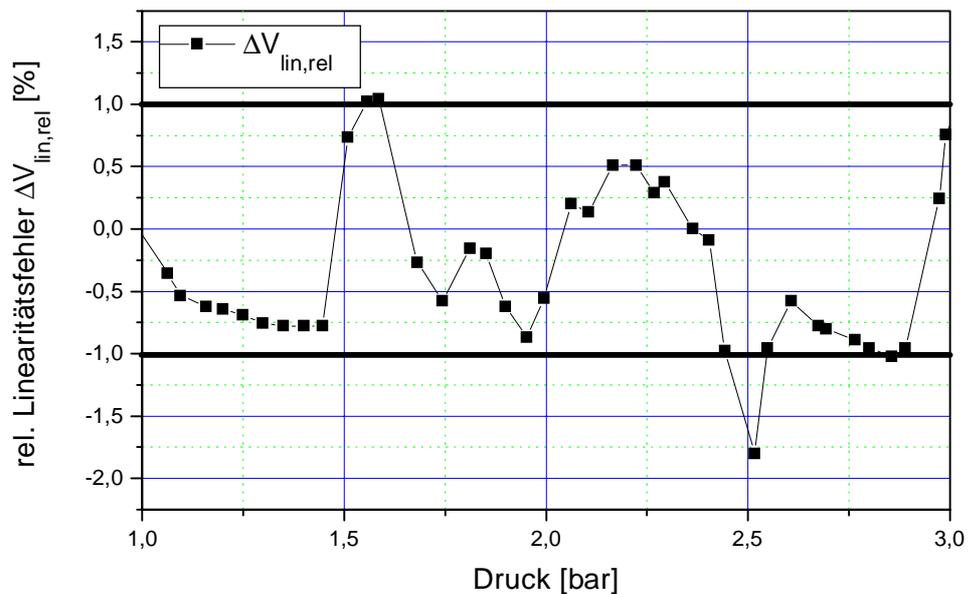


Bild 4.27 rel. Linearitätsfehler im Anwendungsfall Bereichslupe

Der relative Linearitätsfehler $\Delta V_{lin,rel}$ liegt innerhalb des geforderten Intervalls von $\pm 1\%$ mit Ausnahme der Knickstellen bei $p = 1,5$ bar und $p = 2,5$ bar. Der Anstieg des Linearitätsfehlers an diesen Punkten ist eine Folge der linearen Approximation der Kompensationskurve zwischen den Druckstützstellen. Diese sind äquidistant mit dem Druck verteilt und da

die Empfindlichkeitsprungstellen sich zwischen zwei Stützstellen befinden, kommt es zu einem erhöhten Fehler durch die lineare Approximation zwischen den Stützstellen.

5 Anwendung eigensicherer Entwurfsmethodik am Beispiel eines monolithisch integrierten Drucksensorsystems

Nachdem im vorherigen Kapitel die Entwicklung eines temperaturkompensierten und linearisierten Drucksensorsystems vorgestellt wurde, soll nun dieses Sensorsystem um Zusatzfunktionen zum Erreichen der Eigensicherheit erweitert werden. Dazu wird der Schwerpunkt auf die Fehlererkennung sowohl des Temperatur- wie auch des Drucksensorelementes gelegt. Zur Fehlererkennung der Sensorelemente wird eine im Rahmen dieser Arbeit neu entwickelte Methode vorgestellt und angewendet. Ziel der Eigensicherheit ist bei diesem Sensorsystem die Druckmessung im Fehlerfall möglichst aufrecht zu erhalten. So wird bei einem Ausfall des Temperatursensors auf die Temperaturkompensation verzichtet und eine geringere Messgenauigkeit in Kauf genommen. Dazu wird bei Ausfall der Temperaturkompensation ein Festwert als Adresswert an das EEPROM gelegt. Bei Ausfall des Drucksensorarrays kommt die Methode der Sensorpartitionierung oder ein Backup-Sensorarray zum Einsatz. **Bild 5.1** zeigt das Drucksensorsystem mit der Erweiterung um die Eigensicherheit.

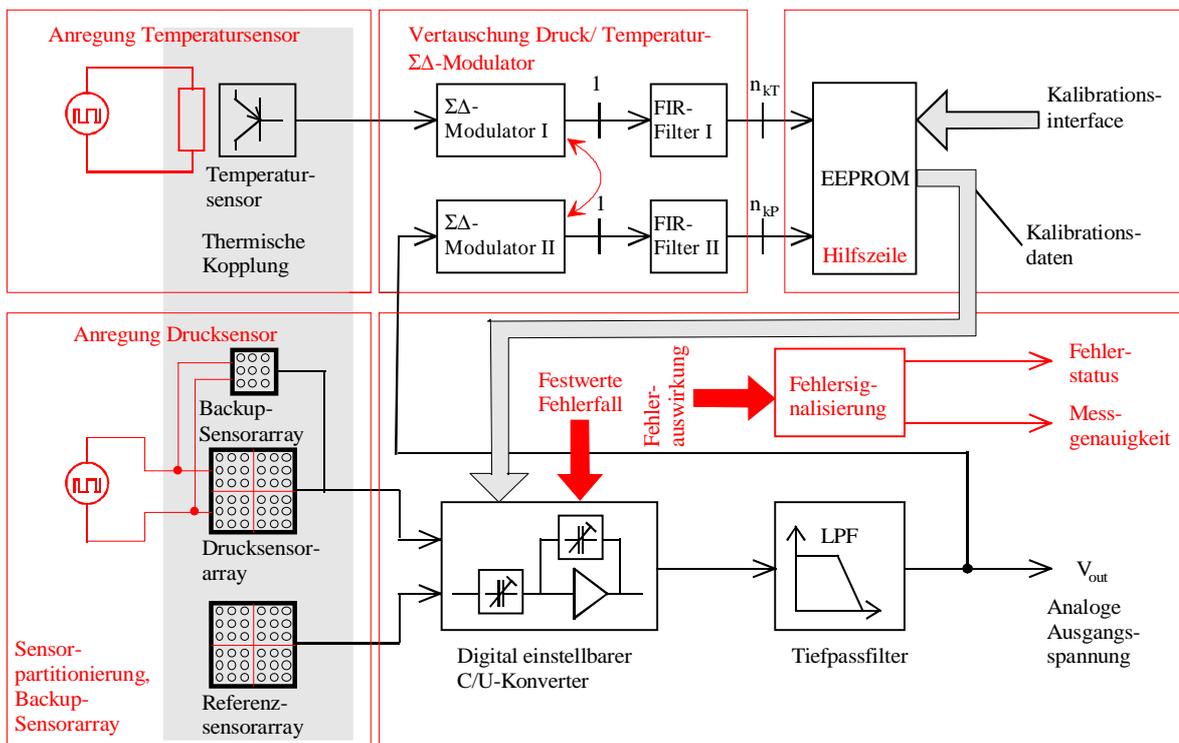


Bild 5.1 Drucksensorsystem mit Funktionserweiterung Eigensicherheit

Weitere Methoden zur Fehlerbeseitigung, wie Hilfszeilen oder -spalten beim EEPROM zur Kennlinienspeicherung oder eine Vertauschung der $\Sigma\Delta$ -Modulatoren, z. B. das Ersetzen des defekten $\Sigma\Delta$ -Modulators II durch den $\Sigma\Delta$ -Modulator I zur unvollständigen Fehlerbesei-

tigung, sind Stand der Technik und wurden daher nur zur Vollständigkeit in das Blockschaltbild mit aufgenommen.

Nachfolgend wird als erstes eine neue Methode zur Fehlererkennung vorgestellt [60], danach wird auf die Fehlerbeseitigung des Druckensorelementes durch Einsatz eines Backup-Sensorarrays oder durch Arraypartitionierung eingegangen. Der Status einer möglichen Fehlerbeseitigung wird signalisiert und dazu wird abschließend eine einfache Methode vorgestellt.

5.1 Fehlererkennung mittels Stimulation und Korrelationsdetektion

Die in dieser Arbeit entwickelte Methode der Fehlererkennung bei einem Sensorsystem basiert auf einer schwachen elektrischen Stimulation des Sensorelementes mit einer festen, aber frei wählbaren digitalen oder analogen Anregungssequenz $s_{Stimulus}(t)$ der Dauer T_0 . Es erfolgt kein Eingriff in die Sensorsignalverarbeitungskette des Sensorsystems zur Fehlerdetektion, sondern das analoge oder digitale Ausgangssignal $s_{Sensor}(t)$ wird anhand einer aufmodulierten Stimmulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ bewertet.

Das Blockschaltbild der Methode zur Fehlererkennung in Sensorsystemen mittels Stimulation und Korrelations-Detektion zeigt **Bild 5.2**.

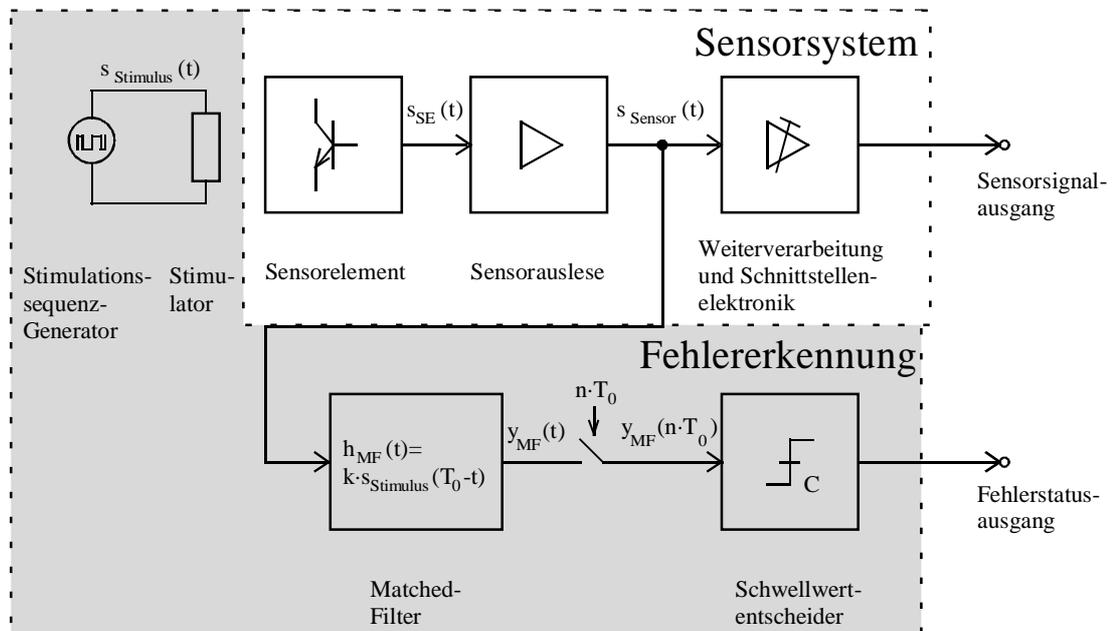


Bild 5.2 Blockschaltbild der Fehlererkennungsmethode

Auf das Sensorelement wirkt die zu messende nichtelektrische Größe ein und diese wird vom Sensorelement in eine elektrisch verarbeitbare Größe umgewandelt. Diese elektrische Größe wird mittels Sensorauslese aufbereitet und steht als analoges oder digitales Ausgangssignal s_{Sensor} zur Verfügung. Dieses Sensorsystem wird zur Lösung der Aufgabe der Fehlererkennung um einen Stimmulationssequenz-Generator zur Erzeugung einer beispielsweise digitalen oder analogen Pseudozufallssequenz (PRBS = pseudo random binary se-

quence bzw. PRAS = pseudo random analog sequence) s_{Stimulus} zur Stimulation, einen Stimulator zur Anregung des Sensorelementes, einen auf die Stimulationssequenz optimierten Korrelator und einen Schwellwertentscheider erweitert.

Die Stimulation des Sensorelementes erfolgt mit einer einzelnen elektrischen Größe oder einer Kombination aus diesen, wie Spannung, Strom, elektrischem oder magnetischem Feld und den daraus resultierenden nichtelektrischen Größen wie beispielsweise Temperatur, Licht oder Kraft. Geeignete Stimulatoren sind beispielsweise Widerstände für thermische Anregungen, Spulen für magnetische Anregungen, LEDs für optische Anregungen oder Platten für elektrische Feldanregungen. Die Stimulation kann dabei direkt nach dem Messprinzip oder indirekt über Querempfindlichkeiten des Sensorelementes wirken. Die Frequenz der Anregung kann bei vielen Sensorelementen außerhalb der gewünschten Messbandbreite gelegt werden und führt dann zu keiner Beeinflussung der Messwertaufnahme. Die Stimulationsamplitude U_0 wird durch die begrenzten Amplituden der elektrischen Stimulationssignale gering gehalten. Eine Erhöhung der Stimulationsamplitude U_0 ist meistens durch die begrenzte Versorgungsspannung V_{dd} oder zugelassene Leistungsaufnahme des Systems nicht möglich oder würde bei Anregungsfrequenzen innerhalb der Messbandbreite zu einer Beeinflussung der Messwertaufnahme führen. Das für die Korrelationsdetektion benötigte Verhältnis zwischen der Energie E der Stimulationssequenz s_{Stimulus} und der Rauschleistungsdichte N_0 einer als additives weißes Rauschen angenommenen Störung $n(t)$ wird bei festgelegter Stimulationsamplitude U_0 durch die Länge l_{Stimulus} und die Periodendauer T_{Puls} der Sequenz eingestellt (s. u.).

In dem Ausgangssignal $s_{\text{Sensor}}(t)$ des Sensorsystems ist bei Stimulation im fehlerfreien Zustand die Anregungssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ enthalten und diese wird mit einem auf die Anregungssequenz optimierten Korrelator detektiert. Für eine kontinuierliche Fehlerüberwachung des Sensorsystems wird die Stimulationssequenz jeweils nach Erreichen des Endzeitpunktes $n \cdot T_0$ wiederholt, wobei n als ganze Zahl die Wiederholung angibt. In einem realen Sensorsystem kommt es durch die Stossantwort $H_{\text{Sensor}}(t)$ des Sensors zu einer Faltung der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ mit $H_{\text{Sensor}}(t)$. Normalerweise werden Sensoren im eingeschwungenen Zustand betrieben, so dass sich die Übertragungsfunktion $H_{\text{Sensor}}(t)$ auf eine konstante Empfindlichkeit ε reduziert. Im Sensor kommt es, beispielsweise durch einen integrierten A/D-Konverter, zu additiven Störungen. Am Ausgang des Korrelators y_{MF} erscheint bei fehlerfreier und ungestörter Übertragung der Stimulationssignalanteil $g_{\text{Stimulus}}(t)$, dessen Zeitverlauf dem der um die Stimulationsdauer $n \cdot T_0$ verschobenen Impulsautokorrelationsfunktion $\varphi_{\text{ss}}^E(t - T_0)$ der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ entspricht. Jeweils am Ende der Anregungssequenz, d. h. zu den Zeitpunkten $t = n \cdot T_0$, wird der Ausgang des Korrelators abgetastet und mit einem nachgeschalteten Schwellwertentscheider ausgewertet. Es wird also jeweils ein Wert $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ am Ausgang des Matched-Filters abgetastet, der dem Maximum der um T_0 verschobenen Impulsautokorrelationsfunktion $\varphi_{\text{ss}}^E(t - T_0)$ entspricht. Der

Abtastwert $y_{MF}(n \cdot T_0)$ des Korrelatorausgangs hängt nur von der Energie E der Anregungssequenz im Sensorausgangssignal des Sensorsystems und von der Rauschleistungsdichte N_0 einer additiven Störung ab.

Im Fehlerfall, wenn entweder das Sensorelement, die Stimulation des Sensorelementes oder die Sensorsignalverarbeitung defekt ist, liegt der Abtastwert $y_{MF}(n \cdot T_0)$ des Korrelatorausganges bei ca. Null. Im fehlerfreien Zustand liefert der Abtastwert $y_{MF}(n \cdot T_0)$ des Korrelatorausganges einen Wert, der ein zu definierendes Fehlerausschlusskriterium erfüllt. Bei Eintreten eines Fehlers wird dieser durch Nichteinhalten des Kriteriums am Komparatorausgang detektiert. Zum Erreichen einer geringen Fehlalarmrate muss das Fehlerausschlusskriterium abhängig von der Stimulationsenergie E sicher definiert werden.

Zuerst erfolgt eine theoretische Betrachtung der Methode, danach werden die zum Aufbau benötigten Funktionsblöcke vorgestellt und abschließend wird an zwei Beispielsensorsystemen, einem Temperatur- und einem Drucksensorsystem, die Leistungsfähigkeit dieser Methode demonstriert.

5.1.1 Theoretische Betrachtungen

In der Nachrichtentechnik wird die Methode der Korrelation zum Empfang gestörter Signale eingesetzt. Es wird davon ausgegangen, dass ein durch weißes Rauschen additiv gestörtes Nutzsignal optimal empfangen werden soll.

In **Bild 5.3** ist eine durch ein Störsignal $n(t)$ gestörte Übertragungsstrecke dargestellt.

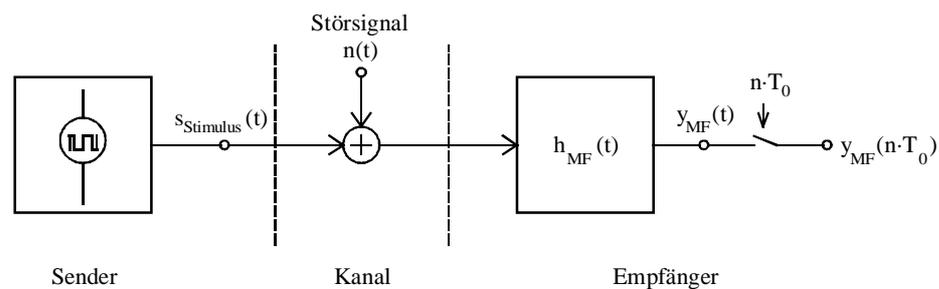


Bild 5.3 Übertragungssystem mit Matched-Filter-Empfänger

Ein von einem Sender erzeugtes Nutzsignal $s_{Stimulus}(t)$ wird über einen gestörten Kanal übertragen. Die Störung des Kanals ist als additives Störsignal $n(t)$ mit der Eigenschaft weißen Rauschens modelliert. Am Empfänger liegt die Summe des Sendesignals $s_{Stimulus}(t)$ und des Störsignals $n(t)$ an. Diese wird im Empfänger mit der Stossantwort $h_{MF}(t)$ gefaltet. Am Ausgang $y_{MF}(t)$ des Empfangsfilters liegt die Summe des Nutz- und Rauschsignalanteils $g(t)$ und $n_e(t)$ an:

$$\begin{aligned} y_{MF}(t) &= [s_{Stimulus}(t) + n(t)] * h_{MF}(t) = s_{Stimulus}(t) * h_{MF}(t) + n(t) * h_{MF}(t) \\ &= g(t) + n_e(t) \end{aligned} \quad (5.1)$$

Jeweils zum Zeitpunkt $n \cdot T_0$ wird der Ausgang des Empfangsfilters y_{MF} abgetastet und der erhaltene Wert ausgewertet.

Unter der Voraussetzung, dass dem Empfänger das Sendesignal $s_{Stimulus}(t)$ bekannt und der Übertragungskanal verzerrungsfrei ist, kann die Stossantwort $h_{MF}(t)$ des Empfängers so optimiert werden, dass das Verhältnis zwischen Sendesignal- und Störsignalleistung $S_a(n \cdot T_0)$ und $N(n \cdot T_0)$ zu den Abtastzeitpunkten $n \cdot T_0$ maximal wird. Die Stossantwort $h_{MF}(t)$ des Empfangsfilters muss unter diesen Bedingungen mit k als eine reelle Konstante zu

$$h_{MF}(t) = k \cdot s_{Stimulus}(T_0 - t) \tag{5.2}$$

gewählt werden [61]. Damit das Matched-Filter die Bedingung der Kausalität erfüllt, muss der Abstand der Abtastzeitpunkte T_0 mindestens gleich der Länge der Stimulationssequenz sein. Ein solches auf das Sende- und Störsignal angepasstes Empfangsfilter wird als Matched-Filter bezeichnet. Das Signal/Rauschverhältnis am Ausgang des Matched-Filters hängt nur von der Energie des Sendesignals und der Leistungsdichte des Störsignals ab. Keinen Einfluss hat dagegen die zeitliche Form des Sendesignals $s_{Stimulus}(t)$. Eine weitere Bezeichnung für ein Matched-Filter ist das Korrelationsfilter und für die Einheit Matched-Filter mit nachfolgendem Abtaster zusammen der Begriff Korrelator.

Diese Methode des Optimalfilterempfangs soll zur Fehlererkennung von Sensorsystemen eingesetzt werden. Dazu ist in **Bild 5.4** eine Erweiterung des Übertragungssystems nach Bild 5.3 um ein Sensormodell dargestellt.

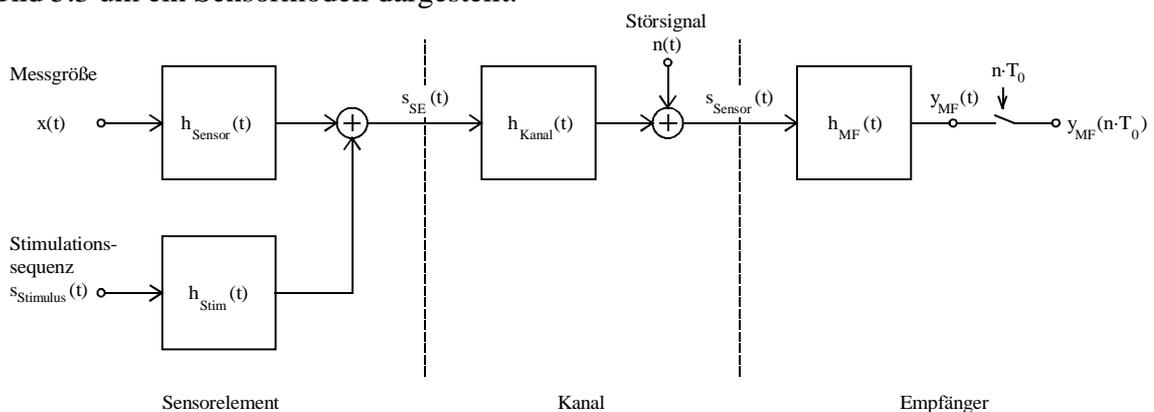


Bild 5.4 Erweiterung des Übertragungssystems um ein Sensormodell

Auf das Sensorelement wirkt die Messgröße x und die Stimulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ ein. Das Sensorelement weist für die Messgröße x eine Übertragungsfunktion mit der Stossantwort $h_{Sensor}(t)$ und für die Stimulationssequenz ein Übertragungsglied mit der Stossantwort $h_{Stim}(t)$ auf. Die Sensorauslese und -signalverarbeitung bilden im Modell einen Kanal mit der Stossantwort $h_{Kanal}(t)$. Das additive Störsignal $n(t)$ in dieser „Übertragungsstrecke“ wird durch Rauschanteile im Sensorsystem, beispielsweise durch die Sensorauslese und eine eventuelle A/D-Konvertierung erzeugt. Der Empfänger zur Detektion der Stimulationssequenz entspricht dem Korrelator.

Prinzipiell sind zwei Arten der Stimulation möglich. Im ersten Fall erfolgt die Stimulation direkt nach dem Messprinzip. In diesem Fall sind die Übertragungsglieder mit den Stossantworten der Stimmulationssequenz $h_{Stim}(t)$ und der Messgröße $h_{Sensor}(t)$ identisch, d. h. $h_{Stim}(t) = h_{Sensor}(t)$. Im zweiten Fall erfolgt die Stimulation indirekt über die Querempfindlichkeit des Sensorelementes. Daher ist die Stossantwort des Übertragungsgliedes der Stimmulationssequenz $h_{Stim}(t)$ identisch mit der Stossantwort der Querempfindlichkeit $h_{quer}(t)$, d. h. $h_{Stim}(t) = h_{quer}(t)$. Normalerweise sind bei einem Sensorelement die Stossantwort der Messgröße $h_{Sensor}(t)$ und die der Querempfindlichkeit $h_{quer}(t)$ verschieden, so dass $h_{Sensor}(t) \neq h_{quer}(t)$ gilt.

Am Ausgang des Detektionsfilters h_{MF} liegt das Signal $y_{MF}(t)$ an, das sich aus den drei Teilen Messgrößensignalanteil $g_x(t)$, Stimulationssignalanteil $g_{Stimulus}(t)$ und Rauschsignalanteil $n_e(t)$ zusammensetzt. Das Ausgangssignal $y_{MF}(t)$ lässt sich zu

$$\begin{aligned}
 y_{MF}(t) &= \left[(x(t) * h_{Sensor}(t) + s_{Stimulus}(t) * h_{Stim}(t)) * h_{Kanal}(t) + n(t) \right] * h_{MF}(t) \\
 &= x(t) * h_{Sensor}(t) * h_{Kanal}(t) * h_{MF}(t) \\
 &\quad + s_{Stimulus}(t) * h_{Sensor}(t) * h_{Kanal}(t) * h_{MF}(t) \\
 &\quad + n(t) * h_{MF}(t) \\
 &= g_x(t) + g_{Stimulus}(t) + n_e(t)
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

bestimmen.

Wie schon im Kapitel 2.4 diskutiert, lassen sich die dynamischen Eigenschaften von Sensorelementen häufig als lineare Verzögerungsglieder erster oder zweiter Ordnung beschreiben. Normalerweise werden die Sensorelemente so dimensioniert, dass ihre Zeitkonstanten τ_i vernachlässigt werden können und somit das Messergebnis dem zeitlichen Verlauf der Messgröße $x(t)$ möglichst gut folgen kann. Es muss also die dominierende Zeitkonstante des Sensorelementes $\tau_{d,SE}$, d. h. die größte der Zeitkonstanten τ_i des Sensorelementes, kleiner als der Kehrwert der maximalen Frequenz $f_{x,max}$ der Messgröße $x(t)$ sein. Da die dominierende Zeitkonstante $\tau_{d,Stimulus}$ der Stimulationübertragungsfunktion $H_{Stim}(f)$ von der dominanten Zeitkonstante des Sensorelementes $\tau_{d,SE}$ abweichen kann, muss die Einzelpulsbreite T_{Puls} der Stimulationsfrequenz größer als $\tau_{d,Stimulus}$ gewählt werden.

Dadurch reduzieren sich die Übertragungsfunktionen im Frequenzbereich auf

$$H_{Sensor}(f) = \epsilon_{Sensor} \tag{5.4}$$

und

$$H_{Stim}(f) = \epsilon_{Stim} \tag{5.5}$$

Die Messgröße $x(t)$ und das Stimulationssignal $s_{Stimulus}(t)$ werden also durch das Sensorelement mit der Empfindlichkeit ϵ_{Sensor} bzw. ϵ_{Stim} skaliert.

Es ergibt sich am Ausgang des Sensorelementes

$$s_{SE}(t) = \epsilon_{Sensor} \cdot x(t) + \epsilon_{Stim} \cdot s_{Stimulus}(t). \quad (5.6)$$

Auch die Übertragungsfunktion des Kanals $H_{Kanal}(f)$ im Frequenzbereich soll im Folgenden auf einen konstanten Faktor ϵ_{Kanal} reduziert werden. Diese Annahme ist insoweit zulässig, da die Sensorauslese und -signalverarbeitung, die den Kanal bilden, das elektrische Signal des Sensorelementes möglichst nur verstärken oder in eine andere elektrische Messgröße konvertieren sollen. Die Zeitkonstante τ_{Kanal} des Kanals muss also kleiner als die kleinste der beiden Zeitkonstanten $\tau_{d,SE}$ und $\tau_{d,Stimulus}$ des Sensorelementes sein.

Es ergibt sich

$$H_{Kanal}(f) = \epsilon_{Kanal}. \quad (5.7)$$

Das Ausgangssignal des Sensorelementes $s_{SE}(t)$ wird mit ϵ_{Kanal} gewichtet und die Störgröße $n(t)$ wird zu diesem Ergebnis addiert

$$s_{Sensor}(t) = \epsilon_{Kanal} \cdot s_{SE}(t) + n(t) \quad (5.8)$$

Es kommt also zu keiner Filterung der Messgröße $x(t)$ oder der Stimmulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ mit den Stossantworten $h_{Sensor}(t)$, $h_{Stim}(t)$ oder $h_{Kanal}(t)$, sondern nur zu einer Gewichtung. Somit wird eine einfache Realisierung des Matched-Filters mit nachfolgendem Abtaster als Korrelator nach Bild 5.13 möglich (siehe unten).

Weiterhin soll für nachfolgende theoretische Betrachtungen die Messgröße x zu Null gesetzt werden. Für diese Beschränkung gibt es natürlich keine direkten physikalischen Gründe. Es wird später gezeigt, dass bei Wahl einer mittelwertfreien Stimmulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ und einer zeitlich konstanten Messgröße $x(t) = x_1$ der Messgrößensignalanteil $g_x(t)$ am Ausgang des Matched-Filters y_{MF} verschwindet. Da diese Eigenschaft für eine messgrößenunabhängige Detektion der Stimmulationssequenz notwendig ist, wird das Verfahren der Fehlererkennung mittels Stimulation und Korrelationsdetektion auf mittelwertfreie Stimmulationssequenzen $s_{Stimulus}$ beschränkt.

Mit den getroffenen Randbedingungen ergibt sich für den Ausgang des Empfangsfilters y_{MF}

$$\begin{aligned} y_{MF}(t) &= s_{Stimulus}(t) \cdot \epsilon_{Stim} \cdot \epsilon_{Kanal} * h_{MF}(t) + n(t) * h_{MF}(t) \\ &= g_{Stimulus}(t) + n_e(t) \end{aligned} \quad (5.9)$$

Somit lässt sich das um das Sensormodell erweiterte Übertragungssystem auf ein äquivalentes Übertragungssystem nach Bild 5.3 zurückführen. Der einzige Unterschied zu Bild 5.3 ist,

dass die Stimmulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ am Eingang des Matched-Filters mit $\epsilon_{Stim} \cdot \epsilon_{Kanal}$ gewichtet wird. Daher ergibt sich für die Stossantwort $h_{MF}(t)$ des Matched-Filters unter Berücksichtigung des Sensormodels

$$h_{MF}(t) = k' \cdot s_{Stimulus}(T_0 - t) : \tag{5.10}$$

Die Konstante k' berücksichtigt die Gewichtung des Nutzsinalanteiles $g_{Stimulus}(t)$ am Eingang des Matched-Filters mit $\epsilon_{Stim} \cdot \epsilon_{Kanal}$.

Bei den nachfolgenden Realisierungen sind alle auftretenden Signale zeitliche Spannungsverläufe bzw. Digitalsignale. Bei anderen physikalischen Signalen, wie z. B. Strömen gelten die Aussagen entsprechend.

Die Stimmulationssequenz zur Sensorelementanregung wird als binäre Pseudo-Zufallssequenz mittels linear rückgekoppelter Schieberegister erzeugt (siehe Kapitel 5.1.3). Mathematisch kann die Stimmulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ mit Hilfe der auf die Pulsdauer T_{Puls} normierten rect-Funktion

$$rect\left(\frac{t}{T_{Puls}}\right) = \begin{cases} 1 & \text{für } \left| \frac{t}{T_{Puls}} \right| \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{für } \left| \frac{t}{T_{Puls}} \right| > \frac{1}{2} \end{cases} \tag{5.11}$$

als eine Summe von $l_{Stimulus}$ verschobener rect-Funktionen im Zeitbereich dargestellt werden:

$$s_{Stimulus}(t) = U_0 \cdot \sum_{l=1}^{l_{Stimulus}} A_l \cdot rect\left(\frac{t - \frac{2 \cdot l - 1}{2} \cdot T_{Puls}}{T_{Puls}}\right). \tag{5.12}$$

Die Amplitude der Stimulation beträgt U_0 und die Form wird über den Amplitudenfaktor A bestimmt. Die Länge der Stimmulationssequenz beträgt $T_0 = T_{puls} \cdot l_{Stimulus}$. Für eine kontinuierliche Fehlerüberwachung des Sensorsystems wird diese Sequenz jeweils nach Erreichen des Endzeitpunktes $n \cdot T_0$ wiederholt, wobei n als ganze Zahl die Wiederholung angibt. Somit muss jeweils zu den Endzeitpunkten $n \cdot T_0$ der Stimmulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ der Ausgang des Matched-Filters y_{MF} abgetastet werden und der erhaltene Wert mit einem festgelegten Schwellwert C verglichen werden.

Die Stossantwort $h_{MF}(t)$ eines auf diese Stimmulationssequenz ausgelegten Matched-Filters lautet:

$$\begin{aligned}
 h_{MF}(t) &= k' \cdot s_{Stimulus}(T_{Puls} \cdot l_{Stimulus} - t) \\
 &= k' \cdot U_0 \cdot \sum_{l=1}^{l_{Stimulus}} A_l \cdot \text{rect} \left(\frac{T_{Puls} \cdot l_{Stimulus} - t + \frac{2 \cdot l - 1}{2} \cdot T_{Puls}}{T_{Puls}} \right).
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

Da am Ausgang des Matched-Filters y_{MF} ein Spannungssignal anliegt, muss die Konstante k' die Einheit $[k'] = s^{-1}V^{-1}$ aufweisen. Physikalisch ist die Einheit von k' auf eine in der Realisierung des Matched-Filters vorhandene Normierung auf eine Referenzspannung und -zeit zurückzuführen. Bei dem später für das Matched-Filter und den nachfolgenden Abtaster verwendeten Korrelator (siehe Bild 5.13) erfolgt zuerst durch einen $\Sigma\Delta$ -Modulator die Generation eines Digitalsignals $y_{\Sigma\Delta}$ durch Normierung auf die Referenzspannung V_{ref} des $\Sigma\Delta$ -Modulators und anschließend durch die Abtastung eine Normierung auf die Stimulationsdauer T_0 . Für die Dimensionierung der Konstante k' muss dafür gesorgt werden, dass es intern im Matched-Filter zu keiner Spannungsübersteuerung kommt.

Wird die Stimulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ ohne zusätzliche Störung $n(t)$ auf das Matched-Filter gegeben, so ergibt sich nur der Stimulationssignalanteil $g_{Stimulus}(t)$ am Ausgang des Matched-Filters y_{MF} . Dessen Zeitverlauf entspricht der um T_0 verschobenen Impulsautokorrelationsfunktion $\varphi_{SS}^E(t - T_0)$ der Stimulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$. Der Stimulationssignalanteil bestimmt sich zu:

$$\begin{aligned}
 g_{Stimulus}(t) &= k' \cdot U_0^2 \cdot T_{Puls} \cdot \sum_{l=1}^{l_{Stimulus}} \sum_{m=1}^{l_{Stimulus}} A_l \cdot A_m \cdot \\
 &\quad \Lambda \left(\frac{T_{Puls} \cdot l_{Stimulus} - t + \left(\frac{2 \cdot m - 1}{2} \right) \cdot T_{Puls} - \left(\frac{2 \cdot l - 1}{2} \right) \cdot T_{Puls}}{T_{Puls}} \right).
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

In (Gl. 5.12) beschreibt $\Lambda(t/T_{Puls})$ den auf die Pulsdauer T_{Puls} normierten Dreiecksimpuls mit der Definition

$$\Lambda\left(\frac{t}{T_{Puls}}\right) = \begin{cases} 1 - \left| \frac{t}{T_{Puls}} \right| & \text{für } \left| \frac{t}{T_{Puls}} \right| \leq 1 \\ 0 & \text{für } \left| \frac{t}{T_{Puls}} \right| > 1 \end{cases}. \tag{5.15}$$

Im Rahmen der Fehlererkennung wird für zwei Beispielsensorsysteme eine bestimmte Stimulationssequenz der Länge $l_{Stimulus} = 14$ eingesetzt. Die Auswahl der Sequenz wird in Kapi-

tel 5.1.2 vorgestellt. Bei der eingesetzten Stimulationssequenz bestimmen sich die Amplitudenfaktoren zu:

$$A = \{1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1\}. \quad (5.16)$$

In **Bild 5.5a** ist der zeitliche Verlauf der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ mit einer Amplitude von $U_0 = 1 \text{ V}$ dargestellt.

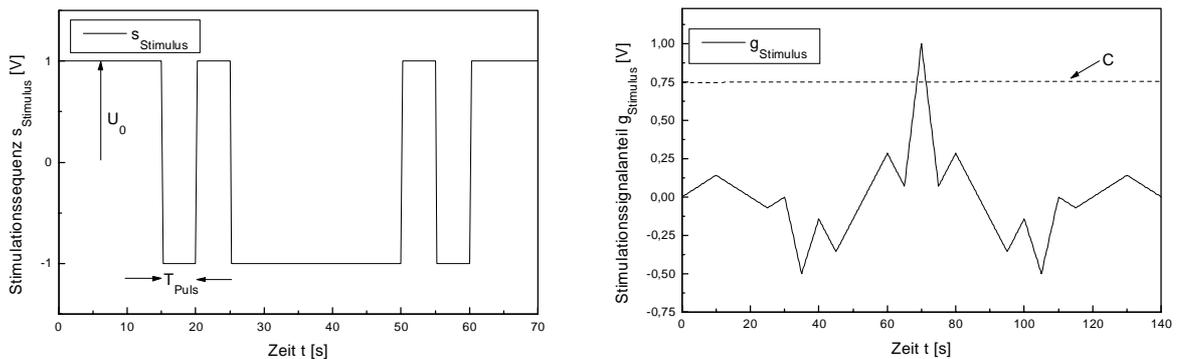


Bild 5.5 a) Zeitlicher Verlauf der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$
b) Zeitlicher Verlauf des Stimulationssignalanteils $g_{\text{Stimulus}}(t)$

Die dargestellte Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ soll in einem ersten Beispiel einen Temperatursensor anregen. Durch die in einem solchen Sensorsystem vorhandene Zeitkonstante τ_{th} muss die Stimulation entsprechend niederfrequent vorgenommen werden, so dass in diesem Fall die Pulslänge zu $T_{\text{puls}} = 5 \text{ s}$ gewählt wurde. Die gesamte Stimulationsperiodendauer T_0 beträgt in diesem Beispiel $T_0 = T_{\text{puls}} \cdot I_{\text{Stimulus}} = 70 \text{ s}$. Bei der Stimulationssequenz ist hervorzuheben, dass diese mittelwertfrei ist.

Wird an den Eingang des Matched-Filters die ungestörte Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ angelegt, so ergibt sich am Ausgang y_{MF} nur der Stimulationssignalanteil $g_{\text{Stimulus}}(t)$. Dessen Zeitverlauf entspricht der um T_0 verschobenen Impulsautokorrelationsfunktion $\phi_{\text{SS}}^{\text{E}}(t - T_0)$ der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$. Den zeitlichen Verlauf des Stimulationssignalanteils $g_{\text{Stimulus}}(t)$ zeigt Bild 5.5b. Deutlich ist der Korrelationspeak zum Zeitpunkt $T_0 = 70 \text{ s}$ zu erkennen. Zu diesem Zeitpunkt erreicht die Impulsautokorrelationsfunktion $\phi_{\text{SS}}^{\text{E}}(t - T_0)$ ihr Maximum. Dieser zeitliche Verlauf am Ausgang des Matched-Filters y_{MF} ergibt sich, wenn die Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ nur einmal an den Eingang des Matched-Filters angelegt wird oder wenn zwischen zwei nacheinanderfolgenden Stimulationssequenzen $s_{\text{Stimulus}}(t)$ eine Pause von mehr als $T_0 = 70 \text{ s}$ vergeht. Da aber das Sensorsystem kontinuierlich überwacht werden soll, wird die Stimulationssequenz immer wiederholt. Somit erscheint jeweils am Ende der wiederholten Stimulationssequenz zu den Zeitpunkten $n \cdot T_0 = n \cdot 70 \text{ s}$ der Korrelationspeak als Maximum der Impulsautokorrelationsfunktion $\phi_{\text{SS}}^{\text{E}}(t - T_0)$ am Ausgang des Matched-Filters. Dieser Wert $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ wird abgetastet und mit einem Schwellwert C verglichen. Für die Darstellung im Bild 5.5b wurde die Konstante k' zu $k' = 1/70 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$ gewählt. Somit wird am Ausgang des Matched-Filters ein Korrelationspeak von

$g_{\text{Stimulus}}(n \cdot T_0) = 1 \text{ V}$ erreicht. In diesem Beispiel wurde der Schwellwert C willkürlich zu $C = 0,75 \text{ V}$ gewählt. Eine Methode zur analytischen Bestimmung des Schwellwertes C wird weiter unten vorgestellt. Abtastwerte $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ des Matched-Filterausgangs größer als der Schwellwert C bedeuten, dass das Stimulationssignal $s_{\text{Stimulus}}(t)$ im Ausgangssignal des Sensorsystems s_{Sensor} detektiert wurde und somit kann das Sensorsystem als fehlerfrei angesehen werden. Bei Abtastwerten $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ kleiner als der Schwellwert C konnte die Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ nicht im Ausgangssignal des Sensorsystems s_{Sensor} erkannt werden, daher gilt das Sensorsystem als defekt.

Für die Herleitung der Übertragungsfunktion des Matched-Filters wurde angenommen, dass der Anteil der Messgröße $g_x(t)$ am Ausgang des Matched-Filters y_{MF} verschwindet. Dazu wurde die Messgröße $x(t)$ willkürlich zu Null gesetzt. Für eine zeitlich konstante Messgröße $x(t) = x_1$ ergibt sich am Ausgang des Matched-Filters der Messgrößenanteil $g_x(t)$ zu

$$\begin{aligned} g_x(t) &= x_1 \cdot \varepsilon_{\text{Sensor}} \cdot \varepsilon_{\text{Kanal}} * h_{\text{MF}}(t) \\ &= x_1 \cdot \varepsilon_{\text{Sensor}} \cdot \varepsilon_{\text{Kanal}} \cdot k' \cdot U_0 \cdot T_{\text{Puls}} \cdot \sum_{l=1}^{l_{\text{Stimulus}}} A_l \end{aligned} \quad (5.17)$$

Aus (Gl 5.17) ergibt sich, dass der Messgrößenanteil $g_x(t)$ bei einer zeitlich konstanten Messgröße x_1 unter der Randbedingung einer mittelwertfreien Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ zu Null wird. Mathematisch bedeutet eine mittelwertfreie Stimulationssequenz, dass die Summe der Amplitudenfaktoren A_l gleich Null ist. Zeitliche Abweichungen der Messgröße $x(t)$ während der Stimulationsdauer T_0 von dem konstanten Wert x_1 werden um die Faktoren $\varepsilon_{\text{Sensor}}$ und $\varepsilon_{\text{Kanal}}$ gewichtet der Störgröße $n(t)$ zugerechnet.

Aus der Theorie der Matched-Filter-Signaldetektion ist bekannt, dass der zeitliche Verlauf der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ keinen Einfluss auf das SNR zwischen Nutz- und Stör-signalanteil hat (siehe unten). Diese Aussage muss bei der Anwendung eines Matched-Filters im Sensorsystem eingeschränkt werden. Es muss sichergestellt sein, dass der zeitliche Verlauf der Messgröße $x(t)$ nicht dem zeitlichen Verlauf der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ entgegen wirkt. In einem solchen Fall könnte der Abtastwert $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ des Matched-Filter-Ausgangs den Schwellwert C unterschreiten, obwohl das Sensorsystem keine Fehlfunktion aufweist und es käme zu einem Fehlalarm. Somit muss der Zeitverlauf der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ so gewählt werden, dass das Faltungsprodukt zwischen Messgröße $x(t)$ und Stossantwort des Matched-Filters $h_{\text{MF}}(t)$ möglichst zu Null wird. Das bedeutet, dass die Kreuzkorrelationsfunktion zwischen Messgröße $x(t)$ und Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ zu Null werden muss. Da aber über die Messgröße $x(t)$ keine allgemeingültigen Aussagen getroffen werden können, soll der Zeitverlauf der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ aus einer Pseudo-Zufallssequenz abgeleitet werden. Durch die Wahl einer solchen Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ ist die Wahrscheinlichkeit, dass der Zeitverlauf der Messgröße $x(t)$ der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ entgegenwirkt, gering.

Nachfolgend sollen einige Überlegungen zur Wahl der Entscheidungsschwelle C vorgestellt werden.

Die Energie $E_{Stimulus}$ der Stimmulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ beträgt unter der Annahme, dass die Spannung der Stimmulationssequenz an einem Widerstand R anliegt

$$E_{Stimulus} = \frac{1}{R} \cdot \int_{0s}^{T_{Puls} \cdot l_{Stimulus}} s_{Stimulus}^2(t) dt = \frac{U_0^2 \cdot l_{Stimulus} \cdot T_{Puls}}{R} \quad (5.18)$$

Die Energie $E_{Stimulus}$ der Stimmulationssequenz steigt quadratisch mit der Amplitude U_0 und linear mit der Pulsdauer T_{Puls} und der Pulsanzahl $l_{Stimulus}$ an. Damit es zu möglichst geringen Störungen der eigentlichen Messwertaufnahme kommt, muss die Amplitude U_0 sehr klein gewählt werden. Zum Erreichen einer vernachlässigbaren Fehlalarmrate muss die Stimmulationssequenz eine Mindestenergie im Vergleich zur additiven Rauschleistungsdichte N_0 besitzen. Diese Bedingung wird bei entsprechend kleinen Stimmulationsamplituden U_0 entweder durch eine entsprechende Pulsanzahl $l_{Stimulus}$ oder durch Wahl einer entsprechend langen Pulsdauer T_{Puls} erreicht, d. h. kleine Stimmulationsamplituden U_0 werden durch lange Stimmulationsperiodendauern $T_0 = l_{Stimulus} \cdot T_{Puls}$ kompensiert. Allerdings muss der quadratische Einfluss der Stimmulationsamplitude U_0 und der lineare Einfluss der Stimmulationsperiodendauer $l_{Stimulus} \cdot T_{Puls}$ auf die Energie $E_{Stimulus}$ berücksichtigt werden, d. h. für eine Halbierung der Amplitude U_0 muss die Stimmulationsperiodendauer $l_{Stimulus} \cdot T_{Puls}$ vervierfacht werden.

Der Ausgang des Matched-Filters wird zum Zeitpunkt T_0 abgetastet. Die Leistung P_a durch den Stimmulationssignalanteil $g_{Stimulus}(t)$ am Ausgang des Matched-Filters zum Abtastzeitpunkt T_0 bestimmt sich zu

$$P_a = \frac{g_{Stimulus}^2(T_0)}{R} = \frac{(k' \cdot U_0^2 \cdot l_{Stimulus} \cdot T_{Puls})^2}{R} \quad (5.19)$$

Bei der Bestimmung der Leistung P_a des Stimmulationssignalanteils $s_{Stimulus}(T_0)$ wurde wieder davon ausgegangen, dass die Ausgangsspannung des Matched-Filters an einem Widerstand R anliegt.

Die Störleistung N am Ausgang des Matched-Filters ist zeitlich konstant und beträgt

$$N = \frac{N_0}{R} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h_{MF}^2(t) dt = \frac{N_0 \cdot k'^2 \cdot U_0^2 \cdot l_{Stimulus} \cdot T_{Puls}}{R} \quad (5.20)$$

mit N_0 als die Leistungsdichte des als weißes Rauschen angenommenen Störsignals $n(t)$.

Bei einem Matched-Filter wird durch die Wahl der Stossantwort $h_{MF}(t)$ nach (Gl. 5.10) das Signal/Rauschverhältnis SNR am Ausgang maximal und erreicht den Maximalwert von

$$SNR = \frac{P_a}{N_{\max}} = \varepsilon_{Stim} \cdot \varepsilon_{Kanal} \frac{E_{Stimulus}}{N_0} = \varepsilon_{Stim} \cdot \varepsilon_{Kanal} \frac{U_0^2 \cdot l_{Stimulus} \cdot T_{Puls}}{N_0}. \quad (5.21)$$

Das Signal/Rauschverhältnis SNR am Ausgang des Matched-Filters zum Abtastzeitpunkt T_0 hängt nur von der Energie $E_{Stimulus}$ des Stimulationssignals $s_{Stimulus}(t)$ und von der Leistungsdichte N_0 des additiven Störsignals $n(t)$ ab. Keinen Einfluss hingegen hat der zeitliche Verlauf des Signals $s_{Stimulus}(t)$.

Im Rahmen der Fehlererkennung soll die Anregung $s_{Stimulus}(t)$ im Ausgang $s_{Sensor}(t)$ eines fehlerfreien Sensorsystems detektiert werden. Die Entscheidung, ob im Ausgangssignal des Sensorsystems $s_{Sensor}(t)$ die Anregungssequenz $s_{Stimulus}(t)$ vorhanden ist oder nicht, wird durch eine Schwellwertentscheidung am Ausgang des Korrelators getroffen.

Der Abtastwert $y_{MF}(n \cdot T_0)$ am Ausgang des Matched-Filters setzt sich aus der Summe des Stimulations- und Rauschsignalanteiles $g_{Stimulus}(n \cdot T_0)$ und $n_e(n \cdot T_0)$ nach (Gl. 5.9) zusammen. Die Entscheidungsstufe trifft anhand des Schwellwertes C die Entscheidung, ob die Stimulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ detektiert wurde oder nicht. Abtastwerte $y_{MF}(n \cdot T_0) > C$ bedeuten, dass die Stimulationssequenz detektiert wurde, Werte $y_{MF}(n \cdot T_0) \leq C$ bedeuten keine Detektion der Stimulationssequenz. Der Abtastwert des Matched-Filters $y_{MF}(n \cdot T_0)$ ist, bedingt durch den Störanteil $n_e(t)$, ein Zufallswert. Es besteht daher eine gewisse Wahrscheinlichkeit für eine Fehlentscheidung. Zum einen kommt es zu einer Fehlentscheidung, wenn der Abtastwert $y_{MF}(n \cdot T_0) \leq C$ ist, obwohl die Stimulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ im Ausgangssignal $s_{Sensor}(t)$ des Sensorsystems vorhanden ist, zum anderen tritt ein Fehler auf, wenn der Abtastwert $y_{MF}(n \cdot T_0) > C$ beträgt, obwohl die Stimulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ im Ausgangssignal $s_{Sensor}(t)$ des Sensorsystems nicht vorhanden ist. Unter der Annahme, dass das Rauschsignal $n(t)$ zusätzlich zur Eigenschaft des weißen Rauschens eine gaußverteilte Zufallsgröße ist, lassen sich die Fehlerwahrscheinlichkeiten P_{e1} und P_{e2} der beiden Fälle bestimmen.

Im ersten Fall, wenn die Stimulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ im Ausgangssignal y_{MF} des Matched-Filters vorhanden ist, kommt es am Abtastzeitpunkt zu einer Überlagerung des Stimulationssignalanteils $g_{Stimulus}$ mit der Leistung P_a und des Störsignalanteils n_e mit der Leistung N .

Damit ergibt sich nach [62] folgende Verteilungsdichtefunktion p_{e1} im ersten Fall für den Abtastwert $y_{MF}(T_0)$ am Ausgang des Matched-Filters

$$p_{e1}(x) = \frac{e^{-\frac{(x-\sqrt{P_a})^2}{2 \cdot N}}}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot N}} \quad (5.22)$$

Durch Aufintegration kann die Fehlerwahrscheinlichkeit P_{e1} im ersten Fehlentscheidungsfall zu

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^C p_{e1}(x) dx = \int_{-\infty}^C \frac{e^{-\frac{(x-\sqrt{P_a})^2}{2 \cdot N}}}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot N}} dx = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{P_a} - C}{\sqrt{2 \cdot N}}\right) \quad (5.23)$$

mit der komplementären Fehlerfunktion $\operatorname{erfc}(x)$ bestimmt werden.

Im zweiten Fall ist nur der Störsignalanteil $n_e(t)$ am Ausgang y_{MF} des Matched-Filters vorhanden. In diesem Fall bestimmt sich die Verteilungsdichtefunktion zu

$$P_{e2} = \frac{e^{-\frac{x^2}{2 \cdot N}}}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot N}}. \quad (5.24)$$

Im zweiten Fehlerfall bestimmt sich die Wahrscheinlichkeit P_{e2} einer Fehlentscheidung zu

$$P_{e2} = \int_C^{\infty} p_{e2}(x) dx = \int_C^{\infty} \frac{e^{-\frac{x^2}{2 \cdot N}}}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot N}} dx = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{C}{\sqrt{2 \cdot N}}\right). \quad (5.25)$$

Die Gesamtwahrscheinlichkeit P_e für eine Fehlentscheidung setzt sich aus der Summe der beiden Einzelfehlerwahrscheinlichkeiten P_{e1} und P_{e2} zusammen:

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot P_{e1} + \frac{1}{2} \cdot P_{e2}. \quad (5.26)$$

Durch die Annahme eines gaußverteilten weißen Rauschens ergeben sich für die beiden Fehlentscheidungsfälle zwei glockenförmige Verteilungsdichtefunktionen. In **Bild 5.6** sind die beiden Verteilungsdichtefunktionen p_{e1} und p_{e2} für die Fehlentscheidungsfälle dargestellt (nach [62]).

Der Abstand des Maximums beider Verteilungsdichtefunktionen wird durch die Wurzel der Nutzsignalleistung $\sqrt{P_a}$ bestimmt, während die Störleistung N die Amplitude und Breite der beiden Verteilungsdichtefunktionen festlegt. Die Fehlerwahrscheinlichkeit im ersten Fehlentscheidungsfall bestimmt sich über die Fläche unter der ersten Verteilungsdichtefunktion p_{e1} bis zum Schwellwert C , während die zweite Fehlentscheidungswahrscheinlichkeit der Fläche ab dem Schwellwert C unter der Kurve p_{e2} entspricht. Die Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit P_e entspricht bei einer beliebigen Wahl des Schwellwertes C der halben ausgefüllten Fläche unterhalb beider Verteilungsdichtefunktionen.

Der Gesamtfehler wird minimal, wenn die Schwellwertamplitude C mit dem Schnittpunkt beider Fehlerwahrscheinlichkeiten zusammenfällt.

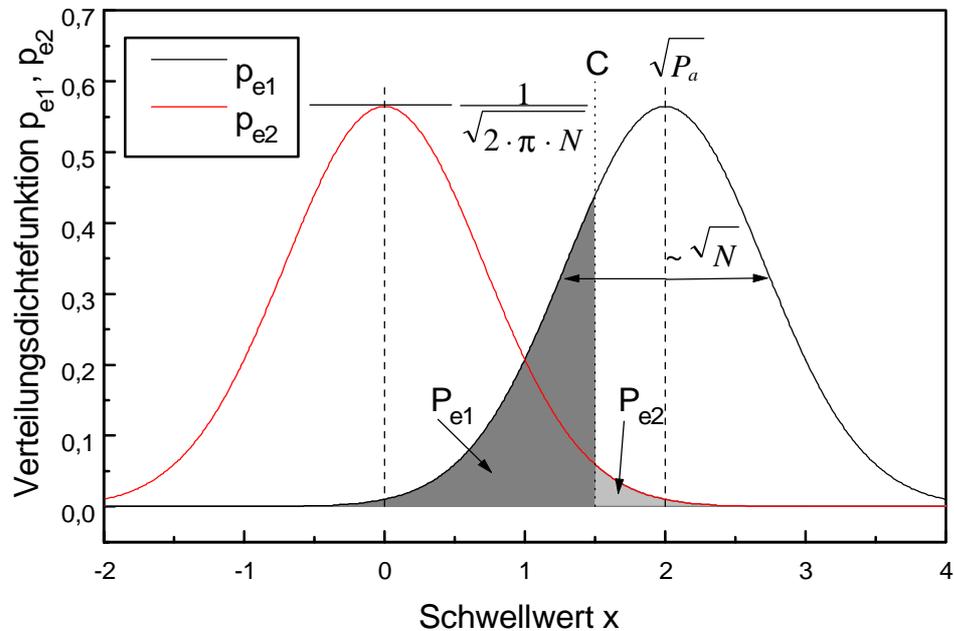


Bild 5.6 Verteilungsdichtefunktionen zur Bestimmung des Schwellwertes C

Die Schwellwertamplitude C bestimmt sich für eine minimale Fehlerwahrscheinlichkeit zu

$$C = \frac{\sqrt{P_a}}{2}. \tag{5.27}$$

Die minimale Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,\min}$ bei Korrelationsempfang ergibt sich durch die Verknüpfung von (Gl. 5.27) mit (Gl. 5.26):

$$P_{e,\min} = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_{Stim} \cdot \varepsilon_{Kanal} \cdot E_{Stimulus}}{8 \cdot N_0}} \right). \tag{5.28}$$

Die minimale Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,\min}$ hängt nur vom Signal/Rauschverhältnis $SNR = \varepsilon_{Stim} \cdot \varepsilon_{Kanal} \cdot E_{Stimulus} / N_0$ ab. Graphisch ist der Zusammenhang in **Bild 5.7** dargestellt. Bei optimaler Wahl der Entscheidungsschwelle C ist die Wahrscheinlichkeit für einen Empfangsfehler durch (Gl. 5.26) gegeben. Der Verlauf der Fehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,\min}$ hängt nur vom Signal/Rauschverhältnis SNR des mit $\varepsilon_{Stim} \cdot \varepsilon_{Kanal}$ gewichteten Stimulations- und Rauschsignalanteils ab. Für Werte größer als $SNR > 20$ dB nimmt die Fehlerwahrscheinlichkeit sehr stark ab, bei schon einem wenig größeren SNR ist die Übertragung praktisch fehlerfrei. Dieses Verhalten der Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,\min}$ wird als Schwelleneffekt bezeichnet. Dagegen nähert sich für kleine SNR-Werte die Fehlerwahrscheinlichkeit gegen 50 %.

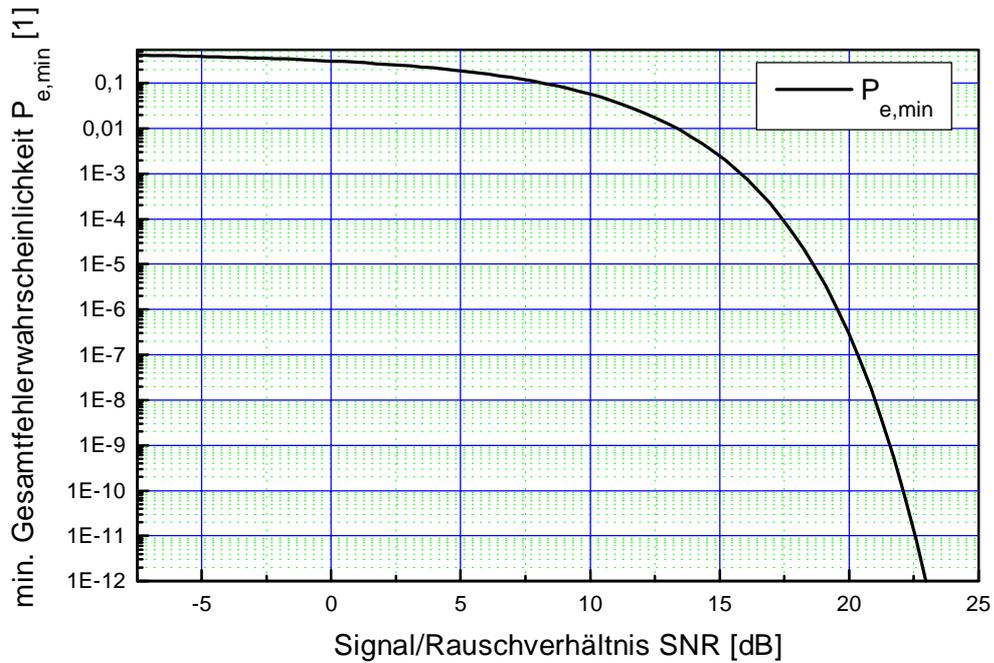


Bild 5.7 Minimale Gesamtfehlerwahrscheinlichkeit bei Korrelationsempfang

Mit Hilfe der theoretischen Betrachtungen lassen sich die Größen Amplitude U_0 , Pulsanzahl l_{Stimulus} und Pulsdauer T_{Puls} der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ dimensionieren. Dazu müssen über das verwendete Sensorsystem die dominante Zeitkonstante $\tau_{d,\text{Stimulus}}$ des Sensorelementes, die Empfindlichkeiten der Stimulation ϵ_{Stim} und des Kanals ϵ_{Kanal} , die Rauschleistungsdichte N_0 und die zulässige Kennlinienabweichung ΔV_{out} bekannt sein.

Als erstes wird die zeitliche Länge eines einzelnen Pulses T_{Puls} so festgelegt, dass das Sensorsystem dem Zeitverlauf der Stimulationssequenz möglichst gut folgen kann. Somit muss $T_{\text{Puls}} \gg \tau_{d,\text{Stimulus}}$ gewählt werden. Als Obergrenze für die Pulsdauer T_{Puls} soll $T_{\text{Puls}} \approx 3 \cdot \tau_{d,\text{Stimulus}}$ gewählt werden. Durch diese Begrenzung werden zu lange Einzelpulse vermieden.

Als nächstes muss die Amplitude U_0 der Stimulationssequenz festgelegt werden. Durch die Stimulation kommt es am Ausgang des Sensorsystems zu einer Stimulationsamplitude von

$$\Delta V_{\text{Stim,out}} = \epsilon_{\text{Stim}} \cdot \epsilon_{\text{Kanal}} \cdot U_0 \quad (5.29)$$

Diese Stimulationsamplitude $\Delta V_{\text{Stim,out}}$ muss kleiner als die zulässige Kennlinienabweichung ΔV_{out} des Sensorsystems sein. Es ergibt sich somit

$$U_0 < \frac{\Delta V_{\text{out}}}{\epsilon_{\text{Stim}} \cdot \epsilon_{\text{Kanal}}} \quad (5.30)$$

Die Stimulationsamplitude U_0 soll zum Erreichen einer großen Stimulationsenergie möglichst groß gewählt werden.

Als letzte Größe wird die Länge l_{Stimulus} der Stimulationssequenz festgelegt. Die erste Forderung an diese Größe ist, dass l_{Stimulus} eine gerade Zahl sein muss. Unter dieser Randbedingung ist die Stimulationssequenz mittelwertfrei und der Ausgang des Matched-Filters y_{MF} messgrößenunabhängig. Weiterhin wird mit der Länge l_{Stimulus} über das Verhältnis der Stimulationsenergie E_{Stimulus} zu der Rauschleistungsdichte N_0 des Sensorsystems die Fehlalarmwahrscheinlichkeit $P_{e,\text{min}}$ festgelegt. Eine typische Fehlalarmrate liegt bei $r_{\text{fehl}} = 0,1 \text{ a}^{-1}$, d. h. ein Fehlalarm in 10 Jahren. Somit ergibt sich als zweite Bedingung zur Festlegung der Stimulationslänge l_{Stimulus}

$$\frac{l_{\text{Stimulus}} \cdot T_{\text{Puls}}}{P_{e,\text{min}}} > \frac{1}{r_{\text{fehl}}} \quad (5.31)$$

Da die Stimulationslänge l_{Stimulus} über die Stimulationsenergie E_{Stimulus} einen Einfluss auf die Fehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,\text{min}}$ hat, kann l_{Stimulus} wegen der komplementären Fehlerfunktion in (Gl. 5.28) nicht analytisch bestimmt werden. Eine weitere Verlängerung der Stimulationslänge l_{Stimulus} über den so bestimmten Wert hinaus führt durch den Schwelleneffekt der Fehlerwahrscheinlichkeit $P_{e,\text{min}}$ zu einer Fehlalarmrate von ca. Null. Allerdings steigt damit der Hardware-Aufwand für das Matched-Filter und es kommt zu längeren Totzeiten, da der Fehlerstatus immer zu den Endzeitpunkten $n \cdot T_0 = n \cdot l_{\text{Stimulus}} \cdot T_{\text{Puls}}$ der Stimulationssequenz aktualisiert wird.

5.1.2 Erzeugung einer Stimulationssequenz

Zur elektrischen Anregung des Sensorelementes muss eine Stimulationssequenz erzeugt werden. Schaltungstechnisch lassen sich sehr einfach binäre Pseudo-Zufallssequenzen (PRBS = pseudo random binary sequence) über linear rückgekoppelte Schieberegister generieren. Die Schaltung eines PRBS-Generators ist in **Bild 5.8** dargestellt.

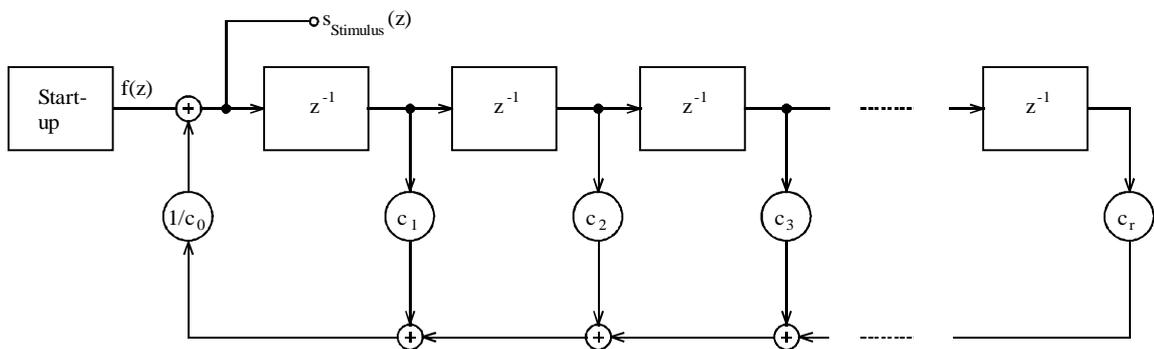


Bild 5.8 Schaltung zur Erzeugung einer binären Pseudo-Zufallssequenz

Die Schaltung zur Erzeugung einer PRBS besteht aus r Speicherelementen (z. B. Flip-Flops oder Schieberegister), die über eine gewichtete Addition der Ausgänge zurückgekoppelt werden. Zulässige Werte für die Gewichtungsfaktoren C_1 bis C_r sind nur 0 und 1, d. h. die Rückkopplung ist vorhanden oder nicht. Die Addition erfolgt nach den Regeln der Modulo-

2-Addition, so dass diese durch eine Verknüpfung über „EXOR“-Gatter erreicht wird. In den r Speicherelementen sind die letzten r Werte der Stimulationssequenz $s_{Stimulus}$ gespeichert und diese werden mit jedem Takt um ein Speicherelement weiter nach rechts verschoben. Der Ausgangswert $s_{Stimulus}$ bestimmt sich zu jedem Zeitpunkt aus den letzten r Ausgangswerten über eine gewichtete Modulo-2-Addition.

Bei Verwendung von r Speicherelementen können maximal 2^r verschiedene Zustände im Speicher auftreten. Tritt allerdings in allen Speicherelementen der logische Wert „Null“ auf, so hat dies eine konstante logische „Null“-Folge als Ausgangssequenz zur Folge. Um diese zu vermeiden, muss ein Start-up eingesetzt werden, der im Fall des logischen „Null“-Zustandes im Speicher eine logische „Eins“ an den Eingang des ersten Speicherelementes anlegt und somit die PRBS startet. Schaltungstechnisch ist der Start-up eine „NOR“-Verknüpfung aller Speicherelement-Ausgänge.

Wird der zu vermeidende logische „Null“-Zustand in den Speicherelementen berücksichtigt, so wiederholt sich die PRBS bei einer Speicherelementanzahl von r nach spätestens

$$l_{Stimulus} = 2^r - 1 \tag{5.32}$$

Takten. Pseudo-Zufallssequenzen mit dieser maximalen Periode werden Maximalfolgen (m -Folgen) [63] genannt und weisen eine ungerade Anzahl an Ausgangswerten $s_{Stimulus}$ auf. Durch eine geeignete Wahl der Rückkoppelfaktoren C_1 bis C_r lassen sich Maximalfolgen erzeugen und somit wird bei vorgegebener Anzahl an Speicherelementen r der Aufwand für die Erzeugung einer möglichst langen Sequenz minimiert.

Die Periodendauer eines einzelnen Pulses sei T_{Puls} . Dann lässt sich mit Hilfe der z -Transformation und der komplexen Frequenzvariablen $z = e^{j\omega \cdot T_{Puls}}$ die Übertragungsfunktion der PRBS-Erzeugungsschaltung aus Bild 5.8 bestimmen:

$$s_{Stimulus}(z) = f(z) - \frac{1}{c_0} \cdot \sum_{l=1}^r c_l \cdot z^{-l} \cdot s_{Stimulus}(z). \tag{5.33}$$

Mit $f(z)$ wird die z -Transformation der Eingangsfolge der Start-up-Schaltung bezeichnet. Durch weitere Umformungen ergibt sich die Übertragungsfunktion $H_{PRBS}(z)$ der Generator-schaltung zu:

$$H_{PRBS}(z) = \frac{s_{Stimulus}(z)}{f(z)} = \frac{c_0}{\sum_{l=0}^r c_l \cdot z^{-l}}. \tag{5.34}$$

Der Nenner der Übertragungsfunktion $H_{PRBS}(z)$ (Gl. 5.34) wird als das charakteristische Polynom $P(z)$ bezeichnet und sehr häufig mit der Substitution

$$x = z^{-1} \quad (5.35)$$

als

$$P(x) = \sum_{l=0}^r c_l \cdot x^l \quad (5.36)$$

in der Literatur benutzt.

Damit m-Folgen erzeugt werden, muss das charakteristische Polynom $P(x)$ als notwendige Bedingung irreduzibel sein, d. h. es darf nicht in Faktoren zerlegbar sein. Allein genügt diese notwendige Bedingung nicht, denn nur ein Teil der irreduziblen Polynome $P(x)$ erzeugt m-Folgen und diese werden primitive Polynome $P(x)$ genannt. Die Ermittlung von primitiven Polynomen $P(x)$ kann nur durch ein Suchverfahren vorgenommen werden, bei dem beispielsweise die Eigenschaft der Erzeugung einer Maximalfolge überprüft wird [64]. Primitive Polynome für unterschiedliche Grade r sind in der Literatur in diversen Tabellenwerken zu finden, z. B. in [65] und [66].

Durch die Verwendung eines primitiven Polynoms zur Erzeugung der PRBS kommt es neben der maximalen Sequenzlänge zu einem zweiten Vorteil, dass nur in diesem Fall die Länge und die Form der PRBS nicht von dem Speicherinhalt zum Sequenzanfang abhängt, sondern dieser bestimmt lediglich eine Phasenverschiebung [64].

Aufgrund des geringen Hardwareaufwands eignen sich m-Sequenzen mit einer Einschränkung für die Stimulation des Sensorelementes im Rahmen der Fehlererkennung. Diese Einschränkung betrifft die ungerade Länge der m-Sequenz, die sich in einer unterschiedlichen Anzahl von logischen „Einsen“ und „Nullen“ in der Stimationssequenz äußert und somit wird keine mittelwertfreie Stimationssequenz erzeugt. Diese unterschiedliche Anzahl bewirkt im Matched-Filter zum Abtastzeitpunkt am Ende der Stimationssequenz einen messwertabhängigen Offset (siehe Gl 5.17). Somit hängt der abgetastete Ausgangswert $y_{MF}(n \cdot T_0)$ des Matched-Filters Abtastwert von dem Messwert ab. Bei Einsatz einer Pseudo-Zufallssequenz mit gleicher Anzahl an logischen „Einsen“ und „Nullen“ kommt es beispielsweise bei einem defekten Sensorsystem mit einem zeitlich konstanten Ausgangssignal $s_{Sensor}(t) = y_0$ durch die mittelwertfreie Stimationssequenz zu einem Abtastwert $y_{MF}(n \cdot T_0) = 0$. Wird dagegen beispielsweise eine m-Folge mit einer größeren Anzahl l_0 an logischen „Einsen“ als an „Nullen“ zur Stimulation benutzt, so existiert diese Messgrößen-unabhängigkeit am Ausgang des Matched-Filters nicht mehr. Liefert nun ein defektes Sensorsystem den zeitlich konstanten Ausgangswert $s_{Sensor}(t) = y_0$, so kommt es nun am Ausgang des Matched-Filters zu einem positiven Abtastwert von

$$y_{MF,fehl}(n \cdot T_0) = k' \cdot y_0 \cdot U_0 \cdot T_{Puls} \cdot I_0. \quad (5.37)$$

Für eine sichere Fehlererkennung muss der Schwellwert C größer als der messgrößenabhängige Abtastwert $y_{MF,fehl}(n \cdot T_0)$, der bei maximalem Sensorausgang $s_{Sensor}(t) = y_{0,max}$ bestimmt wird, gewählt werden. Dagegen spricht, dass durch die Wahl eines großen Schwellwertes C auch die Energie $E_{Stimulus}$ der Stimulationssequenz für eine Stimulationsdetektion eines fehlerfreien Sensorsystems erhöht werden muss. Dies kann bei einer PRBS mit ungerader Länge $l_{Stimulus}$ nur durch eine Vergrößerung der Stimulationsamplitude U_0 erreicht werden, die sich ungünstig auf die Messwertaufnahme des Sensorsystems auswirkt. Eine einfache Möglichkeit, eine PRBS mit der Eigenschaft gleiche Anzahl an logischen „Nullen“ und „Einsen“ zu erzeugen, besteht darin, eine m -Folge erst direkt und danach invertiert zu nutzen. Dazu wird zusätzlich nur ein paralleler Takteiler und ein „EXOR“-Gatter zur abwechselnden Invertierung benötigt. Bei der Stimulation des Sensorelementes muss dessen dynamische Eigenschaft mit berücksichtigt werden. Häufig kommt es durch Materialeigenschaften zu Zeitkonstanten τ , so dass die Pulszeiten T_{Puls} der Anregung des Sensorelementes zur optimalen Detektion deutlich länger als die relevante Zeitkonstante τ sein müssen. Bei der Fehlererkennung am Beispiel eines Temperatursensors müssen die Stimulationspulsbreiten im Sekundenbereich gewählt werden. Daher muss die Frequenz eines eventuell mitintegrierten Oszillators für den PRBS-Generator um einen Faktor N mittels eines Takteilers heruntergeteilt werden.

Die Gesamtschaltung zur Erzeugung einer gleichverteilten Stimulationssequenz $s_{Stimulus}$ zeigt **Bild 5.9**:

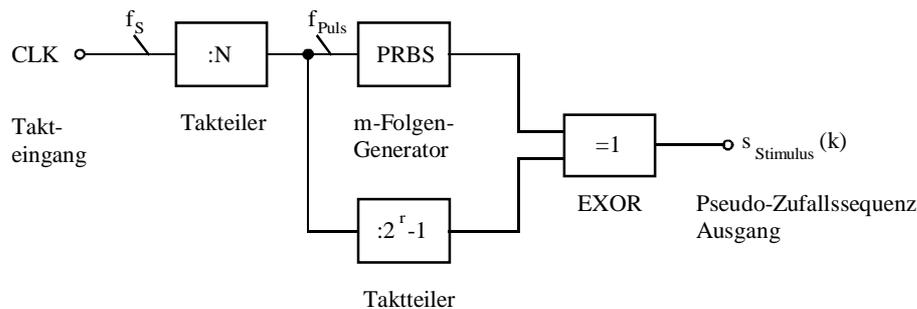


Bild 5.9 Erzeugung einer gleichverteilten PRBS

Ein externer Takt CLK mit der Frequenz f_s wird mittels eines Takteilers um einen Faktor N heruntergeteilt. Dieser heruntergeteilte Takt mit einer Periodendauer $T_{Puls} = 1/f_{Puls}$ steuert einen PRBS-Generator und einen weiteren Takteiler an. Der PRBS-Generator erzeugt eine Pseudo-Zufallssequenz mit der ungeraden Länge $l_{Stimulus} = 2^r - 1$. Der parallel geschaltete Takteiler teilt den schon heruntergeteilten Takt um einen weiteren Faktor $2^r - 1$, der genau der Länge der PRBS entspricht. Diese Art der Taktteilung bewirkt, dass während der Dauer einer Anregungssequenz am Ausgang des Takteilers konstant ein fester Logikpegel anliegt, der jeweils am Ende der Sequenz wechselt. Der Ausgang des zweiten Takteilers und der

des PRBS-Generators werden mit einem „EXOR“-Gatter verknüpft. Liegt am Ausgang des zweiten Takteilers eine logische „Eins“ an, so wird die vom PRBS-Generators erzeugte Stimmulationssequenz durch das „EXOR“-Gatter invertiert, bei einer logischen „Null“ am Ausgang des zweiten Takteilers wird die erzeugte Stimmulationssequenz direkt auf den Ausgang s_{Stimulus} geführt. Die so erzeugte gleichverteilte PRBS wird über einen Treiber zur Stimmulation des zu überprüfenden Sensorsystems eingesetzt. Der Treiber konvertiert die Logikpegel der Stimmulationssequenz in die zur Stimmulation des Sensorelementes benötigte elektrische Größe und stellt die dazu benötigte elektrische Leistung zur Verfügung.

Prinzipiell sind auch andere Methoden zur Erzeugung einer mittelwertfreien Stimmulationssequenz s_{Stimulus} möglich. Binärgewichtete Stimmulationssequenzen führen zu einer einfachen und damit kostengünstigen Realisierung des nachfolgenden Matched-Filters und sind damit analogen Stimmulationssequenzen überlegen. Das gleiche Argument spricht auch für die Verwendung von Stimmulationssequenzen basierend auf Pseudo-Zufallssequenzen mittels zurückgekoppelter Schieberegister. Andere Zeitverläufe von Stimmulationssequenzen, wie z. B. Baker-Folgen, existieren nur mit ungerader Länge l_{Stimulus} für $l_{\text{Stimulus}} > 4$ [67] und werden in dieser Arbeit nicht behandelt.

5.1.3 Realisierung des Matched-Filters

Zur Detektion der Anregungssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ im Ausgangssignal $s_{\text{Sensor}}(t)$ eines fehlerfreien Sensorsystems wird ein Matched-Filter mit nachfolgendem Abtaster eingesetzt. Schaltungstechnisch wird das Matched-Filter mit nachfolgendem Abtaster als Korrelator realisiert (siehe **Bild 5.10**).

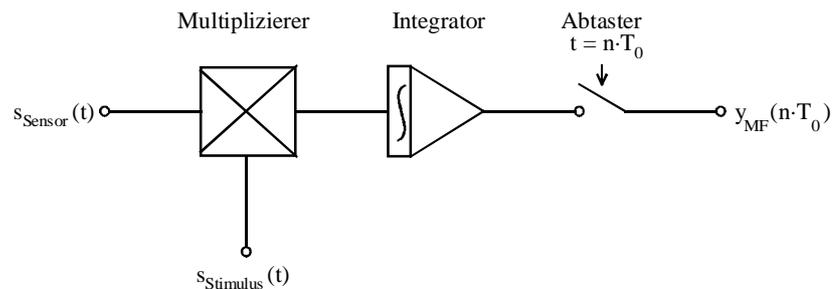


Bild 5.10 Matched-Filter Realisierung als Korrelator

Der Korrelator besteht aus einem Multiplizierer gefolgt von einem Integrator mit nachgeschaltetem Abtaster. Der Multiplizierer bildet das Produkt des Sensorsystemausgangs $s_{\text{Sensor}}(t)$ mit der Stimmulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$. Dieses wird mittels eines Integrators aufsummiert und jeweils am Ende der Stimmulationssequenz zum Zeitpunkt $n \cdot T_0$ abgetastet. Die Realisierung des Matched-Filters als einen Korrelator hat den Vorteil, dass die für die Stossantwort $h_{\text{MF}}(t)$ des Matched-Filters benötigten Speicherglieder entfallen können.

Im allgemeinen Fall handelt es sich bei den zu multiplizierenden Signalen $s_{\text{Stimulus}}(t)$ und $s_{\text{Sensor}}(t)$ um zwei analoge Signale (Spannungen). Für eine analoge Multiplikation existieren viele CMOS-Realisierungen, die z.B auf der Gilbert-Zelle [68] oder [69], MOS Transistoren

im Triodenbereich [70] oder einer Bias-Rückkopplung [71] basieren. Es entstehen jedoch Probleme mit einem reduzierten Eingangsspannungshub oder mit der erreichbaren Linearität [72]. Daher soll zur Realisierung des Korrelators auf einen analogen Multiplizierer verzichtet werden und diese Forderung kann durch die Wahl einer binären Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ erreicht werden, die auch deutlich einfacher als eine analoge Stimulationssequenz erzeugt werden kann. Unter dieser Randbedingung vereinfacht sich die Multiplikation von s_{Stimulus} und s_{Sensor} zu einer Gewichtung des Sensorausgangs s_{Sensor} mit den Faktoren „1“ oder „-1“. In Verbindung mit der nachfolgenden zeitdiskreten Integration muss der Sensorausgangswert s_{Sensor} entweder zum letzten Integrationsergebnis addiert oder von diesem subtrahiert werden.

Eine Schaltungsmöglichkeit zur Realisierung eines Korrelators für eine binäre Stimulationssequenz s_{Stimulus} und einen analogen Sensorausgang s_{Sensor} zeigt **Bild 5.11**.

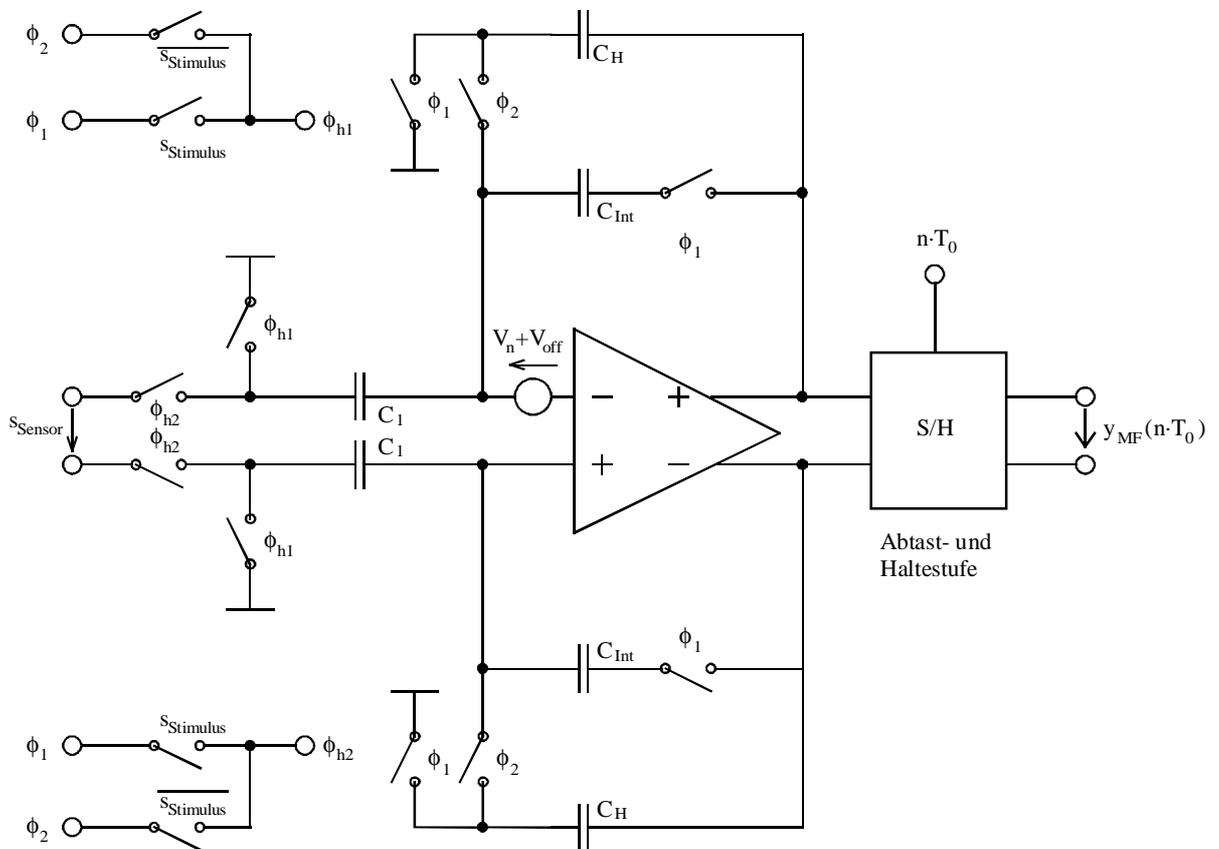


Bild 5.11 Zeitdiskrete Realisierung eines analogen Korrelators

Die Schaltung eines zeitdiskreten SC-Korrelators ist ähnlich wie ein $\Sigma\Delta$ -Modulator erster Ordnung aufgebaut. Die Ausgangsspannung des Sensorsystems s_{Sensor} mit der Grenzfrequenz von $f_b = 1/T_{\text{Puls}}$ wird mit der Frequenz f_s abgetastet und in Abhängigkeit des aktuellen Wertes der Stimulationssequenz s_{Stimulus} zum letzten Ausgangswert des SC-Integrator auf-addiert oder von diesem Wert subtrahiert, wobei jeweils ein Verstärkungsfaktor von C_1 / C_{Int} benutzt wird. Diese bedingte Addition oder Subtraktion wird durch das Umschalten

der Taktfolge am Abtastkondensator C_1 erreicht. Für eine Subtraktion wird dazu der eigentliche Zwei-Phasen-Takt an dem Kondensator C_1 vertauscht, wogegen bei einer Addition der Takt an diesem Abtastkondensator entsprechend des eigentlichem Zwei-Phasen-Taktes anliegt. Jeweils am Ende der Stimulationsequenz zu den Zeitpunkten $n \cdot T_0$ wird der Ausgangswert des SC-Integrators mittels einer Abtasthaltestufe abgetastet und zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung gestellt.

Eine weitere Vereinfachung ergibt sich, wenn zusätzlich zur binären Stimulationsequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ das Sensorsystem digitale Ausgangswerte $s_{\text{Sensor}}(t)$ liefert. In diesem Fall müssen keine analogen Spannungen s_{Sensor} in Abhängigkeit des logischen Wertes der Stimulationsequenz s_{Stimulus} addiert oder subtrahiert werden, sondern die Addition oder Subtraktion reduziert sich auf ein binäres Auf- oder Abwärtszählen. Die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Sensorsysteme liefern bedingt durch die Verwendung eines $\Sigma\Delta$ -Modulators zur A/D-Konvertierung binäre Ausgangssignale $y_{\Sigma\Delta}$.

In **Bild 5.12** ist ein Blockschaltbild eines Sensorsystems mit einem $\Sigma\Delta$ -Modulator zur A/D-Konvertierung des Sensorausgangssignals s_{Sensor} und nachfolgendem Matched-Filter und Schwellwertentscheider zur Fehlererkennung dargestellt.

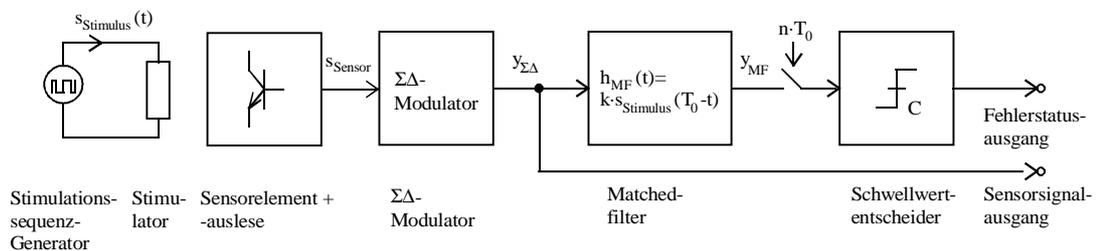


Bild 5.12 Sensorsystem mit $\Sigma\Delta$ -Modulator und Fehlererkennung

Die nachfolgend im Kapitel 5.1.4 und 5.1.5 untersuchten Sensorsysteme basieren auf dem in Bild 5.12 vorgestellten Blockschaltbild. An dieser Stelle soll allerdings nur die Vereinfachung vorgestellt werden, die sich für den Korrelator durch die Verwendung eines binären Ausgangs s_{Sensor} ergibt. Die Ausgangsspannung der Sensorauslese s_{Sensor} wird mittels eines $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung in einen pulshäufigkeitsmodulierten Binärstrom $y_{\Sigma\Delta}$ konvertiert. Der $\Sigma\Delta$ -Modulator ist, wie in Kapitel 4.2.5 beschrieben, aufgebaut (siehe Bild 4.9 und die Ergänzungen im Anhang A4). Da der $\Sigma\Delta$ -Modulator auf Überabtastung mit der Frequenz f_s basiert, kommt es durch die Überabtastung der Sensorausgangsspannung s_{Sensor} auch zu einer Überabtastung der Stimulationsequenz s_{Stimulus} im fehlerfreien Ausgangssignal s_{Sensor} des Sensors.

Die in solchen Sensorsystemen zur Detektion der Stimulationsequenz eingesetzte Schaltung für den Korrelator zeigt **Bild 5.13**.

Die Multiplikation des binären Sensorausgangs $y_{\Sigma\Delta}$ mit dem Stimulationswert s_{Stimulus} wird mittels einer „EXOR“-Verknüpfung beider Signale erreicht. Diese logische Verknüpfung erzeugt ein Steuersignal zur Umschaltung der Zählrichtung eines i Bit Dualzählers. Sind

beide Signale gleich, so zählt der Dualzähler mit jedem Takt CLK der Frequenz f_s aufwärts, sind die Signale unterschiedlich, so wird abwärts gezählt. Der Dualzähler bildet den Integrator des Korrelators, der zum Endzeitpunkt $n \cdot T_0$ der Stimulationssequenz mittels eines parallel ladbaren Schieberegisters abgetastet und danach zurückgesetzt wird. Der Ausgang des Korrelators ist also ein Digitalwert.

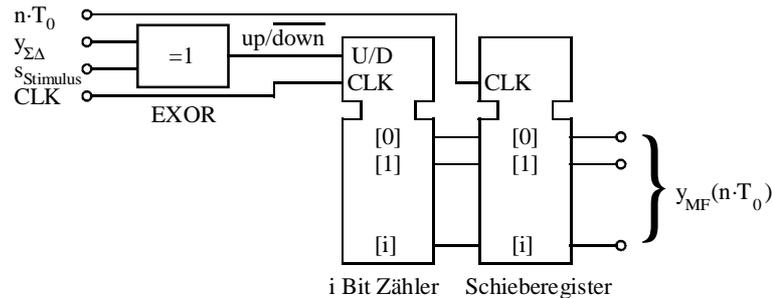


Bild 5.13 Korrelator-Realisierung für binären Signale

Der Hardwareaufwand für den Binärzähler kann bei sehr langen Stimulationszeiten $T_0 = l_{Stimulus} \cdot T_{Puls}$ durch ein erlaubtes Überlaufen des Binärzählers reduziert werden. Die notwendige Breite des Zählers muss nur entsprechend größer als der maximale Wert zum Abtastzeitpunkt T_0 sein. Die Einsparung soll an einem Beispiel demonstriert werden: Wird eine 70 s lange Stimulation bei einer Abtastfrequenz von $f_s = 200$ kHz mittels eines auf die Gesamtanzahl der Abtastwerte ausgelegten Korrelators ausgewertet, so muss die Zählerbreite 24 Bit betragen. Wird dagegen ein maximaler Korrelationswert von $y_{MF}(n \cdot T_0) = 2000$ erwartet, so kann die Zählerbreite mit einem Sicherheitszuschlag von 2 Bit bei zugelassenen Überläufen auf 13 Bit reduziert werden.

Durch Einsatz eines $\Sigma\Delta$ -Modulators zur A/D-Konvertierung handelt es sich bei dem Quantisierungsrauschen nicht, wie bisher angenommen, um weißes, sondern um farbiges Rauschen (siehe Anhang A4). Daher liegt am Eingang $y_{\Sigma\Delta}$ des Matched-Filters kein additives weißes, sondern farbiges Rauschen an, so dass die Übertragungsfunktion des Matched-Filters entsprechend angepasst werden müsste. Dennoch wird für eine einfache Realisierung das Matched-Filter entsprechend (Gl. 5.10) als Korrelator realisiert, d. h. der additive Rauschanteil $n(t)$ wird wieder als weißes Rauschen angenommen. Im folgenden wird gezeigt, dass es keine mathematische Lösung für ein auf das farbiges Rauschen eines $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung optimiertes Empfangsfilter mit der Stossantwort $h_{MF, farb}(t)$ gibt. Die dazu notwendigen Untersuchungen müssen im Frequenzbereich durchgeführt werden. Die Fouriertransformierte der Stimulationssequenz $s_{Stimulus}(t)$ im Frequenzbereich bestimmt sich zu:

$$S_{Stimulus}(f) = U_0 \cdot \sum_{l=1}^{l_{Stimulus}} A_l \cdot T_{puls} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{2 \cdot l - 1}{2} \cdot T_{puls}} \text{si}(\pi \cdot f \cdot T_{puls}) \quad (5.38)$$

mit

$$si(x) = \frac{\sin(x)}{x}. \quad (5.39)$$

Die Signal-Übertragungsfunktion eines zeitdiskreten $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung mit einem „Forward-Euler“-Integrator bei einer Abtastfrequenz von $f_s = 1 / T_s$ lautet:

$$H_{\Sigma\Delta,s}(f) = e^{-j2\pi \cdot f \cdot T_s}. \quad (5.40)$$

Die dazugehörige Rausch-Übertragungsfunktion ergibt sich zu:

$$H_{\Sigma\Delta,n}(f) = 1 - e^{-j2\pi \cdot f \cdot T_s}. \quad (5.41)$$

Durch den im $\Sigma\Delta$ -Modulator vorhandenen niedrig auflösenden Quantisierer mit der Quantisierungsstufenhöhe Δ wird ein Quantisierungsfehler erzeugt, der hier als weißes Rauschen mit einem Effektivwert von

$$e_{rms}^2 = \frac{\Delta^2}{12} \quad (5.42)$$

betrachtet wird. Bei Abtastung mit der Abtastfrequenz f_s verteilt sich die Leistung des Rauschens konstant auf den Frequenzbereich zwischen $-f_s / 2$ und $f_s / 2$.

Für die nachfolgenden Berechnungen soll der $\Sigma\Delta$ -Modulator als Bestandteil des Kanals in Bild 5.4 betrachtet werden. Da das Ausgangssignal des Sensorsystems s_{Sensor} mittels des $\Sigma\Delta$ -Modulators in ein pulshäufigkeitsmoduliertes Binärsignal $y_{\Sigma\Delta}$ konvertiert wird, soll die Übertragungsfunktion des Kanals $H_{\text{Kanal}}(f)$ nach Bild 5.4 mit der Signalübertragungsfunktion $H_{\Sigma\Delta,s}(f)$ gleichgesetzt werden. Das additive Rauschen $n(t)$ des Kanals wird durch den Einsatz des $\Sigma\Delta$ -Modulators erzeugt, so dass sich die Fourier-Transformierte des Rauschens zu

$$N_{\text{farb}}(f) = N_0 \cdot H_{\Sigma\Delta,n}(f) = \frac{e_{rms}^2}{f_s} \cdot (1 - e^{-j2\pi \cdot f \cdot T_s}) \quad (5.43)$$

bestimmt.

Am Ausgang des $\Sigma\Delta$ -Modulators ergibt sich das Frequenzspektrum $Y_{\Sigma\Delta}(f)$ bei Anregung des Sensorelementes mit der PRB-Sequenz s_{Stimulus} und A/D-Konvertierung mittels eines $\Sigma\Delta$ -Modulators zu:

$$\begin{aligned}
 Y_{\Sigma\Delta}(f) &= \varepsilon_{Stim} \cdot S_{Stimulus}(f) \cdot H_{\Sigma\Delta,s}(f) \\
 &= \varepsilon_{Stim} \cdot U_0 \cdot \sum_{l=1}^{l_{Stimulus}} A_l \cdot T_{puls} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left[\frac{2 \cdot l - 1}{2} \cdot T_{puls} + T_S \right]} \cdot si(\pi \cdot f \cdot T_{puls}) .
 \end{aligned} \tag{5.44}$$

Nach [62] bestimmt sich die Übertragungsfunktion $H_{MF, \text{farb}}(f)$ eines Matched-Filters für ein zu detektierendes Signal $Y_{\Sigma\Delta}(f)$ bei einer additiven Störung mit farbigem Rauschen $N_{\text{farb}}(f)$ zu

$$H_{MF, \text{farb}}(f) = k \cdot \frac{Y_{\Sigma\Delta,s}^*(f)}{|N_{\text{farb}}(f)|^2} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot T_{puls} \cdot l_{Stimulus} \cdot f} . \tag{5.45}$$

In der Signaltheorie wird diese Übertragungsfunktion als Kettenschaltung zweier Filter interpretiert. Das erste Filter mit der Übertragungsfunktion $1 / |N_{\text{farb}}(f)|$ erzeugt aus dem farbigem Rauschen wieder weißes Rauschen, erfüllt also die Funktion eines „prewhitening“-Filters. Das zweite Filter ist dann das Korrelationsfilter für das im „prewhitening“-Filter verzerrte Nutzsignal mit dem Spektrum $S_{\Sigma\Delta,s}(f) / |H_{\Sigma\Delta,n}(f)|$ [62]. In (Gl. 5.45) kommt es durch die Zeitumkehr der Stossantwort des Matched-Filters zu der konjugiert komplexen Fouriertransformierten $Y_{\Sigma\Delta,s}^*(f)$ des Signals $Y_{\Sigma\Delta,s}(f)$.

Mit der Rausch- und Signalübertragungsfunktion des $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung ergibt sich:

$$H_{MF, \text{farb}}(f) = k \cdot \frac{U_0 \cdot \sum_{l=1}^{l_{Stimulus}} A_l \cdot T_{puls} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left[l_{Stimulus} \cdot T_{puls} - \frac{2 \cdot l - 1}{2} \cdot T_{puls} - T_S \right]} \cdot si(\pi \cdot f \cdot T_{puls})}{\left(\frac{e_{rms}}{f_S} \right)^2 \cdot 4 \cdot \sin^2 \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{T_S}{2} \right)} \tag{5.46}$$

Im Fall des durch einen $\Sigma\Delta$ -Modulator erster Ordnung erzeugten farbigen Rauschens lässt sich die Übertragungsfunktion des Matched-Filters $H_{MF, \text{farb}}(f)$ nicht analytisch in den Zeitbereich zurücktransformieren. Der Grund dafür liegt in der unendlichen Anzahl an Polstellen durch die \sin^2 -Funktion im Nenner der Übertragungsfunktion $H_{MF, \text{farb}}(f)$. Daher wird der Einfluss des farbigen Rauschens des $\Sigma\Delta$ -Modulators für die Realisierung vernachlässigt und das Matched-Filter als Korrelator, wie in Bild 5.11 dargestellt, aufgebaut.

Während für die Vernachlässigung des farbigen Rauschanteils $N_{\text{farb}}(f)$ zur Bestimmung der optimalen Stossantwort $h_{MF}(t)$ des Matched-Filters mathematische Gründe entscheidend sind, kann unter der Randbedingung deutlich längerer Pulsdauern T_{puls} im Vergleich zur Abtastperiodendauer T_S auch die Signalübertragungsfunktion $H_{\Sigma\Delta,s}(f)$ des $\Sigma\Delta$ -Modulators vernachlässigt werden. Durch den Einsatz des $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung kommt es am Ausgang zu einer Verzögerung um eine Abtastperiodendauer T_S . Da aber im Normalbetrieb

des $\Sigma\Delta$ -Modulators die Pulsdauer wesentlich größer als die Abtastperiodendauer ($T_{\text{Puls}} \gg T_S$) ist, kann die Verzögerung durch die Signalübertragungsfunktion $H_{\Sigma\Delta,s}(f)$ auf die Stossantwort des Matched-Filters vernachlässigt werden. In Fällen, bei denen die Pulslänge nur unwesentlich größer als die Abtastperiodendauer ist, muss die Verzögerung der Signalübertragungsfunktion durch ein zusätzliches Verzögerungsglied der Länge T_S vor dem „EXOR“-Gatter des Korrelators in den Zweig der Stimmulationssequenz eingefügt werden.

Abschließend soll der simulierte zeitliche Verlauf des Matched-Filter-Ausgangs für den Fall eines durch einen $\Sigma\Delta$ -Modulator erzeugten binären Sensorausgangs dargestellt werden (siehe **Bild 5.14**).

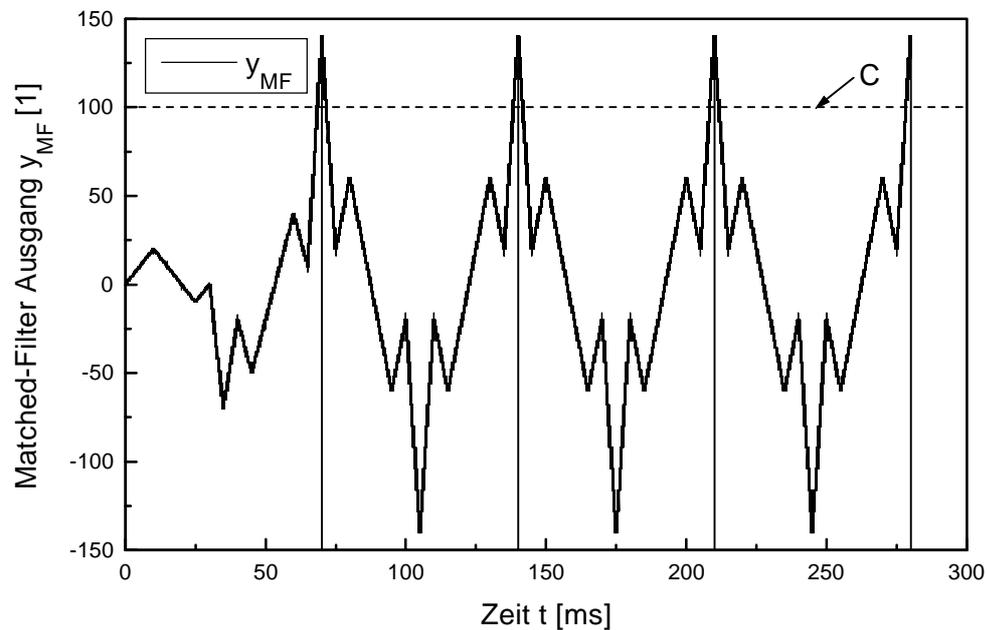


Bild 5.14 Matched-Filter-Ausgang bei binärem Sensorausgang (simuliert)

Für die Stimmulationssequenz wurde eine Amplitude von 1 % der Maximalamplitude des $\Sigma\Delta$ -Modulators und eine Pulslänge von $T_{\text{Puls}} = 5$ ms bei 14 Pulsen gewählt. Also wiederholt sich die Stimmulationssequenz alle $T_0 = 70$ ms. Die Abtastfrequenz des $\Sigma\Delta$ -Modulators beträgt $f_S = 200$ kHz, so dass das Matched-Filter unter Vernachlässigung der Signalübertragungsfunktion $H_{\Sigma\Delta,s}(f)$ simuliert werden konnte ($T_{\text{Puls}} = 70$ ms $\gg T_S = 5$ μ s). Trotz der geringen Stimmulationsamplitude von 1 % der Maximalamplitude stimmt der simulierte zeitliche Verlauf mit dem theoretischen, d. h. unter Vernachlässigung der Signal- und Rauschübertragungsfunktion des $\Sigma\Delta$ -Modulators, sehr gut überein. Durch die Verwendung des $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung kommt es zu einem Rauschanteil am Ausgang des Matched-Filters. Alle $T_0 = 70$ ms erscheint der Korrelationspeak am Ausgang des Matched-Filters. Die Abweichungen zur theoretischen Kennlinie bis zu einem Zeitpunkt von 70 ms werden durch das Einschwingverhalten des Matched-Filters verursacht. Solange dauert es, bis alle Speicherglieder des Matched-Filters mit einem entsprechend zeitlich zurückliegenden Wert des

Sensorausgangs initialisiert wurden und bis in diesen nicht mehr der Startzustand vorliegt. Der Schwellwert C wurde für dieses Beispiel zu $C = 100$ gewählt.

5.1.4 Erstes Anwendungsbeispiel: Fehlererkennung eines Temperatursensors

Die Funktionalität der vorgestellten Fehlererkennungsmethode soll als erstes am Beispiel eines Temperatursensors verifiziert werden.

In **Bild 5.15** ist der Temperatursensor mit den Funktionsblöcken zur Fehlererkennung dargestellt.

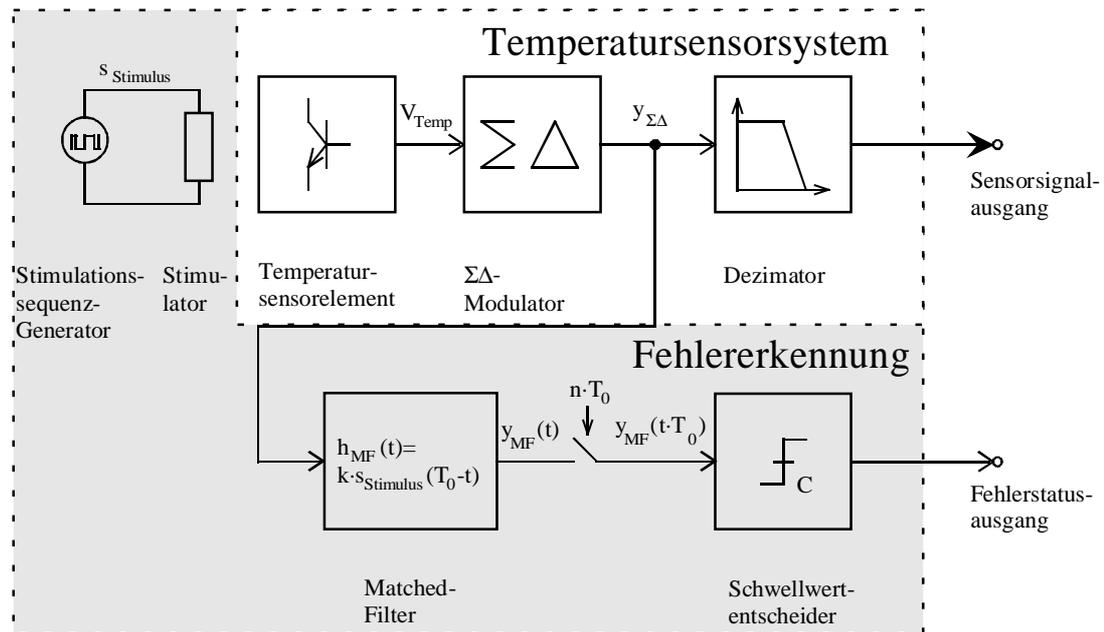


Bild 5.15 Temperatursensor mit Fehlererkennung

Das eigentliche Temperatursensorsystem besteht aus zwei PNP-Transistoren mit unterschiedlicher Emitterfläche, die das Temperatursensorelement bilden und eine linear von der Temperatur abhängige Spannung V_{Temp} liefern. Die temperaturabhängige Spannung V_{Temp} wird mittels eines $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung in einen pulshäufigkeitsmodulierten Binärstrom $y_{\Sigma\Delta}$ konvertiert und anschließend mittels eines Dezimators in ein hochaufgelöstes und niederfrequentes Digitalwort gewandelt. Dieses bildet das Ausgangssignal dieses Temperatursensors. Das Temperatursensorelement und der $\Sigma\Delta$ -Modulator sind, wie in Kapitel 4 beschrieben, aufgebaut (siehe Bild 4.8 und Bild 4.9). Dieses Temperatursensorsystem wird zur Fehlererkennung um vier Funktionsblöcke erweitert. Als erstes wird mittels eines PRBS-Generators eine elektrische Stimulationssequenz $s_{Stimulus}$ erzeugt. Diese wird unter Verwendung eines Heizwiderstandes in eine thermische Anregung konvertiert. In einem fehlerfreien Temperatur-Sensorsystem befindet sich diese Stimulationssequenz im Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta}$ des $\Sigma\Delta$ -Modulators, wo diese mit einem Matched-Filter mit nachfolgendem Schwellwertentscheider detektiert wird. Jeweils zum Endzeitpunkt der Stimulationssequenz $n \cdot T_0$ wird der Ausgangswert y_{MF} des Matched-Filters abgetastet. Dieser Abtastwert

$y_{MF}(n \cdot T_0)$ wird mit einem abgespeicherten Schwellwert verglichen und so der Fehlerstatus festgelegt.

Bild 5.16 zeigt ein Messergebnis des Temperatursensorsystems. Entsprechend (Gl. 4.27) wird wieder die Bitdichte BD, d. h. das Verhältnis von logischen „Nullen“ und „Einsen“ gemittelt über eine feste Anzahl N_{mittel} an Takten, als Darstellung für das pulshäufigkeitsmodulierte Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta}$ des $\Sigma\Delta$ -Modulators benutzt. Die Abtastfrequenz des $\Sigma\Delta$ -Modulators in Bild 5.15 liegt bei ca. $f_s = 212 \text{ kHz}$ und zur Mittelung wurden $N_{\text{mittel}} = 2^{17}$ Takte benutzt.

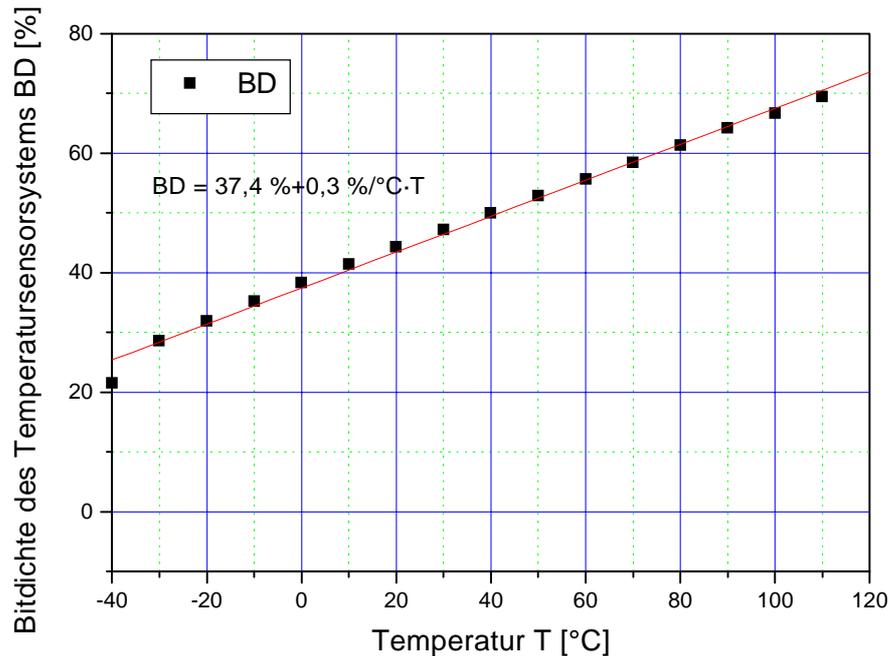


Bild 5.16 Bitdichte BD-Ausgangssignal des Temperatursensors

Der Temperatursensor zeigt im Betriebstemperaturbereich zwischen -40 °C und 125 °C eine lineare Abhängigkeit der Bitdichte BD des $\Sigma\Delta$ -Modulator-Ausgangs von der Temperatur. Die Empfindlichkeit des Temperatursensors beträgt $\epsilon_{\text{Sensor}} = 0,3 \text{ \% / °C}$. Diese geringe Empfindlichkeit ϵ_{Sensor} ist durch die spezielle Anwendung, für die der Temperatursensor ursprünglich entwickelt wurde, begründet. Die geringe Empfindlichkeit ϵ_{Sensor} erschwert die Fehlererkennung mittels Stimulation des Sensorelementes zusätzlich. Temperatursensoren für den gleichen Temperaturbereich weisen normalerweise eine doppelt so hohe Empfindlichkeit ϵ_{Sensor} auf.

Zur Fehlererkennung wird das Sensorelement thermisch stimuliert. Zuerst soll der Fall einer zeitlich konstanten elektrischen Heizleistung $P_{\text{Heiz}} \neq f(t)$, die über einen konstanten Stromfluss durch den Heizwiderstand dem Sensorsystem zugeführt wird, betrachtet werden. Durch die im Heizwiderstand umgesetzte konstante elektrische Heizleistung P_{Heiz} kommt es zu einer Temperaturerhöhung ΔT des Temperatursensors. Bei einer bestimmten Temperaturerhöhung ΔT stellt sich ein Gleichgewicht zwischen zugeführter elektrischer Heizleistung P_{Heiz} und abgeführter Wärmemenge Q_{ab} ein. Unter der Annahme temperaturunabhängiger

Wärmeleitfähigkeiten λ hängt die Temperaturerhöhung ΔT linear von der zugeführten Heizleistung P_{Heiz} ab. Der Proportionalitätsfaktor zwischen der elektrischen Heizleistung P_{Heiz} und der resultierenden Temperaturerhöhung ΔT wird als Wärmewiderstand R_{th} bezeichnet.

Dieses Messergebnis ist mit einem diskreten Aufbau, bestehend aus einem integrierten Temperatursensordsystem mit einer auf dem Chip befestigten externen Heizkeramik, erzielt worden. Zur detaillierten Betrachtung zeigt Bild 5.17 das Elektrothermische-Ersatzschaltbild des Temperatursensors mit Heizung. Im Ersatzschaltbild entspricht die elektrische Heizleistung P_{Heiz} einer Stromquelle und eine Temperatur einer Spannung.

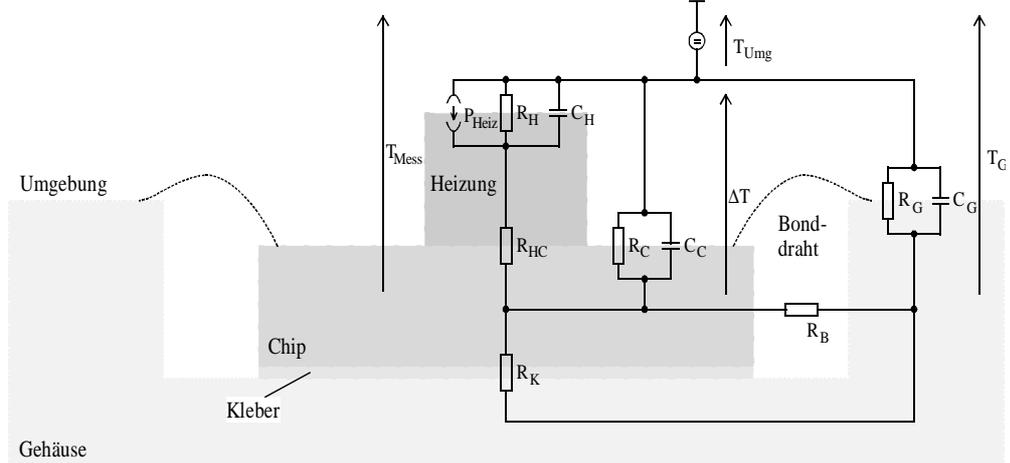


Bild 5.17 Elektrothermisches-Ersatzschaltbild des Temperatursensors mit externer Heizung

Der der elektrischen Heizleistung P_{Heiz} entsprechende Strom teilt sich in zwei Anteile auf, wobei der eine Anteil über den Wärmewiderstand R_H der Heizung zur Umgebung abfließt und der andere über R_{HC} den Temperatursensor-Chip um die Temperatur ΔT erwärmt. Der Chip weist einen zu vernachlässigenden Wärmewiderstand R_C zu der Umgebung auf und erwärmt das IC-Gehäuse über die Parallelschaltung des Wärmewiderstandes R_B der Bonddrähte und des Klebers R_K . Der Wärmewiderstand zwischen IC-Gehäuse und Umgebung ist mit R_G bezeichnet. Der messbare Wärmewiderstand R_{th} , der die resultierende Temperaturerhöhung ΔT in Abhängigkeit der elektrischen Heizleistung P_{Heiz} beschreibt, setzt aus der Verschaltung der Wärmewiderstände R_H , R_{HC} , R_B , R_K und R_G nach Bild 5.17 zusammen, d. h. $R_{\text{th}} = R_H \parallel (R_{\text{HC}} + R_B \parallel R_K + R_G)$.

Weiterhin müssen für eine zeitlich veränderliche elektrische Heizleistung $P_{\text{Heiz}} = f(t)$ die Wärmekapazitäten durch die vorhandenen Massen der Strukturen berücksichtigt werden. Da die Massen des Chips und der Heizung deutlich geringer als die des IC-Gehäuses sind, sollen deren Wärmekapazitäten C_C und C_H vernachlässigt werden. Es bleibt also nur die Wärmekapazität C_G des IC-Gehäuses übrig.

Zur Bestimmung des Wärmewiderstands R_{th} zeigt **Bild 5.18** die vom Sensorsystem gemessene Temperatur T_{Mess} in Abhängigkeit von der zeitlich konstanten zugeführten elektrischen

Heizleistung P_{Heiz} bei unterschiedlichen Umgebungstemperaturen einer Klimakammer
 $T_{\text{Klimakammer}}$

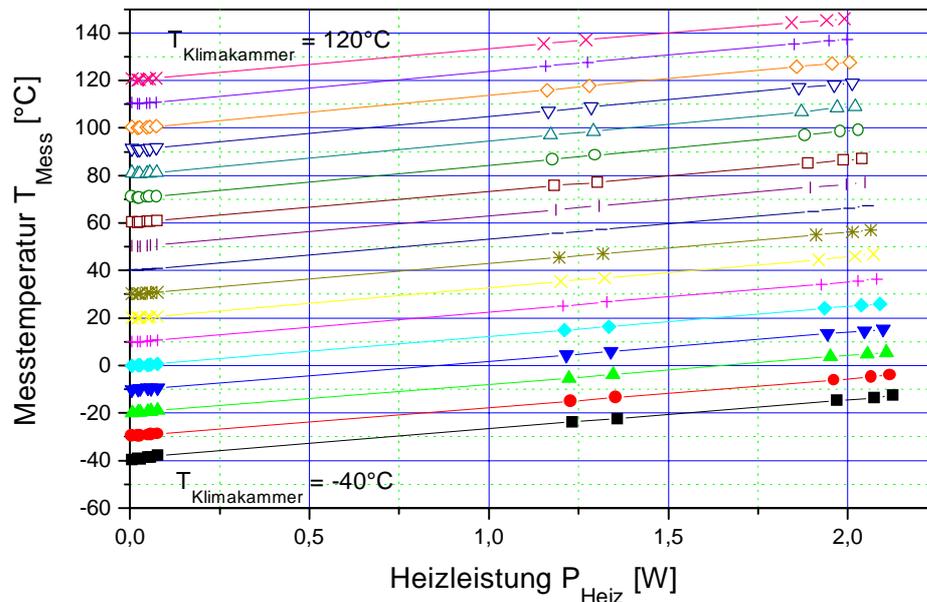


Bild 5.18 Thermische Stimulation mit konstanter Heizleistung

Die vom Sensorsystem übertragene Messtemperatur T_{Mess} setzt sich aus der Umgebungstemperatur $T_{\text{Klimakammer}}$ und der durch die elektrische Heizleistung P_{Heiz} erzeugten Temperaturerhöhung ΔT zusammen. Bei dieser Darstellung wurde die gemessene Bitdichte BD des $\Sigma\Delta$ -Modulator in eine Messtemperatur T_{Mess} umgerechnet. Die Messtemperatur T_{Mess} steigt linear mit der zugeführten elektrischen Heizleistung P_{Heiz} an. Dieser Anstieg ist unabhängig von der jeweiligen Umgebungstemperatur $T_{\text{Klimakammer}}$, wie an dem parallelen Verlauf der einzelnen Kennlinien zu erkennen ist.

Mit diesem diskreten Aufbau ergibt sich ein Wärmewiderstand von $R_{\text{th}} = 9 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$. Das bedeutet, dass für eine Temperaturerhöhung von $\Delta T = 1 \text{ }^\circ\text{C}$ eine elektrische Leistung von $P_{\text{Heiz}} \approx 0,11 \text{ W}$ benötigt wird. Im Fall eines komplett integrierten Temperatursensorsystems mit Fehlererkennung wird die externe Heizkeramik durch einen Polysiliziumwiderstand, der nahe an die PNP-Transistoren des Sensorelementes plaziert wird, ersetzt. Abschätzungen für diesen Fall ergeben einen 10fachen Wärmewiderstand R_{th} , so dass für dieselbe Temperaturerhöhung von $\Delta T = 1 \text{ }^\circ\text{C}$ nur noch eine elektrische Heizleistung von ca. $P_{\text{Heiz}} = 10 \text{ mW}$ benötigt wird.

Bis zu dieser Stelle wurde das Temperatursensorsystem mit einer zeitlich konstanten Heizleistung $P_{\text{Heiz}} \neq f(t)$ charakterisiert. Wird nun eine vom PRBS-Generator erzeugte Stimulationssequenz über eine Treiberschaltung an den Heizwiderstand gelegt, so kommt es zu einem dem Zeitverlauf der Stimulationssequenz entsprechenden Anstieg der Temperatur oder einem Abkühlen des Sensorsystems auf die Umgebungstemperatur. Wird vom Stimulationsgenerator eine logische „Eins“ erzeugt, so wird im Heizwiderstand R die maximale elektrische Heizleistung $P_{\text{Heiz},1} = U_0^2/R$ in Wärme umgesetzt. Im Fall einer logischen „Null“

der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ wird im Heizwiderstand keine elektrische Heizleistung umgesetzt, d. h. $P_{\text{Heiz},0} = 0 \text{ W}$. Da die Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ mittelwertfrei ist, wird sich das Sensorsystem um eine mittlere Temperatur ΔT erwärmen, die dem Produkt des Wärmewiderstandes R_{th} und der halben elektrischen Heizleistung $P_{\text{Heiz},1}$ im Fall einer logischen „Eins“ entspricht ($\Delta T = R_{\text{th}} \cdot P_{\text{Heiz},1} / 2$). Liefert der Stimulationsgenerator eine logische „Eins“, so steigt die Temperatur des Sensorsystems um $2 \cdot \Delta T$ über Umgebungstemperatur T_{Umg} an. Bei einer logischen „Null“ der Stimulationssequenz fällt die Temperatur des Sensorsystems wieder auf T_{Umg} ab. Dieser zeitliche Verlauf der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ ist in einem fehlerfreien Temperatursensorsystem durch die Proportionalität zwischen elektrischer Heizleistung P_{Heiz} und Temperaturspannung V_{Temp} im Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta}$ des $\Sigma\Delta$ -Modulators enthalten. Die Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ kann bei einem fehlerfreien Sensorsystem mit einem Matched-Filter und einem nachfolgenden Schwellwertentscheider detektiert werden. Dessen Ausgangssignal $y_{\text{MF}}(t)$ entspricht dem Zeitverlauf der um $n \cdot T_0$ verschobenen Impulsautokorrelationsfunktion $\phi_{\text{SS}}^{\text{E}}(n \cdot T_0)$ der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$. Es ergibt sich am Ausgang des Matched-Filters jeweils zum Endzeitpunkt der Anregungssequenz $n \cdot T_0$ der Maximalwert $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$.

Den Abtastwert des Matched-Filter-Ausgangs $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ als Funktion von der Heizleistung $P_{\text{Heiz},1}$ bei einer logischen „Eins“ der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ zeigt **Bild 5.19**.

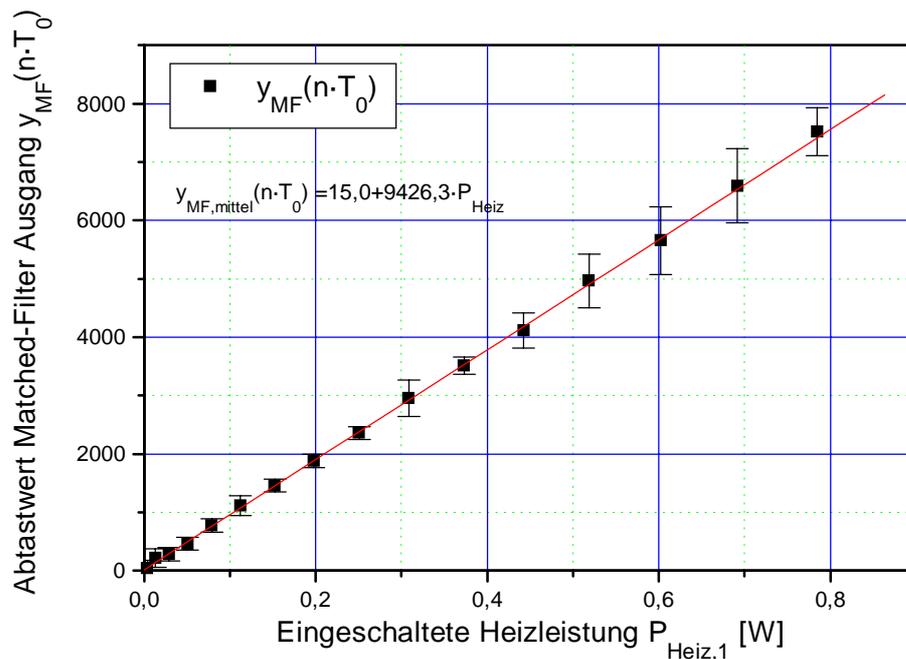


Bild 5.19 Matched-Filter Detektion der thermischen Stimulationssequenz

Für die Bestimmung der Kennlinie wurde ein diskreter Aufbau eingesetzt. Die Pulsdauer der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ beträgt $T_{\text{puls}} = 5 \text{ s}$ und die Abtastfrequenz liegt bei $f_s = 212 \text{ kHz}$. Die Kennlinie nach Bild 5.19 enthält einen mittleren Abtastwert des Matched-Filter Ausgangs $y_{\text{MF,mittel}}(n \cdot T_0)$ und die Standardabweichung über jeweils 30 Werte. Dazu

wurde für jede Heizleistung $P_{\text{Heiz},1}$ die Stimmulationssequenz 30 Mal wiederholt und jeweils am Ende der Stimmulationssequenz $s_{\text{Stimmulus}}(t)$ zum Zeitpunkt $n \cdot T_0$ der Ausgang des Matched-Filters abgetastet. Da der Abtastwert des Matched-Filters $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ zum Endzeitpunkt der Stimmulationssequenz bedingt durch den Rauschanteil des $\Sigma\Delta$ -Modulators ein Zufallswert ist, ist die Darstellung über Mittelwert und Standardabweichung geeigneter als die Darstellung einzelner Abtastwerte. Durch den Einsatz eines vereinfachten Korrelators nach Bild 5.13 ist der Ausgang des Matched-Filters y_{MF} ein Digitalwert.

Der mittlere Abtastwert des Matched-Filter Ausgangs $y_{\text{MF,mittel}}(n \cdot T_0)$ eines fehlerfreien Sensorsystems steigt linear mit der Heizleistung $P_{\text{Heiz},1}$ der Stimmulationssequenz an. Im Fehlerfall liegt der mittlere Abtastwert des Matched-Filter Ausgangs $y_{\text{MF,mittel}}(n \cdot T_0)$ unabhängig von der Heizleistung $P_{\text{Heiz},1}$ oder Umgebungstemperatur T_{Umg} bei Werten von $y_{\text{MF,mittel}}(n \cdot T_0) \approx 0$, d. h. die Stimmulationssequenz $s_{\text{Stimmulus}}(t)$ konnte nicht im Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta}$ des Sensorsystems detektiert werden. Im Fall eines fehlerfreien Sensorsystems liegt der mittlere Abtastwert des Matched-Filter Ausgangs $y_{\text{MF,mittel}}(n \cdot T_0)$ bei Werten deutlich größer als Null. Wird beispielsweise eine Heizleistung von $P_{\text{Heiz},1} = 0,1 \text{ W}$ benutzt, so beträgt die Differenz des mittleren Abtastwert des Matched-Filter Ausgangs $y_{\text{MF,mittel}}(n \cdot T_0)$ zwischen einem fehlerfreien und fehlerbehafteten Sensorsystem ca. 900. Diese Schwelle ist einfach zu detektieren und resultiert in einer vernachlässigbaren Fehlalarmrate.

Bei einer Stimmulationsamplitude von $P_{\text{Heiz},1} = 0,1 \text{ W}$, die eine Bitdichteänderung von $\Delta\text{BD} = 0,3 \%$ am Ausgang $y_{\Sigma\Delta}$ des $\Sigma\Delta$ -Modulators verursacht, einer Stimmulationsdauer von $T_0 = 70 \text{ s}$ und einer Abtastfrequenz von $f_s = 200 \text{ kHz}$ des $\Sigma\Delta$ -Modulators ergibt sich ein theoretisches Signal/Rauschverhältnis von $\text{SNR} = 25,8 \text{ dB}$ am Ausgang des Matched-Filters. Die daraus resultierende Fehlentscheidungswahrscheinlichkeit beträgt $P_{e,\text{min}} \cong 0$. Eine Stimmulation mit einer Heizleistung von $P_{\text{Heiz}} = 0,1 \text{ W}$ bewirkt eine Temperaturerhöhung von ca. $\Delta T = 1 \text{ }^\circ\text{C}$. Diese ist gering genug, um nicht die eigentliche Messung der Umgebungstemperatur zu stören. Die vorgestellte Fehlererkennungsmethode ist so leistungsfähig, dass eine 0,3 %ige Änderung der Bitdichte des $\Sigma\Delta$ -Modulator Ausgangs sicher detektiert werden kann. Wird ein Temperatursensor für den gleichen Temperaturbereich mit der maximalen Empfindlichkeit von $\epsilon_{\text{Sensor}} = 0,6 \%$ / $^\circ\text{C}$ eingesetzt, so kann die Temperaturstimulation auf den Wert von $\Delta T = 0,5 \text{ }^\circ\text{C}$ bei gleichbleibender Schwelle C und Fehlalarmrate reduziert werden.

Abschließend soll der Einfluss der Pulslänge auf den mittleren Abtastwert des Matched-Filter Ausgangs $y_{\text{MF,mittel}}(n \cdot T_0)$ untersucht werden. Dazu zeigt **Bild 5.20** den Abtastwert $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ des Matched-Filters für unterschiedliche Pulslängen T_{Puls} bei zwei unterschiedlichen Heizleistungen $P_{\text{Heiz},1}$. Auch hier wurde wieder für die Bestimmung der Kennlinie jeweils aus 30 Abtastwerten $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ der Mittelwert und die Standardabweichung gebildet.

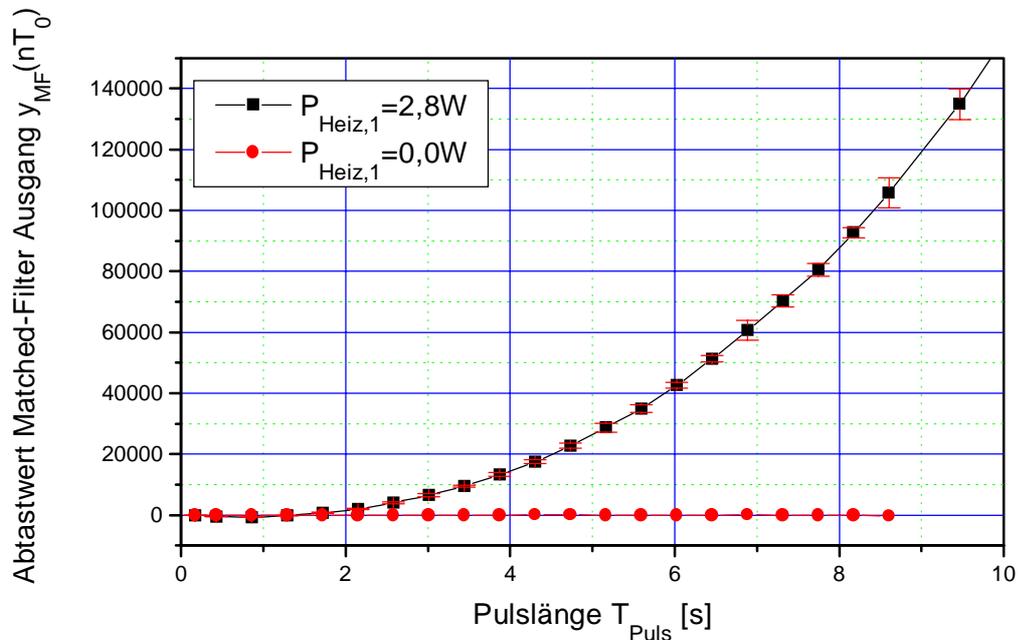


Bild 5.20 Einfluss der Pulslänge T_{Puls} auf den Abtastwert des Matched-Filters $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$

Die gepunktete Kennlinie für eine Heizleistung von $P_{\text{Heiz},1} = 0 \text{ W}$ zeigt den mittleren Abtastwert des Matched-Filter Ausgangs $y_{\text{MF,mittel}}(n \cdot T_0)$ bei fehlender Stimulation des Sensorelementes und dieser Fall entspricht einem Fehler im Sensorsystem. Der Abtastwert bleibt unabhängig von der Pulslänge T_{Puls} bei einem Wert von $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0) = 0$. Die Kennlinie für eine Heizleistung von $P_{\text{Heiz},1} = 2,8 \text{ W}$ zeigt einen Anstieg des mittleren Abtastwert des Matched-Filter Ausgangs $y_{\text{MF,mittel}}(n \cdot T_0)$ mit steigender Pulslänge T_{Puls} . Für Pulslängen kleiner als $T_{\text{Puls}} < 1,3 \text{ s}$ liegt der Abtastwert des Matched-Filters $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ bei Werten von ca. Null, obwohl das Sensorelement stimuliert wird und kein Fehler im Sensorsystem vorliegt. Der Grund für diesen Effekt liegt in der thermischen Zeitkonstante $\tau_{\text{th}} = R_{\text{th}} \cdot C_{\text{th}}$, die sich aus dem Produkt des Wärmewiderstandes R_{th} und der Wärmekapazität C_{th} zusammensetzt. Es kommt zu einem Tiefpass-Verhalten erster Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $f_g = 1/\tau_{\text{th}}$. Auf Basis dieses Messergebnisses wurde die Pulsdauer der Stimulationssequenz zu $T_{\text{Puls}} = 5 \text{ s}$ gewählt. Größere Pulsdauern T_{Puls} führen zwar zu einem größeren Abtastwert, aber auch zu einer längeren Stimulationsdauer T_0 und damit auch zu längeren Selbsttestzeiten.

Die bisher vorgestellten Messergebnisse sind mit einem diskreten Aufbau entstanden. Eine komplett integrierte Version eines Temperatursensors mit Fehlererkennung wurde für eine $1,2 \mu\text{m}$ n-Wannen CMOS-Technologie entwickelt. **Bild 5.21** zeigt das Chipfoto.

Die Chipfläche beträgt ca. $5,7 \text{ mm}^2$. Verglichen mit dem selben Temperatursensor ohne Fehlererkennung ist die Chipfläche um $0,52 \text{ mm}^2$ durch den PRBS-Generator, das Matched-Filter und den Schwellwertentscheider angestiegen. Der Heizwiderstand ist als Polysiliziumbahn nahe bei den PNP-Transistoren des Sensorelementes platziert und verbraucht somit keine zusätzliche Fläche.

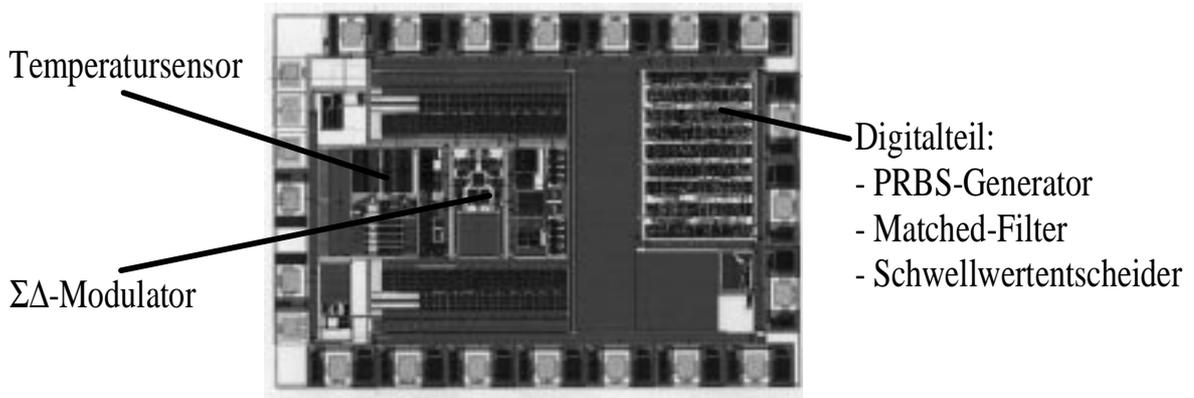


Bild 5.21 Chipfoto des integrierten Temperatursensors mit Fehlererkennung

Erste Messergebnisse der integrierten Temperatursensoren mit Fehlererkennung bestätigen die Funktionalität der Schaltung.

5.1.5 Zweites Anwendungsbeispiel: Fehlererkennung eines Drucksensors

Die vorgestellte Fehlererkennungsmethode soll nun an einem zweiten Beispielsensorsystem, einem Drucksensor, angewendet werden. Dieses Sensorsystem basiert auf kapazitiven Drucksensorelementen. Diese kapazitiven Drucksensorelemente wurden schon in Kapitel 4.2.1 beschrieben, daher sollen an dieser Stelle nur mögliche Fehler dieser Sensorelemente diskutiert werden. Bei Untersuchungen dieser kapazitiven Drucksensorelemente können drei unterschiedliche Fehlertypen festgestellt werden:

- **Adhäsion:** Bei Adhäsion kommt es zu einem andauernden und druckunabhängigen Kontakt der Membran mit dessen Gegenelektrode. Dieser Fehler kann beim Berühren der Membran mit dessen Gegenelektrode, beispielsweise durch Überdruck oder während des Herstellungsprozesses, auftreten. Aufgrund der großen Adhäsionskräfte reicht besonders bei Niederdrucksensoren die Rückstellkraft der Membran für eine selbstständige Trennung von der Gegenelektrode nicht aus. Tritt ein Adhäsionsfehler auf, so kommt es durch den geringen Abstand der Elektroden zu einer deutlich größeren Grundkapazität bei Vakuum und zu einer reduzierten Druckempfindlichkeit.
- **Abplatzen der Membran:** Bei diesem Fehler kommt es durch einen Herstellungsfehler oder durch eine unzulässig hohe mechanische Beanspruchung zu einer Zerstörung der Membran. Die Wahrscheinlichkeit, dass es zu einem kompletten Abplatzen der Membran kommt, ist allerdings sehr gering. Tritt ein solcher Fehler auf, so kommt es zu einer um ca. 5% verringerten Grundkapazität und zum Verlust der Druckempfindlichkeit der Sensorkapazität.

- **Riss in der Membran:** Durch einen Riss in der Membran kommt es zum Verlust des Vakuums zwischen Membran und n^+ -Gegenelektrode und damit wird die Membran unter Druckeinfluss nicht mehr durchgebogen. Es resultiert bei diesem Fehler der Verlust der Druckempfindlichkeit der Sensorkapazität. Auch bei Drücken größer als dem Vakuum bleibt die Sensorkapazität bei ungefähr den gleichen Werten wie bei Vakuum.

Die Gemeinsamkeit aller drei Fehler ist, dass mit Auftreten eines solchen Fehlers ein Verlust der Druckempfindlichkeit e_{Sensor} der Sensorkapazität C_{sens} einher geht. Für den Einsatz der Fehlererkennung muss dieser Verlust der Druckabhängigkeit detektiert werden. Mit der vorgestellten Fehlererkennungsmethode kann dies mittels zweier unterschiedlicher Stimulationsarten geschehen.

Erstens eignet sich für die Anregung des kapazitiven Druckensorelementes die thermische Stimulation (siehe **Bild 5.22**).

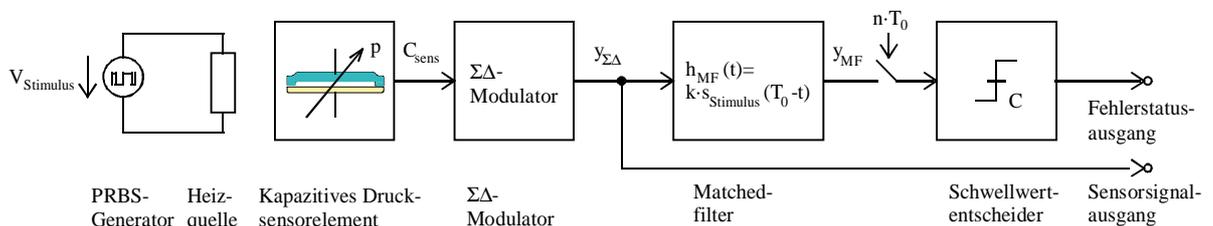


Bild 5.22 Erste Stimulationsmethode: Thermische Anregung

Die Methode der thermischen Stimulation nutzt die Querempfindlichkeit des kapazitiven Druckensorelementes zur Temperatur aus. Ein PRBS-Generator erzeugt eine elektrische Stimulationssequenz $V_{\text{Stimulus}}(t)$. Diese wird mittels eines Heizwiderstands in eine thermische Anregung konvertiert und wirkt somit auf das Sensorelement. Eine Erhöhung der Temperatur bewirkt eine thermische Längenausdehnung der Polysiliziummembran. Da die Membran fest am Rand des Sensorelementes eingespannt ist und diese bei Drücken größer als dem Vakuum eine Durchbiegung aufweist, kommt es durch diese thermische Längenausdehnung zu einer zusätzlichen Durchbiegung der Membran. Es resultiert also bei einer Erhöhung der Temperatur eine Kapazitätserhöhung C_{sens} des Druckensorelementes. Die Kapazität C_{sens} wird in diesem Sensorsystembeispiel mit Hilfe eines $\Sigma\Delta$ -Modulators ausgelesen und in ein pulshäufigkeitsmoduliertes Binärsignal $y_{\Sigma\Delta}$ konvertiert. Bisher wurde der $\Sigma\Delta$ -Modulator zur Konvertierung einer analogen Spannung V_{in} in ein pulshäufigkeitsmoduliertes Binärsignal $y_{\Sigma\Delta}$ verwendet (siehe Kapitel 4.2.5). Wird die Sensorkapazität C_{sens} anstelle von C_1 im Vorwärtszweig des $\Sigma\Delta$ -Modulators eingesetzt und als Eingangsspannung V_{in} eine konstante Auslesespannung V_{ausl} benutzt (siehe Bild 4.11), so kann der $\Sigma\Delta$ -Modulator direkt zur Sensorauslese der Druckensorkapazität C_{sens} benutzt werden. Die Bitdichte BD bestimmt sich

über das Verhältnis zwischen der mit der Auslesespannung V_{ausl} gewichteten Sensorkapazität C_{sens} zu der mit der Referenzspannung V_{ref} gewichteten Referenzkapazität C_2 zu

$$BD = \frac{C_{sens} \cdot V_{ausl}}{C_2 \cdot V_{ref}}. \tag{5.47}$$

In einem fehlerfreien Sensorsystem befindet sich in dessen digitalen Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta}$ die Stimmulationssequenz und diese kann mit Hilfe des Matched-Filters und dem nachfolgenden Schwellwertentscheider detektiert werden.

Die zweite Methode zur Anregung des kapazitiven Drucksensorelementes benutzt die elektrostatische Stimulation (siehe **Bild 5.23**).

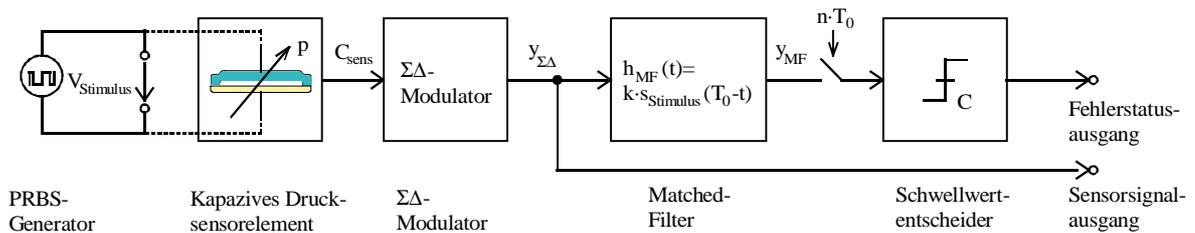


Bild 5.23 Zweite Stimulationsmethode: Elektrostatische Anregung

Bei dieser Methode wird die durch den PRBS-Generator erzeugte Stimmulationssequenz $V_{Stimulus}$ auf die Auslesespannung V_{ausl} des $\Sigma\Delta$ -Modulators aufaddiert. Diese Summe der Auslesespannung und der Stimmulationsspannung $V_{bias} = V_{ausl} + V_{Stimulus}$ liegt zwischen der Sensormembran und dem n^+ -Gebiet, das die Gegenelektrode bildet, an. Durch das Anlegen einer Spannung V_{bias} an das Sensorelement kommt es zum Ausbilden einer elektrostatischen Kraft zwischen Membran und Gegenelektrode. Diese anziehende Kraft bewirkt eine zusätzliche Durchbiegung der Membran und damit eine Kapazitätserhöhung. Wie auch schon im ersten Stimulationsbeispiel, wird die Kapazität C_{sens} des Drucksensorelementes wieder mittels eines $\Sigma\Delta$ -Modulators ausgelesen. Auch die Fehlerentdeckung funktioniert, wie bei der thermischen Stimulation, über die Detektion der Stimmulationssequenz im Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta}$ des fehlerfreien Sensorsystems mit einem Matched-Filter und nachfolgendem Schwellwertentscheider.

Da die Stimulation des kapazitiven Drucksensorelementes grundsätzlich auf zwei Arten vorgenommen werden kann, soll nun ein Vergleich beider Methoden durchgeführt werden, um die Stärken und Schwächen beider Stimulationsarten aufzuzeigen (siehe **Tabelle 5.1**).

Der große Nachteil der thermischen Stimulation liegt in der deutlich höheren elektrischen Leistungsaufnahme im Vergleich zur elektrostatischen Stimulation. Zur Erzeugung einer Temperaturerhöhung mit einem Heizwiderstand bedarf es eines hohen Stromflusses durch den Heizwiderstand und somit einer hohen elektrischen Leistung P_{Heiz} , wogegen bei der elektrostatischen Stimulation nur eine Spannung $V_{Stimulus}$ benötigt wird und es nur zur relativ kleinen Verschiebestromen kommt.

Tabelle 5.1 Vergleich der Stimulationsmethoden

Eigenschaft	Thermische Stimulation	Elektrostatische Stimulation
Leistungsbedarf	--	++
Zeitbedarf	--	+
Druckbereich	Niederdruck: + Hochdruck: +	Niederdruck: ++ Hochdruck:--

Auch ist der Zeitbedarf der thermischen Stimulation bei gleicher Anregungssequenz deutlich größer verglichen mit der elektrostatischen Stimulation. Grund dafür ist die große thermische Zeitkonstante τ_{th} , die im Sekundenbereich liegt im Vergleich zur Zeitkonstante der elektrostatischen Anregung im Mikrosekundenbereich. Allerdings nimmt die Empfindlichkeit der Drucksensorelemente auf eine Anregungsspannung mit fallendem Membrandurchmesser und damit für steigende Druckbereiche sehr stark ab. Bei der thermischen Anregung ist dieser Abfall wesentlich moderater. Als Konsequenz ergibt sich eine Druckbereichsabhängigkeit der geeigneten Stimulationsmethode. Bei Niederdruckensoren weist die elektrostatische Stimulation eine höhere Leistungsfähigkeit auf, während bei Hochdruckensoren die thermische Stimulation geeigneter ist.

Nachfolgend sollen einige Messergebnisse zu beiden Stimulationsmethoden diskutiert werden. Dazu wurden jeweils diskret aufgebaute Sensorsysteme benutzt.

Zuerst werden Messergebnisse bei thermischer Stimulation der Drucksensorelemente vorgestellt. Dazu wird nur ein Array von parallel verschaltender Drucksensorelemente mit nachfolgenden $\Sigma\Delta$ -Modulator zur Sensorauslese betrachtet. Das Drucksensorarray wird zuerst nur mit einer zeitlich konstanten Heizleistung $P_{Heiz} \neq f_{kt}(t)$ beaufschlagt. In **Bild 5.24** ist die relative Bitdichteänderung ΔBD_{rel} pro Sensorelement in Abhängigkeit von der Heizleistung P_{Heiz} für unterschiedliche Durchmesser zwischen 25 μm und 70 μm dargestellt. Mit der relativen Bitdichteänderung ΔBD_{rel} ist die Differenz zwischen der Bitdichte BD ohne elektrische Heizleistung ($P_{Heiz} = 0 W$) und der erhöhten Bitdichte bei der Heizleistung P_{Heiz} bezogen auf die Bitdichte BD ohne Heizleistung definiert, d. h.

$$\Delta BD_{rel} = \frac{BD(P_{Heiz} = 0W) - BD(P_{Heiz})}{BD(P_{Heiz} = 0W)} \quad (5.48)$$

Da zur Kapazitätssteigerung jeweils 20 - 60 Sensorelemente zu einem Array parallel verschaltet werden und die Anzahl für unterschiedliche verfügbare Durchmesser variiert, ist ein Bezug auf ein einzelnes Sensorelement zum Vergleich notwendig. Zweitens kommt es

durch die unterschiedlichen Grundkapazitäten der Drucksensorarrays zu verschiedenen Bitdichten BD ohne zugeführte Heizleistung ($P_{\text{Heiz}} = 0 \text{ W}$), so dass zum Vergleich nur die relativen Bitdichteänderungen ΔBD_{rel} benutzt werden können.

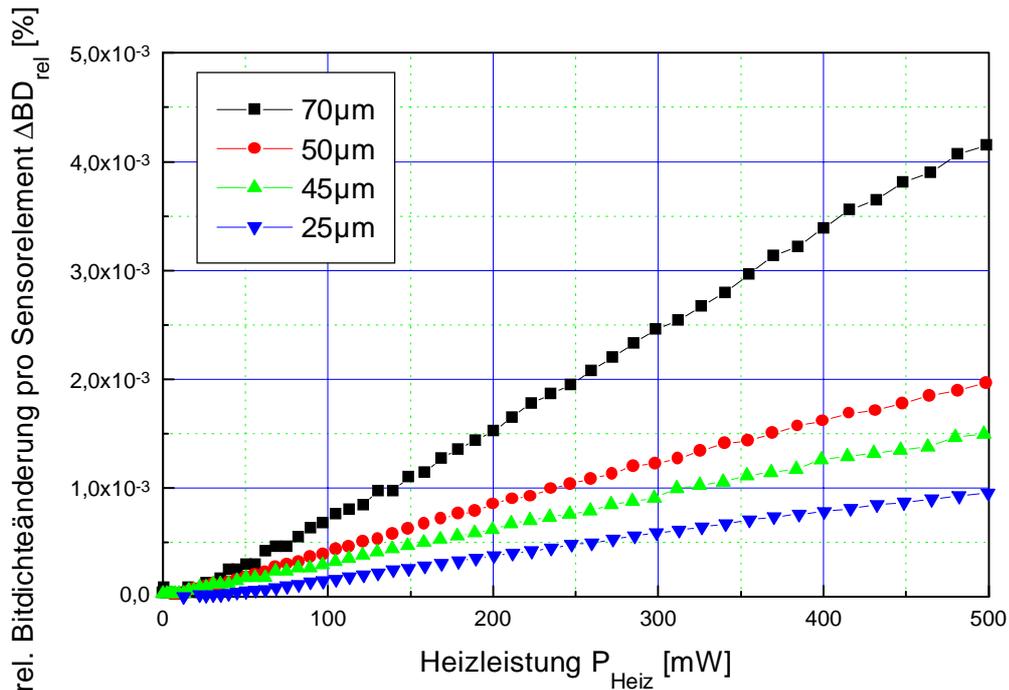


Bild 5.24 rel. Bitdichteänderung ΔBD_{rel} in Abhängigkeit von der Heizleistung

Prinzipiell ist ein linearer Anstieg der rel. Bitdichteänderung ΔBD_{rel} mit steigender Heizleistung P_{Heiz} zu erkennen. Der Grund für diesen Anstieg liegt in der thermischen Längenausdehnung der Membran und der daraus resultierenden zusätzlichen Durchbiegung. Diese Kennlinien spiegeln den nahezu linearen Anstieg der Drucksensorkapazität C_{sens} mit der Temperatur wieder. Die Empfindlichkeit der Bitdichte pro Sensorelement bezüglich einer konstanten Heizleistung P_{Heiz} liegt bei einem Drucksensor mit einem Durchmesser von $25 \mu\text{m}$ bei $\epsilon_{\text{Stim}} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ W}^{-1}$ und erhöht sich für einen Durchmesser von $70 \mu\text{m}$ auf $\epsilon_{\text{Stim}} = 8,3 \cdot 10^{-5} \text{ W}^{-1}$. Zur Detektion so kleiner Änderungen des Ausgangssignals $y_{\Sigma\Delta}$ bei der thermischen Stimulation muss die Stimulationsperiodendauer T_0 entsprechend lang gewählt werden.

Zweitens kann in Bild 5.24 die Abhängigkeit der Temperaturempfindlichkeit der Drucksensorelementkapazität von dem Membrandurchmesser erkannt werden. Die Empfindlichkeit ϵ_{Stim} nimmt mit fallendem Durchmesser ab. Der Grund dafür liegt in der Verringerung der thermischen Ausdehnung der Membran, die dann auch in einer verringerten Durchbiegung der Membran und damit einem kleinen Kapazitätsanstieg resultiert.

Am Beispiel eines Drucksensors mit einem Durchmesser von $70 \mu\text{m}$ soll ein Ergebnis der thermischen Anregung zur Fehlererkennung vorgestellt werden. Dazu zeigt **Bild 5.25** zuerst wieder die Bitdichte BD am Ausgang des $\Sigma\Delta$ -Modulators in Abhängigkeit von der zeitlich konstanten Heizleistung P_{Heiz} .

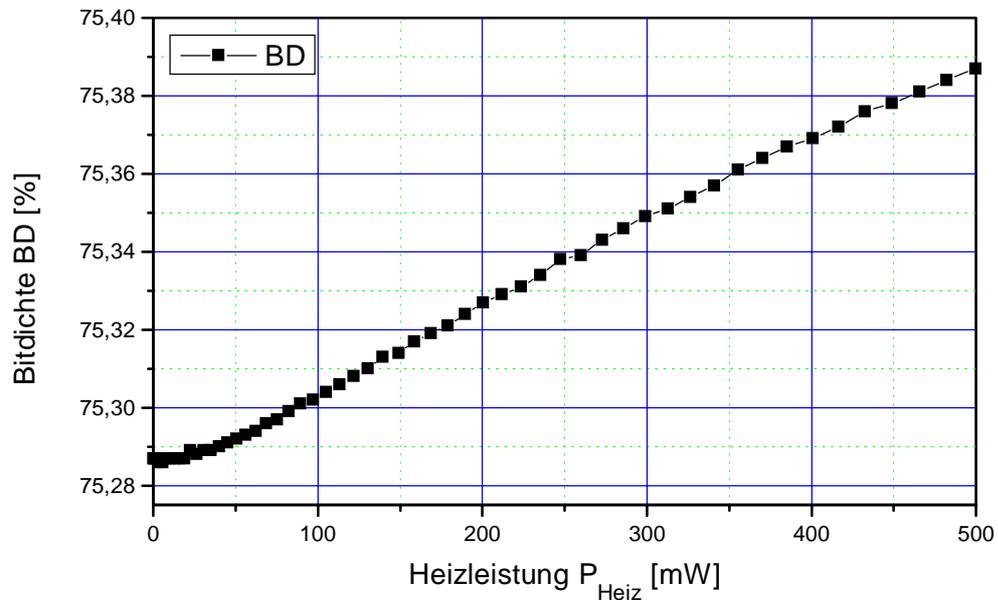


Bild 5.25 Bitdichte BD des $\Sigma\Delta$ -Modulators bei zeitlich konstanten Heizleistung

Das an dieser Stelle untersuchte Drucksensorarray besteht aus 24 parallel verschalteter Sensorelemente. Die Bestimmungen des Wärmewiderstandes für die benutzte Anordnung ergibt einen Wert von $R_{\text{th}} = 30 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$. Bei Zufuhr einer elektrischen Heizleistung von $P_{\text{Heiz}} = 500 \text{ mW}$ kommt es zu einer Erhöhung der Bitdichte BD des $\Sigma\Delta$ -Modulators um $\Delta\text{BD}_{\text{rel}} = 0,1 \%$. Eine zugeführte Heizleistung von $P_{\text{Heiz}} = 500 \text{ mW}$ bewirkt eine Temperaturerhöhung um $\Delta T = 15 \text{ }^\circ\text{C}$. Die bei dieser elektrischen Heizleistung P_{Heiz} detektierbare Änderung der Bitdichte ΔBD ist geringer als im Beispiel der Stimulation des Temperatursensors. Als Konsequenz muss bei der nachfolgenden Matched-Filter-Detektion die Stimulationsdauer erhöht werden. Zur thermischen Stimulation des Drucksensorarrays wird die Stimulationsdauer auf $T_0 = 280 \text{ s}$ erhöht.

Bei deutlich höheren Heizleistungen als $P_{\text{Heiz}} = 500 \text{ mW}$ kommt es bei Raumtemperatur zu einem Abfall der Bitdichte BD, obwohl die Heizleistung P_{Heiz} weiter erhöht wird. Dieser Abfall ist aus Gründen der Übersichtlichkeit in Bild 5.24 nicht dargestellt. Der Grund für diesen Effekt ist ein Anstieg des Leckstroms der Drucksensorelemente mit der Temperatur T . Ein Anstieg des Leckstroms führt zu einem Ladungsverlust in der SC-Ausleseschaltung des $\Sigma\Delta$ -Modulators und daraus resultiert eine fallende Bitdichte BD. Bei Heizleistungen von größer als $P_{\text{Heiz}} > 500 \text{ mW}$ wird der geringe Anstieg der Drucksensorkapazität C_{sens} von einem ansteigenden Leckstrom überlagert und es kommt aus diesem Grund zu einem Abfall der Bitdichte BD bei weiter steigender Heizleistung P_{Heiz} . Bei Untersuchungen der benutzten Drucksensorarrays zeigt sich, dass ab einer Temperatur von ca. $T = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ der Anstieg der Bitdichte BD geringer als die lineare Kennlinie von Bild 5.24 ausfällt. Bei einer Temperatur von ca. $T = 70 \text{ }^\circ\text{C}$ wird der Maximalwert der Bitdichteänderung $\Delta\text{BD}_{\text{rel}}$ erreicht, ab dieser Temperatur kommt es zu einem Abfall der Bitdichte BD mit steigender Temperatur. Bei einer Temperatur von ca. $T = 105 \text{ }^\circ\text{C}$ erreicht die Bitdichte BD wieder den gleichen

Wert wie bei der Raumtemperatur bzw. ohne elektrische Heizleistung ($P_{\text{Heiz}} = 0 \text{ W}$). Dies bedeutet, dass ohne technologische Verbesserungen des Leckstromverhaltens der Drucksensorelemente die Fehlererkennung mit thermischer Stimulation nur bis zu Umgebungstemperaturen unterhalb von $T = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ eingesetzt werden kann. Diese Maximaltemperatur kann allerdings nur durch eine Reduzierung der zur Stimulation eingesetzten Heizleistung P_{Heiz} erreicht werden und als Konsequenz muss daraus die Stimulationsdauer T_0 weiter erhöht werden.

Das bis zu dieser Stelle charakterisierte Drucksensorsystem wird nun um die Funktionsblöcke zur Fehlererkennung erweitert. Dazu wird das Drucksensorarray entsprechend der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ thermisch angeregt so dass die Heizleistung P_{Heiz} eine Funktion der Zeit t wird. Wird vom Stimulationsgenerator eine logische „Eins“ erzeugt, so wird im Heizwiderstand R die maximale elektrische Heizleistung $P_{\text{Heiz},1} = U_0^2/R$ in Wärme umgesetzt. Im Fall einer logischen „Null“ der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ wird im Heizwiderstand keine elektrische Heizleistung umgesetzt, d. h. $P_{\text{Heiz},0} = 0 \text{ W}$. Dieser zeitliche Verlauf der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ ist in einem fehlerfreien Sensorsystem durch die gemessene Proportionalität zwischen elektrischer Heizleistung P_{Heiz} und Drucksensorkapazität C_{sens} im Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta}$ des $\Sigma\Delta$ -Modulators enthalten. Somit ergibt sich am Ausgang des Matched-Filters jeweils zum Endzeitpunkt der Anregungssequenz $n \cdot T_0$ der Maximalwert $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$. Den Abtastwert des Matched-Filter-Ausgangs $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ als Funktion von der Heizleistung $P_{\text{Heiz},1}$ bei einer logischen „Eins“ der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ zeigt **Bild 5.26**.

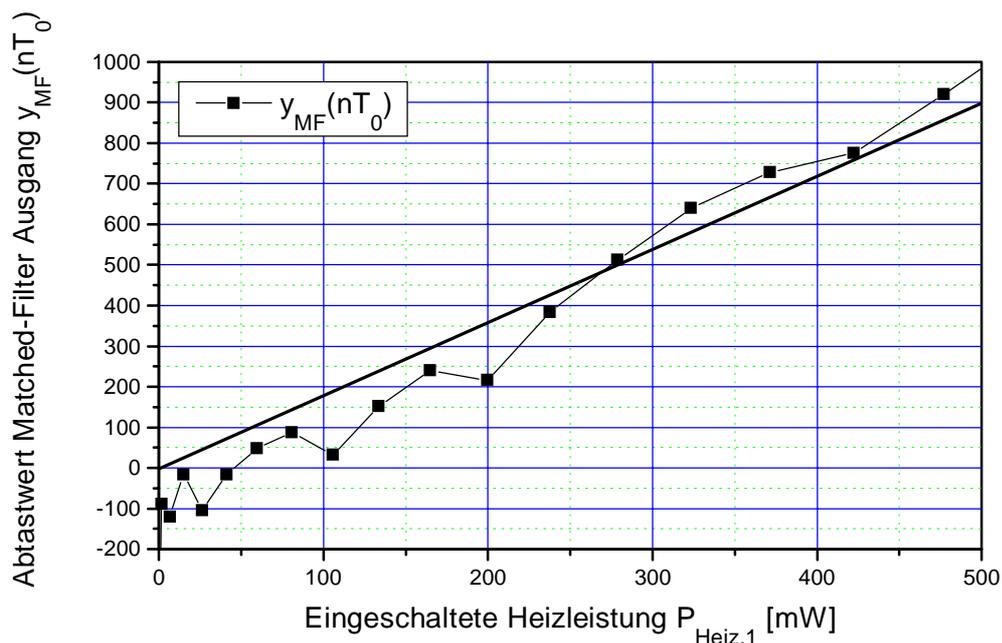


Bild 5.26 Matched-Filter-Detektion bei thermischer Stimulation

Auch in diesem Fall der Matched-Filter Detektion steigt der Abtastwert des Matched-Filter Ausgangs $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ zu den Endzeitpunkten der Stimulationssequenz $s_{\text{Stimulus}}(t)$ nahezu linear

mit der Heizleistung $P_{\text{Heiz},1}$ an. Dieser Kennlinienverlauf spiegelt den Anstieg der Bitdichte BD mit steigender elektrischer Heizleistung P_{Heiz} wieder (siehe Bild 5.25). Bei einer Heizleistung von $P_{\text{Heiz},1} = 500 \text{ mW}$ und einer Stimulationsdauer von $T_0 = 280 \text{ s}$ ergibt sich bei einem fehlerfreien Sensorsystem ein Abtastwert von $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0) = 900$. Diese Heizleistung führt nur zu einer 0,1 %igen Änderung der Bitdichte BD des $\Sigma\Delta$ -Modulators, so dass der Einfluss der Stimulation auf die eigentliche Druckmessung vernachlässigt werden kann. Auch im Fall der thermisch stimulierten Drucksensorelemente bleibt der Abtastwert des Matched-Filter-Ausgangs $y_{\text{MF}}(n \cdot T_0)$ im Fehlerfall bei nahezu 0.

Bei einer am Sensorsystemausgang detektierbaren Stimulationsamplitude von $\Delta\text{BD}_{\text{rel}} = 0,1 \%$, einer Stimulationsdauer von $T_0 = 280 \text{ s}$ und einer Abtastfrequenz von $f_s = 200 \text{ kHz}$ des $\Sigma\Delta$ -Modulators ergibt sich am Ausgang des Matched-Filters ein theoretisches Signal/Rauschverhältnis von $\text{SNR} = 22,25 \text{ dB}$. Dies entspricht einer minimalen Fehlentscheidungswahrscheinlichkeit von $P_{e,\text{min}} = 4,5 \cdot 10^{-11}$. Diese geringe Wahrscheinlichkeit für eine Fehlentscheidung bedeutet eine Fehlentscheidung innerhalb von ca. 20000 Jahren bei ununterbrochener Betriebsdauer der Fehlererkennungsschaltung.

Bei der zweiten Stimulationsmethode zur Fehlererkennung an kapazitiven Drucksensorelementen mittels Korrelationsdetektion wird die elektrostatische Anregung untersucht. Für diese Art der Anregung wird die mit der Stimulationssequenz $V_{\text{Stimulus}}(t)$ modulierte Auslesespannung V_{ausl} als Biasspannung V_{bias} zwischen Membran und Gegenelektrode des Sensorelementes angelegt. Zuerst sollen wieder die Eigenschaften einer zeitlich konstanten elektrostatischen Stimulation mit einer Biasspannung V_{bias} untersucht werden. Dazu ist in **Bild 5.27** die Abhängigkeit der Kapazität eines Drucksensorarrays C_{sens} von der Biasspannung V_{bias} zwischen beiden Elektroden des Arrays mit einem Sensorelementdurchmesser von $90 \mu\text{m}$ dargestellt.

Das Sensorarray besteht aus 15 parallel verschalteter Drucksensorelementen. Deutlich ist die quadratische Abhängigkeit der Sensorarraykapazität C_{sens} von der Biasspannung zu erkennen. Bei einer Biasspannung von $V_{\text{bias}} = 5 \text{ V}$ kommt es zu einem Anstieg der Kapazität um ca. $\Delta C_{\text{sens,rel}} = 0,95 \%$ mit

$$\Delta C_{\text{sens,rel}} = \frac{C_{\text{sens}}(P_{\text{Heiz}} = 0\text{W}) - C_{\text{sens}}(P_{\text{Heiz}})}{C_{\text{sens}}(P_{\text{Heiz}} = 0\text{W})}. \quad (5.49)$$

Bei einer Anzahl von 15 parallel verschalteter Drucksensorelemente bedeutet dies einen Anstieg pro Sensorelement um $\Delta C_{\text{sens,rel}} = 0,06 \%$. Da aber bei einer SC-Ausleseschaltung einer der beiden Kondensatorplatten auf der Mittelspannung von $V_{\text{dd}} / 2$ liegt, kann maximal eine Biasspannung von $V_{\text{bias}} = V_{\text{dd}} / 2$ zwischen beiden Kondensatorplatten angelegt werden. Damit reduziert sich der auswertbare Kapazitätsanstieg bei einem Durchmesser von $90 \mu\text{m}$ auf $\Delta C_{\text{sens,rel}} = 0,017 \%$ pro Sensorelement. Dieser auswertbare Kapazitätsanstieg entspricht

ca. dem 30-fachen Wert im Vergleich zu einem Drucksensorelement mit einem Durchmesser von $70\ \mu\text{m}$ bei einer thermischen Stimulation mit einer zeitlich konstanten Heizleistung von $P_{\text{Heiz}} = 500\text{mW}$. Wird dagegen bei einem Drucksensorelement mit einem Durchmesser von $25\ \mu\text{m}$ bei gleichen Bedingungen die thermische mit der elektrostatischen verglichen, so erreicht die thermische Anregung den 10-fachen Wert.

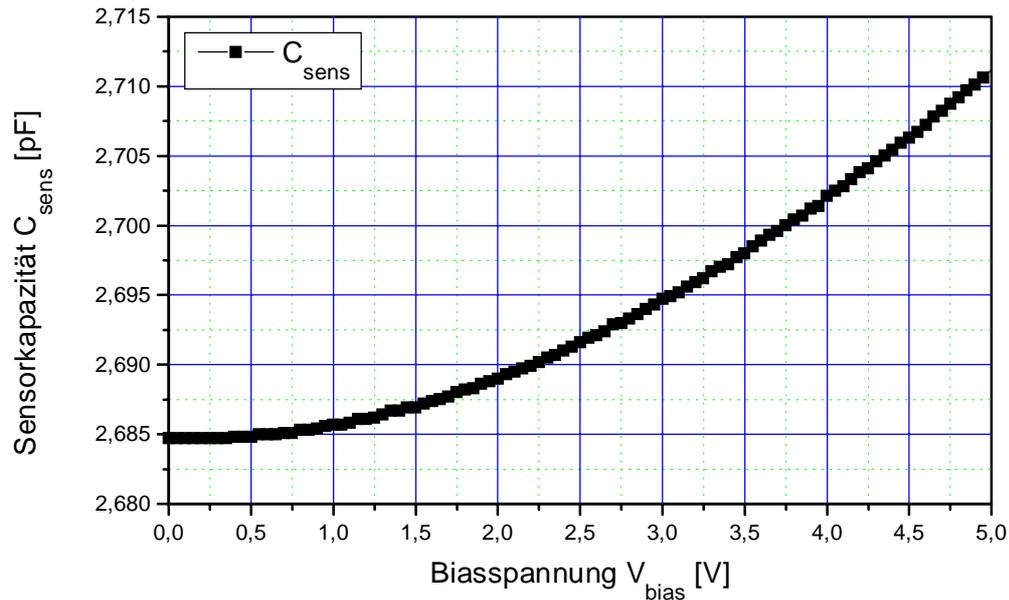


Bild 5.27 Sensorarraykapazität C_{sens} bei zeitlich konstanter Biasspannung V_{bias}

Ein positiver Einfluss auf den durch eine Biasspannung V_{bias} erzielbaren Kapazitätsanstieg ΔC_{sens} wird durch einen größeren Druck p als dem Vakuum erzielt. Da es durch den anliegenden Druck p zu einer Durchbiegung der Membran kommt, resultiert aus dem geringeren Abstand zwischen Membran und Gegenelektrode eine stärkere elektrostatische Kraft bei gleichbleibender Biasspannung V_{bias} als ohne anliegenden Druck p . Die höhere elektrostatische Kraft führt zu einer stärkeren Durchbiegung der Membran und damit zu einem stärkeren Kapazitätsanstieg ΔC_{sens} . Ein anliegender Druck p erhöht also bei gleichbleibender Biasspannung V_{bias} den Kapazitätsanstieg ΔC_{sens} . Allerdings besteht bei zu hohen Drücken und Biasspannungen die Gefahr, dass es zu einer Auflage der Membran auf die Gegenelektrode kommt und somit der eigentliche Messbereich des Drucksensorelementes verlassen wird. Um dieses Problem zu vermeiden, muss bei Maximaldruck p_{max} die maximal zulässige Biasspannung V_{bias} experimentell oder mittels einer Finite-Elemente-Simulation ermittelt werden.

An dieser Stelle können keine Messergebnisse zu einem Matched-Filter-Aufbau für die elektrostatische Stimulation von Drucksensorelementen vorgestellt werden. Der Grund dafür ist der zur Verfügung stehende $\Sigma\Delta$ -Modulator zur Auslese der Drucksensorelemente. Dieser konvertiert den Quotienten einer Druck- und Referenzsensorkapazität in eine dazu proportionale Bitdichte. Da sowohl die Druck- wie auch die Referenzsensorkapazität mit

derselben Biasspannung zur Auslese angeregt werden, würde sich der Einfluss der Biasspannung auf die Bitdichte bei idealer Quotientenbildung herauskürzen. Bei dem zur Verfügung stehenden $\Sigma\Delta$ -Modulator ist aber der Einfluss der Biasspannung auf die Bitdichte größer als die durch die Biasspannung verursachte Kapazitätserhöhung des Drucksensorelementes. Somit scheitert der Nachweis der Funktionalität der elektrostatischen Stimulation zur Fehlererkennung mittels Korrelationsdetektion an der Biasspannungsabhängigkeit des eingesetzten $\Sigma\Delta$ -Modulators. Im Rahmen eines Redesigns wird versucht, diese störende Biasspannungsabhängigkeit zu reduzieren und damit den $\Sigma\Delta$ -Modulator zur Korrelationsdetektion einsetzen zu können.

5.2 Fehlerbeseitigung des Drucksensorelementes

Zur Aufrechterhaltung der Druckmessfunktion müssen Fehler, die das Drucksensorelement oder die Sensorauslese, d. h. den C/U-Konverter und die nachfolgende Tiefpass-Filterung, betreffen, beseitigt werden. Da das Sensorelement einer wesentlich höheren Zerstörungsgefahr ausgesetzt ist, werden im Rahmen der Arbeit zwei unterschiedliche Methoden zur Fehlerbeseitigung des kapazitiven Drucksensorarrays untersucht. Bei der ersten Methode wird das defekte Sensorelement gegen ein Backup-Sensorelement ausgetauscht. Die zweite Methode zur Fehlerbeseitigung geht davon aus, dass ein Fehler nur einen Teil des Drucksensorarrays beeinflusst und dieser Fehler durch Abschalten des defekten Teils des Sensorarrays beseitigt werden kann. Es wird also das Drucksensorarray in mehrere Teilbereiche unterteilt.

5.2.1 Fehlerbeseitigung mittels Backup-Sensorelement

Die erste vorgestellte Methode zur Fehlerbeseitigung eines defekten Drucksensorarrays beruht auf dem Einsatz eines Backup-Sensorarrays mit erhöhtem Auflagedruck. Da Fehler, die zu einer Zerstörung des Sensorelementes führen, auch alle gleichartigen Backup-Sensorelemente zerstören würden, wird hier zur Fehlerbeseitigung ein Sensorelement mit deutlich höherem Auflagedruck eingesetzt. Somit wird die Wahrscheinlichkeit für einen gleichzeitigen Ausfall des Backup-Sensorelementes, beispielsweise durch Überdruck, verringert. Im Fehlerfall wird das defekte Sensorarray vollständig abgeschaltet und an dessen Stelle ein Backup-Sensorarray eingesetzt.

Es muss allerdings sichergestellt sein, dass es zu keiner gleichartigen Zerstörung des Original- und Backup-Sensors kommt. Ein Beispiel für eine solche Zerstörung ist die Messung in aggressiven Medien. Diese werden normalerweise durch eine widerstandsfähige Schutzmembran vom integrierten Sensor getrennt. Ein Riss in dieser Schutzmembran lässt das aggressive Medium mit der Siliziumoberfläche in Kontakt treten und führt so zu einer Zerstörung der nicht durch eine zusätzliche Schicht (z. B. Gloptop-Masse) abdeckbaren Sensorelemente.

In **Bild 5.28** wird die Druck/Ausgangsspannungskennlinie eines kalibrierten Sensorsystems für einen Druckbereich zwischen 0,5 bar und 2 bar bei einer Messtemperatur von $T_{\text{Umgebung}} = 25\text{ °C}$ gezeigt. Zusätzlich werden die Druck/Ausgangsspannungskennlinien dargestellt, die sich bei Austausch des Originalsensorarray durch verschiedene Backup-Sensorarrays mit unterschiedlichem Auflagedruck ohne weitere Korrekturmaßnahmen ergeben würden. Der angegebene Druckwert für jedes Sensorarray entspricht jeweils 75 % des Auflagedrucks p_A .

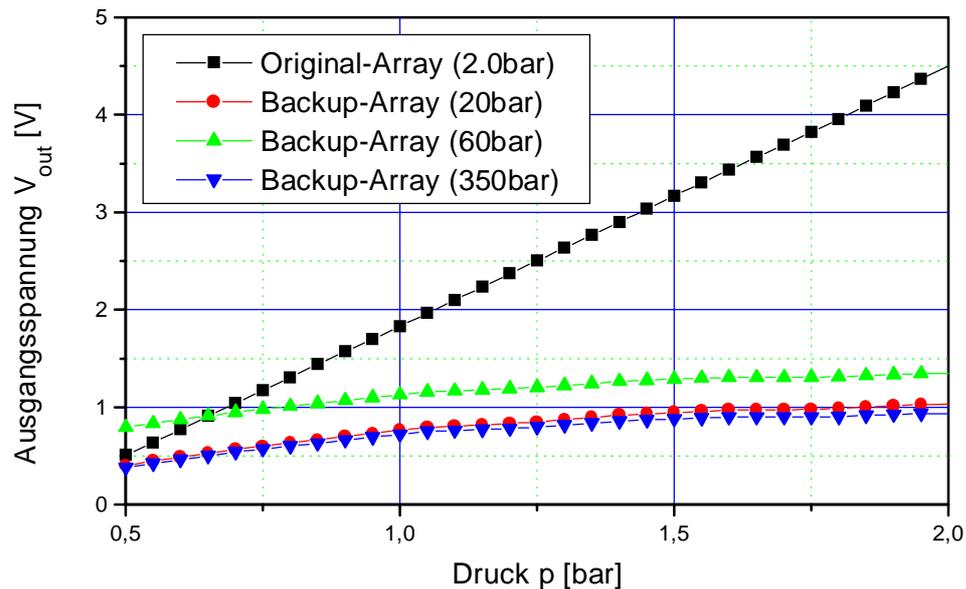


Bild 5.28 Druck/Ausgangsspannungskennlinien mit Backup-Sensorarrays

Für die Messungen der Druck/Ausgangsspannungskennlinien wurden mehrere unterschiedliche Systeme der APS-Familie eingesetzt. Zuerst wurde ein 2 bar Drucksensorsystem linearisiert und die Druck/Ausgangsspannungskennlinie gemessen. Danach wurden die bei dem 2 bar Sensorsystem bestimmten Kalibrationsdaten in APS-Systeme mit entsprechend höherem Druckbereich einprogrammiert und abschließend jeweils die Kennlinien aufgenommen. Obwohl für die Messungen der Druck/Ausgangsspannungskennlinien jeweils verschiedene Sensorsysteme der APS-Familie eingesetzt wurden, besteht durch die Verwendung der identischen Linearisierungsdaten der resultierende Unterschied in einem Einsatz unterschiedlicher Sensorarrays. In Bild 5.28 wurde weder eine Skalierung, noch eine Kalibration der Backup-Sensorarray vorgenommen.

Deutlich ist die große Kennlinienabweichung durch den Einsatz eines Backup-Sensorarrays zu erkennen. Bei dem Originalsensorarray steigt die Ausgangsspannung von 0,5 V auf 4,5 V mit einem maximalen Linearitätsfehler von 0,5 % an. Durch die Verwendung eines Backup-Sensors kommt es zu großen Fehlern durch einen unkorrigierten Offset und eine verringerte Druckempfindlichkeit der Sensorkapazität. Diese Fehler erreichen Spitzenwerte von bis zu 80 %. Ohne eine zusätzliche Korrektur dieser Fehler ist die Methode eines Backup-Sensorarrays mit erhöhtem Ausflagedruck zur Fehlerbeseitigung unbrauchbar. Bei

einer Fehlerbeseitigung durch Backup-Sensorarrays mit erhöhtem Ausflagedruck ohne zusätzliche Korrektur kann keine milde Degradation erreicht werden. Der Offset-Fehler zwischen Referenz- und Drucksensorarray liegt auch bei den Backup-Sensorarrays in der gleichen Größenordnung wie bei dem Originalarray, so dass dieser im Rahmen eines zusätzlichen Kalibrationsschrittes reduziert werden kann. Problematischer ist dagegen die verringerte Druckempfindlichkeit der Kapazität des Backup-Sensorarrays. Beträgt der Kapazitätshub zwischen Minimal- und Maximaldruck beispielsweise eines 2 bar Sensorarrays ca. $\Delta C_{\text{sens}} = 605 \text{ fF}$, so verringert sich dieser für ein Backup-Sensorarrays mit 10-fachem Ausflagedruck auf $\Delta C_{\text{sens}} = 13 \text{ fF}$ und für ein 350 bar Backup-Array sogar auf 0,17 fF. Durch die Verringerung des Kapazitätshubes kommt es zu einem Anstieg der Störimpfindlichkeit der Sensorauslese. Eine Möglichkeit, den Kapazitätshub bei Einsatz eines Backup-Arrays mit erhöhtem Ausflagedruck zu steigern, ist die Anzahl parallel verschalteter Sensorelemente zu erhöhen. Gegen diese Möglichkeit spricht allerdings der gesteigerte Platzbedarf für das Backup-Sensorarray und der dadurch ansteigende Chip-Preis.

Die Empfindlichkeitskorrektur der APS-Familie über den digital einstellbaren Kondensator C_4 der zweiten C/U-Konverterstufe kann Kapazitätshübe von $\Delta C = 500 \text{ fF} \pm 200 \text{ fF}$ zwischen Minimal- und Maximaldruck ausgleichen, versagt also bei den geringen Kapazitätshüben der Backup-Sensorarrays. Um diese auszugleichen, müssen die Kapazitätsverhältnisse der C/U-Konverterstufe entsprechend an die geringeren Kapazitätshübe angepasst werden. Eine reine Anpassung der für die Offset- und Empfindlichkeitskorrektur benutzten Kondensatoren, C_4 und C_5 , der zweiten C/U-Konverterstufe scheitert an den dann notwendigen großen Werten bis zu 10 nF im Vergleich zu ursprünglichen Werten von 5 pF.

Als Konsequenz aus den bisher vorgestellten Ergebnissen der Fehlerbeseitigung mittels eines Backup-Sensorarrays ergibt sich, dass bei Einsatz des Backup-Sensors sowohl die Kapazitätsverhältnisse der C/U-Konverterstufe angepasst werden müssen, wie auch ein zusätzlicher Kalibrationsschritt zur Eliminierung der fertigungsbedingten Streuungen des Offsets und der Druckempfindlichkeit des Backup-Sensors notwendig ist. Die für das Originalsensorarray ermittelten Werte lassen sich wegen der Unterschiede beim Offset und bei der Empfindlichkeit des Backup-Sensorarrays nicht verwenden. Tritt ein Fehler im Original-Sensorarray auf, so muss nicht nur von diesem Sensorarray auf das Backup-Array umgeschaltet werden, sondern dies muss auch mit den entsprechenden Kondensatoren im C/U-Konverter geschehen.

Bild 5.29 zeigt das simulierte Ergebnis einer Fehlerbeseitigung mit unterschiedlichen Backup-Sensorarrays.

Zur Simulation wurden die Drucksensor- bzw. Referenzelementkennlinien als Polynom zweiter bzw. erster Ordnung aus den gemessenen Kennlinien approximiert. Anschließend wurden alle Kapazitätswerte des C/U-Konverters entsprechend der verwendeten Drucksensor- und Referenzelemente umdimensioniert.

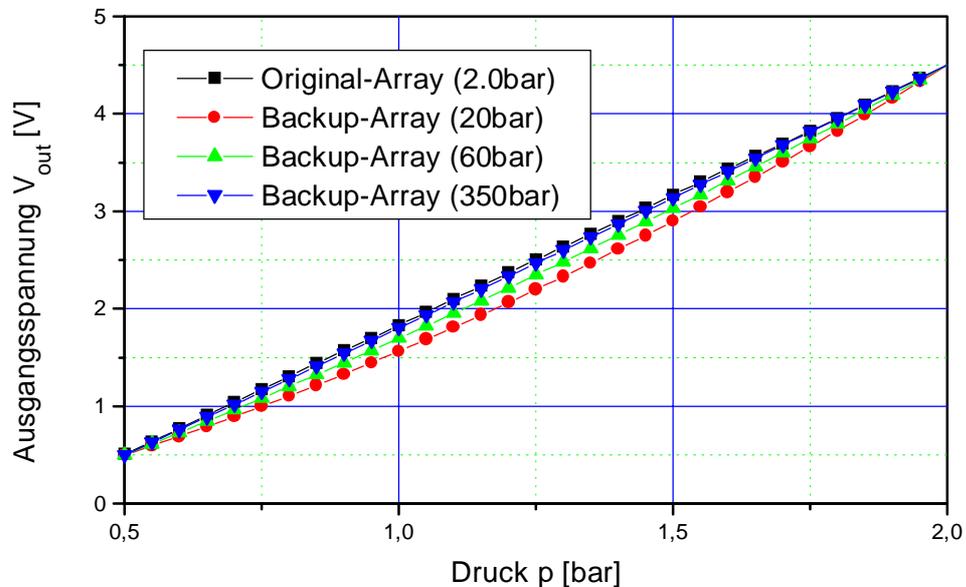


Bild 5.29 Druck/Spannungskennlinien mit Backup-Sensorarrays und angepaßtem C/U-Konverter (simuliert)

Bei dieser Simulation wurden allerdings die fertigungsbedingten Streuungen des Offsets und der Empfindlichkeit nicht mit berücksichtigt, d. h. die beiden Kondensatoren C_4 und C_5 der zweiten C/U-Konverterstufe wurden nicht entsprechend der Streubreite quantisiert. Daher verschwindet bei diesem Simulationsergebnis der Linearitätsfehler bei Minimal- und Maximaldruck, während bei quantisierten Kapazitätswerten von C_4 und C_5 an diesen Stellen Fehler bis zu $\pm 5\%$ entstehen.

Durch die Anpassung der Kapazitätsverhältnisse kommt es bei Einsatz eines Backup-Sensorelementes zu Druck/Spannungskennlinien, die bis auf eine erhöhte Nichtlinearität denen des Originalsensorarrays entsprechen. Bei den mit Backup-Arrays erzielten Druck/Spannungskennlinien wurde die Interpolation der Linearisierungsfunktion abgeschaltet, d. h. der Linearisierungsfaktor X_{fb} in der Übertragungsfunktion des C/U-Konverters (Gl. 4.7) wurde auf den mittleren Wert von $X_{fb} = 0,5$ gesetzt. Werden die im EEPROM abgespeicherten Linearisierungswerte der Originalarrays auch bei den Backup-Arrays benutzt, so kommt es durch die Anpassung der Kapazitätsverhältnisse des C/U-Konverters zu starken Abweichungen von der Soll-Kennlinie.

Zur Verdeutlichung zeigt **Bild 5.30** mit dem relativen Linearitätsfehler bei Verwendung unterschiedlicher Backup-Sensorarrays und jeweils angepassten Kapazitätsverhältnissen der C/U-Konverterstufe ein weiteres Simulationsergebnis.

Der relative Linearitätsfehler des Originalsensorarrays erreicht einen Maximalfehler von $\pm 0,5\%$. In der Kennlinie ist der durch die stückweise lineare Approximation der Linearisierungsfunktion nichtkontinuierliche Zusammenhang zwischen Linearitätsfehler und Druck zu erkennen. Da bei Verwendung der Backup-Arrays die Linearisierung abgeschaltet wurde, weist der relative Linearitätsfehler für diese Arrays eine parabelförmige Kennlinie auf. Wei-

terhin ist zu erkennen, dass der Maximalwert des relativen Fehlers für Backup-Arrays mit steigendem Auflagedruck abnimmt. So liegt der maximale Linearitätsfehler für ein 20 bar Backup-Array bei ca. 7 % und fällt bei Einsatz eines 350 bar Backup-Arrays auf unter 1 %. Der Grund für dieses Verhalten liegt in der Größe des quadratischen Anteils der druckabhängigen Sensorkapazität. Der quadratische Koeffizient nimmt für steigenden Auflagedruck ab und somit dominiert bei im Vergleich zum Auflagedruck niedrigen Drücken der lineare Anteil. Wie schon weiter oben beschrieben, fällt allerdings mit steigendem Auflagedruck auch der nutzbare Kapazitätshub des Backup-Arrays und damit steigt auch die Empfindlichkeit der Ausleseschaltung gegenüber möglicher Störeinflüsse.

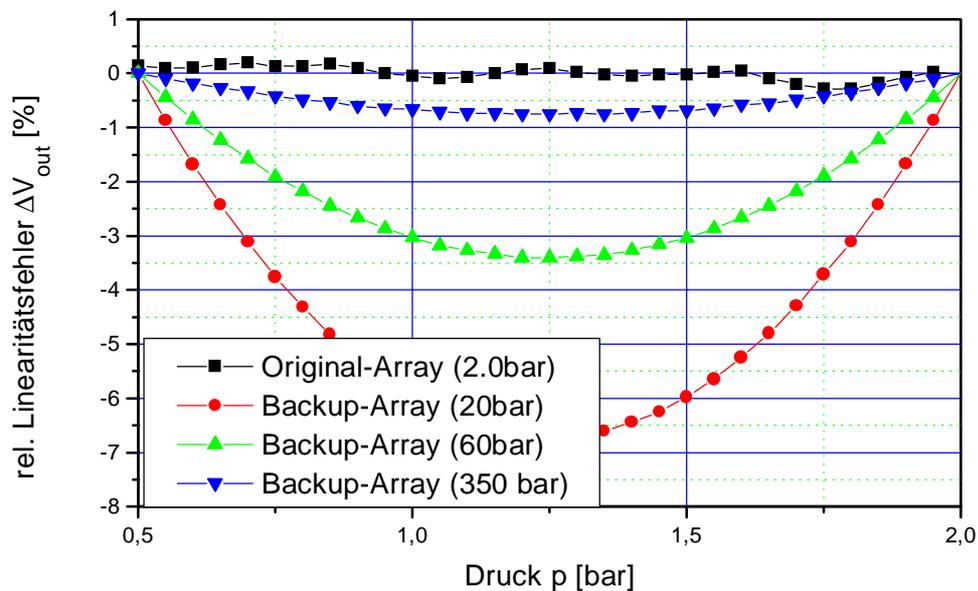


Bild 5.30 Rel. Linearitätsfehler mit Backup-Sensorarrays und angepaßtem C/U-Konverter (simuliert)

Es muss also ein Kompromiss zwischen Linearitätsfehler und Kapazitätshub bei Einsatz eines Backup-Arrays gefunden werden. An dieser Stelle ist die Wahl eines größeren Linearitätsfehlers zu bevorzugen. Da durch andere nichtbeseitigbare Fehler, wie z. B. den Ausfall der Temperaturkompensation, Linearitätsfehler von bis zu 10 % entstehen, kann auch bei der Fehlerbeseitigung mittels eines Backup-Arrays ein solcher Fehler toleriert werden. Zum Einsatz als Backup-Array eignet sich aus diesem Grund ein Array mit 10-fachem Auflagedruck des Originalarrays.

Zusammenfassend weist die Methode eines Backup-Sensorarrays zur milden Fehlerbeseitigung eines defekten Sensorarrays einige gravierende Nachteile auf: Durch die deutlich verringerte Empfindlichkeit des Backup-Arrays im Vergleich zum Originalarray müssen die Kapazitätsverhältnisse des zur Sensorauslese eingesetzten C/U-Konverters umdimensioniert werden. Der wesentlich kleinere auswertbare Kapazitätshub bewirkt einen Anstieg der Störsensitivität der Ausleseschaltung. Durch die fertigungsbedingten Streuungen des Offsets und der Empfindlichkeit des Backup-Sensorarrays wird ein zusätzlicher Kalibra-

tionsschritt zur Korrektur notwendig. Es resultiert also neben dem Zeitbedarf für diesen Kalibrationsschritt auch ein Anstieg der benötigten Chipfläche durch den größeren Schaltungsaufwand und das Backup-Array. Da bei großen Stückzahlen die Chipfläche den Herstellungspreis dominiert, muss die Sicherheitsrelevanz der Anwendung diesen rechtfertigen. Am Beispiel der APS-Familie beträgt die zusätzliche Chipfläche für die beiden Hauptkomponenten Backup-Array und Kalibrationsspeicher zusammen ca. $0,7 \text{ mm}^2$, dies entspricht einem Flächenoverhead von ca. 6 %.

5.2.2 Fehlerbeseitigung mittels Sensorpartitionierung

Zur Steigerung der Druckempfindlichkeit werden je nach Druckbereich 20 bis 60 Sensorelemente zu einem Drucksensorarray parallel verschaltet. Unter der Annahme, dass ein Defekt nur in einem kleinen Bereich des Arrays auftritt, kann durch Abschalten des defekten Teilbereiches eine Fehlerbeseitigung erreicht werden. Eine Abschaltung des defekten Senteils ist immer dann notwendig, wenn der Defekt die Messwertaufnahme des funktionsfähigen Restarrays stört. Am Beispiel des Drucksensors ist dies bei Adhäsion oder einem Kurzschluss notwendig. Bei Adhäsion kommt es zu einem zu hohen Kapazitätswert, so dass der eigentliche Messbereich verlassen wird. Ein Kurzschluss zwischen Membran und Gegenelektrode führt zu einem Ladungsverlust in der als SC-Schaltung realisierten Sensorauslese. Aber auch im Fehlerfall eines Abplatzens oder Risses in der Membran des Drucksensors ist die Methode der Sensorpartitionierung einsetzbar. Durch diese beiden Fehler wird die Messwertaufnahme nicht direkt gestört, sondern es kommt im defekten Teilbereich zum Verlust der Druckempfindlichkeit der Sensorkapazität. Dieser tritt auch bei einer Abschaltung eines defekten Teilbereiches auf. Bei der Methode der Sensorpartitionierung zur Fehlerbeseitigung muss, wie weiter unten gezeigt wird, eine Kompensation des Empfindlichkeitsverlustes vorgenommen werden.

In **Bild 5.31** sind die simulierten Druck/Spannungskennlinien eines 2 bar APS-Systems für unterschiedliche Partitionierungen des Sensorarrays dargestellt. In diesem Beispiel für die Arraypartitionierung wurde das Drucksensor- und Referenzarray jeweils in vier Teilbereiche unterteilt.

Da der C/U-Konverter die Kapazitätsdifferenz zwischen Drucksensor- und Referenzarray auswertet, werden sowohl das Drucksensor- wie auch das Referenzarray partitioniert und bei einem Fehler im Drucksensorarray werden gleiche Teilbereiche in beiden Arrays abgeschaltet. In den Druck/Spannungskennlinien ist zu erkennen, dass mit steigender Größe der abgeschalteten Arrays die Ausgangsspannung bei gleichem Druck sinkt. Dieses Verhalten wird durch die Übertragungsfunktion des C/U-Konverters begründet, bei der die Kapazitätsdifferenz zwischen Drucksensor- und Referenzarray sich negativ reziprok auf die Ausgangsspannung auswirkt.

Bei niedrigen Drücken und einer Partitionierung auf die Hälfte oder ein Viertel der ursprünglichen Arrays kommt es zu einer Sättigung der C/U-Konverterstufe und somit bleibt die Ausgangsspannung V_{out} druckunabhängig bei dem Minimalwert.

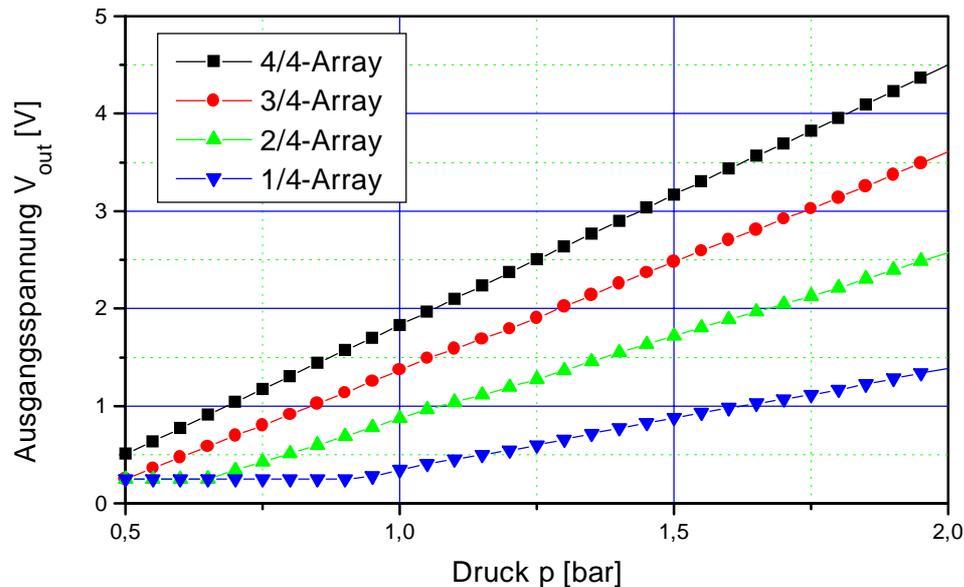


Bild 5.31 Druck/Spannungskennlinien bei Sensor-Partitionierung (simuliert)

Liegt der maximale relative Linearitätsfehler für die kompletten Arrays bei $\pm 0,5\%$, so steigt dieser Wert bei Abschaltung eines Viertels auf 20% an. Wird nur die Hälfte oder ein Viertel der ursprünglichen Arraygröße benutzt, so ergeben sich rel. Linearitätsfehler von ca. 40% bzw. 75% . Diese großen Abweichungen zur Sollkennlinie erfordern Korrekturmaßnahmen bei einer Abschaltung eines Arraybereiches.

Im Folgenden werden zwei unterschiedliche Methoden zur Korrektur des Empfindlichkeitsverlustes diskutiert. Bei der ersten Methode werden die beiden Kondensatoren C_4 und C_5 der zweiten C/U-Konverterstufe mit dem reziproken Faktor, der dem ausgewerteten Teil der Arrays entspricht, gewichtet, d. h. bei Einsatz eines 3/4-Arrays wird der Gewichtungsfaktor zu $4/3$ gewählt. Würde nur der für die Empfindlichkeitskorrektur benutzte Kondensator C_4 mit diesem Faktor gewichtet, käme es durch die Sensorpartitionierung zu einem unkorrigierten Offset, denn der Offset wurde mittels des einstellbaren Kondensators C_5 für die vollständigen Array kalibriert. Bei der zweiten Methode wird ein zusätzlicher Kalibrations-schritt eingefügt. Dadurch kann der Offset und die Empfindlichkeit der partitionierten Arrays besser kompensiert werden.

In **Bild 5.32** sind die relativen Linearitätsfehler für unterschiedliche Korrekturmaßnahmen bei der Methode der Sensorpartitionierung dargestellt. Es wird jeweils die Abschaltung eines Viertels des Sensorarrays betrachtet.

Es wird erneut von einem linearisierten Drucksensorsystem ausgegangen, dessen maximaler relativer Linearitätsfehler $\pm 0,5\%$ beträgt. Wird bei einem solchen System ohne weitere Korrekturmaßnahmen ein Viertel des Arrays abgeschaltet, so erreicht der relative Linearitäts-

fehler Maximalwerte von 20 %. Deutlich kleinere Werte für den Linearitätsfehler ergeben sich bei Einsatz der beiden Korrekturmaßnahmen.

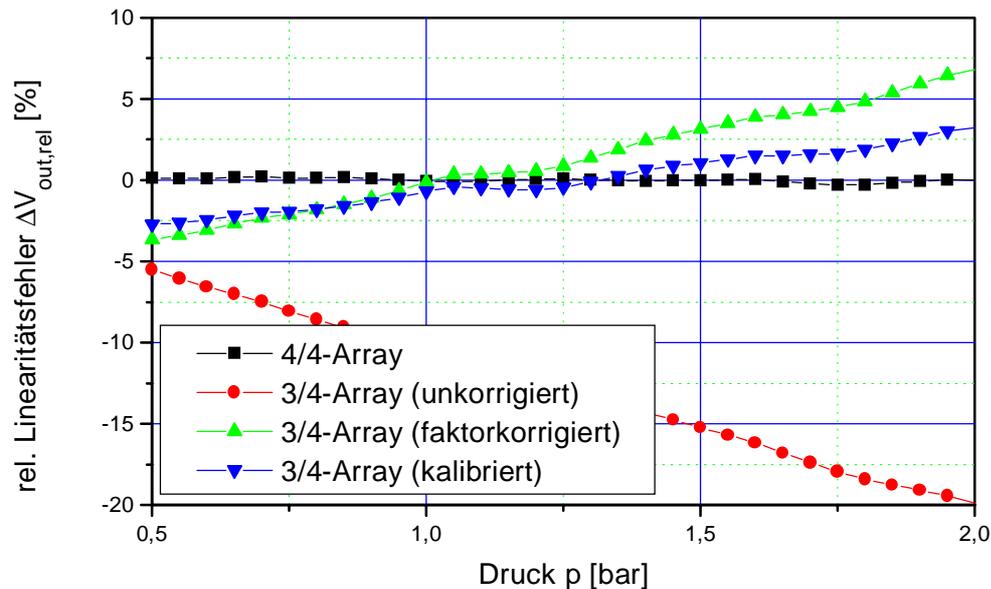


Bild 5.32 Rel. Linearitätsfehler bei Sensor-Partitionierung (simuliert)

Bei der ersten Methode einer Gewichtung der beiden Kondensatoren C_4 und C_5 der C/U-Konverterstufe mit dem reziproken Faktor der Sensorpartitionierung reduziert sich der Linearisierungsfehler auf maximal 7,5 %. Eine weitere Reduzierung ergibt sich durch Einsatz eines zusätzlichen Kalibrationsschrittes. In diesem Fall bleibt der Linearitätsfehler unterhalb von 4 %. Bei der Abschaltung eines defekten Viertels des Sensorarrays liegt der Offset und der Kapazitätshub des verbleibenden 3/4-Arrays innerhalb des direkt von dem C/U-Konverter der APS-Familie korrigierbarem Bereiches. Dies bedeutet, dass ohne eine Umdimensionierung der Kapazitätsverhältnisse nur ein zusätzlicher EEPROM-Speicher benötigt wird. In diesem werden die Korrekturwerte der digital einstellbaren Kondensatoren C_4 und C_5 für den Fall einer Teilabschaltung des Sensorarrays abgespeichert. Müssen über ein Viertel hinausgehende Bereiche des Sensorarray abgeschaltet werden, steigt der Linearitätsfehler auch bei zusätzlichen Kalibrationsschritten und Korrekturwerten an. Der Grund für diesen Effekt ist, dass unterhalb einer bestimmten Arraygröße der Linearitätsfehler durch Einstellen der Kondensatoren C_4 und C_5 nicht mehr innerhalb des Bereiches von ± 5 % bei Minimal- und Maximaldruck korrigiert werden kann.

Zusammenfassend weist die Methode der Sensorpartitionierung Vorteile gegenüber dem Einsatz von einem Backup-Array zur milden Fehlerbeseitigung auf. Durch die Partitionierung, z. B. in vier Teilbereiche, kommt es bei Abschalten eines defekten Teilbereiches nur zu einem moderaten Empfindlichkeitsverlust. Dieser ist so gering, dass ohne eine Umdimensionierung der Kapazitätsverhältnisse nur durch einen zusätzlichen Kalibrationsschritt die digital einstellbaren Kondensatoren C_4 und C_5 auf die Abschaltung eingestellt werden

können. Am Beispiel der APS-Familie ergibt sich ein moderater Flächenanstieg von ca. 0.7 %, der hauptsächlich von dem zusätzlichen EEPROM-Speicher benötigt wird.

An dieser Stelle soll angemerkt werden, dass die Methode der Sensorpartitionierung nicht nur für Sensorarrays anwendbar ist, sondern für alle Sensorelemente, die partitioniert werden können. Am Beispiel einer Vollbrücke zur Sensorauslese kann die Methode der Sensorpartitionierung bei Ausfall einer Halbbrücke genutzt werden. Die Messwertaufnahme kann auch mit nur einer intakten Halbbrücke aufrecht erhalten werden. Allerdings reduziert sich die Empfindlichkeit auf die Hälfte und die Ausgangsspannung der funktionierenden Halbbrücke wird versorgungsspannungsabhängig.

Nachteilig ist bei der Methode der Sensorpartitionierung zur milden Fehlerbeseitigung die Gefahr einer vollständigen Zerstörung der Arrays oder einer ungünstigen Defektverteilung, so dass defekte Sensorelemente in allen abschaltbaren Teilbereichen auftreten. Kommt es zu einer vollständigen Zerstörung des Sensorarrays versagt die Methode der Sensorpartitionierung zur Fehlerbeseitigung. Gleiches gilt für eine ungünstige Defektverteilung.

5.3 Fehlersignalisierung am Beispiel der integrierten Absolutdrucksensorfamilie

Ein erkannter Fehler innerhalb des Sensorsystems aktiviert die Stufe der Fehlersignalisierung. In Kapitel 3 wurden dazu drei verschiedene Methoden vorgestellt. Aufgrund der Vorteile einer Signalisierung der Messgenauigkeit gegenüber den Methoden eines Fehlerbits oder Fehlercodes, soll für die APS-Familie neben der eigentlichen druckabhängigen Ausgangsspannung eine weitere, zur Messgenauigkeit proportionale, Spannung mitübertragen werden. Für den Anwender eines Sensorsystems ist die genaue Kenntnis eines sensorinternen Fehlers unwichtig. Im Fall eines aufgetretenen Fehlers ist eine Aussage über die Genauigkeit des übertragenen Messergebnisses viel wichtiger.

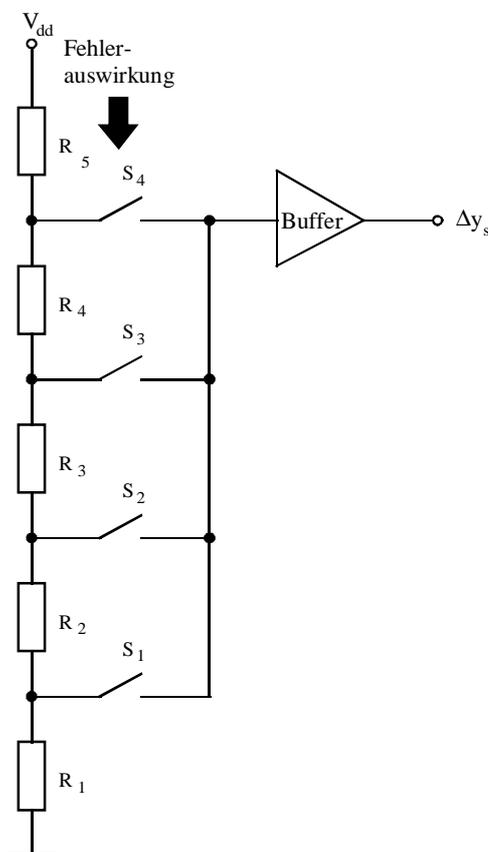
Bei der eingesetzten Methode zur Fehlersignalisierung werden detektierte Fehler als zusätzliche Messunsicherheiten betrachtet. Dazu muss für jeden erkennbaren Fehler der Einfluss auf die Messgenauigkeit untersucht werden. In **Tabelle 5.2** sind die mit den vorgestellten Methoden der Fehlererkennung detektierbaren Fehler und ihre Auswirkungen auf die Messgenauigkeit zusammengefasst.

Vor einem erkannten Fehler besitzt die APS-Familie eine maximale Kennlinienabweichung von ± 1 %. Ein erkannter und nicht vollständig beseitigbarer Fehler führt zu einem Anstieg der Kennlinienabweichung. Ein Ausfall der Temperaturkompensation tritt durch einen Defekt des Temperatursensorelementes, des Temperatur- $\Sigma\Delta$ -Modulators oder des FIR-Filters auf und verursacht eine Kennlinienabweichung von ± 10 %. Zu der gleichen Messgenauigkeit kommt es durch einen Ausfall der Linearisierung als Folge eines Defektes des Druck- $\Sigma\Delta$ -Modulators oder des nachfolgenden FIR-Filters. Bei einem Totalausfall des Sensorsystems steigt die Messgenauigkeit auf 100 % an.

Tabelle 5.2 Fehlerauswirkung auf die Messgenauigkeit

Festgestellter Fehler	rel. Messgenauigkeit
kein Fehler	$\pm 1 \%$
Ausfall der Temperaturkompensation	$\pm 10 \%$
Ausfall der Linearisierung	$\pm 10 \%$
Partitionierung des Sensorarrays	$\pm 5 \%$
Einsatz des Backup-Arrays	$\pm 10 \%$
Totalausfall des Sensorsystems	100%

Zur Signalisierung muss der Linearitätsfehler in eine dazu proportionale Spannung gewandelt werden. Eine dazu mögliche Schaltung zeigt **Bild 5.33**.

**Bild 5.33** Schaltungsmöglichkeit zur Signalisierung der Messgenauigkeit

Die Schaltung zur Signalisierung der Messgenauigkeit besteht aus einem resistiven Spannungsteiler, dessen Abgriff in Abhängigkeit der Fehlerauswirkung über einen Schalter ausgewählt und auf einen Buffer geführt wird. Der Buffer entkoppelt den Spannungsteiler vom Ausgangspad und dient als Lasttreiber. Zur Vermeidung eines hohen Stromflusses durch

den Spannungsteiler, müssen die Widerstände entsprechend hochohmig gewählt werden. Dazu geeignet ist der Wannenwiderstand mit einem Squarewiderstand von ca. $20 \text{ k}\Omega / \square$ oder ein hochohmiger Polysilizium-Widerstand mit ca. $2 \text{ k}\Omega / \square$.

Da die APS-Familie über keinen integrierten Mikrokontroller verfügt, eignet sich die Methode einer Schätzung der Messgröße über lang- und kurzfristige Mittelwerte bei einem Totalausfall für dieses Sensorsystem nicht.

6 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde eine Erweiterung bisheriger intelligenter Sensorsysteme, basierend auf Anforderungen aus der Industrie nach steigender Leistung und erweiterten Systemfähigkeiten, vorgestellt. Die hier untersuchte Erweiterung stellt zusätzliche Funktionen zur Erhöhung der Betriebssicherheit im Fehlerfall zur Verfügung. Ein so erweitertes Sensorsystem beinhaltet eine Selbsttestfunktion mit Fehlererkennung, Fehleranalyse, Fehlerbeseitigung und Fehlersignalisierung. Ziel der Erweiterung ist es, Gefahren für technische Systeme, die Messergebnisse von einem so erweiterten Sensorsystem auswerten, durch nichterkannte fehlerhafte Messergebnisse zu minimieren. Aus Kostengründen kann die Fehlerbeseitigung häufig unter dem Aspekt einer unvollständigen Fehlerbeseitigung vorgenommen werden. Im Fehlerfall verringert sich somit die Leistungsfähigkeit des Sensorsystems („milde Degradation“). Die Erweiterung eines Sensorsystems um eine Selbsttestfunktion und eine Fehlerbeseitigung mit milder Degradation wird hier unter dem Begriff „Eigensicherheit“ zusammengefasst.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt bei der Fehlererkennung von defekten Sensorelementen. Der Grund für die Wahl dieses Schwerpunktes ist, dass für Sensorelemente keine herkömmlichen Selbsttestverfahren existieren und dass gerade die Sensorelemente einer besonders hohen Gefahr der Zerstörung ausgesetzt sind. Eine weitere Motivation zur Implementierung einer Fehlererkennung, speziell des Sensorelementes, in ein Sensorsystem ist die Vereinfachung des Funktionstests nach der Fabrikation. Während für den elektrischen Teil des Sensorsystems herkömmliche Testverfahren existieren, kann die Funktion des Sensorelementes nur durch Beaufschlagung mit der nichtelektrischen Messgröße überprüft werden. Da dafür häufig der Komplettaufbau des Sensorsystems notwendig ist, existiert ein großes Potential zur Kosteneinsparung, wenn der Aufbau von Sensorsystemen mit defekten Sensorelementen durch einen Selbsttest vermieden werden kann.

Nachdem im Kapitel 2 Grundlagen zu Sensoren und Sensorsystemen beschrieben wurden, wurden im Kapitel 3 zuerst mehrere unterschiedliche Fehlererkennungsmethoden vorgestellt und auf die Notwendigkeiten im Hinblick auf einen Einsatz in Sensorsystemen bewertet. Speziell für integrierte Sensoren weist die Methode der Selbstanregung des Sensorelementes mittels elektrischer Stimulation eine hohe Flexibilität auf. Allerdings sind der Selbstanregung durch die begrenzten elektrischen Stimulationsamplituden und den nur geringen Empfindlichkeiten der integrierten Sensorelemente Grenzen gesetzt.

Die milde Degradation der Leistung eines Sensorsystems nach einem erkannten Fehler wird durch die Kombination der Fehlerbeseitigung mit einer geeigneten Fehlersignalisierung erreicht. Nicht jeder Fehler in einem Sensorsystem, der nicht beseitigt werden kann, führt zu einem vollständigen Ausfall des Sensorsystems. Sehr häufig sind in einem Sensorsystem Schaltungsteile zum Erreichen einer bestimmten Leistung vorhanden. Betrifft ein Fehler

einen solchen Schaltungsteil, so kann das Sensorsystem die eigentliche Aufgabe der Messwertaufnahme noch erfüllen, es kommt aber zu einer Leistungsver schlechterung. Ein Beispiel für einen solchen Fehler ist der Ausfall einer Linearisierung. Bei einem solchen Defekt steigt die relative Kennlinienabweichung von beispielsweise 1 % auf 10 % an. Kann aus Kostengründen oder weil es die Sicherheitsanforderung der Anwendung nicht notwendig macht, die vollständige Fehlerbeseitigung nicht durchgeführt werden, so muss das erkannte Auftreten eines solchen Fehlers der übergeordneten Systeminstanz, die das Messergebnis auswertet, gemeldet werden. Zur Fehlersignalisierung werden unterschiedliche Methoden miteinander verglichen. Bei Einsatz eines Fehlerbits oder von Fehlercodes zur Signalisierung von Fehlern kommt es zu den Nachteilen, dass entweder das Sensorsystem auch bei einem nur geringfügigen Fehler einen Ausfall meldet oder dass die speziellen Fehlercodes bei einem Wechsel des Sensorherstellers in der übergeordneten Instanz aktualisiert werden müssen. Daher ist eine allgemeingültige Fehlersignalisierung, die den Einfluss des Fehlers auf das Messergebnis direkt beschreibt, anzustreben. Dies kann mit der Methode der Messungenauigkeit erreicht werden. Fehler werden durch ihren Einfluss auf das Messergebnis als zusätzliche Messungenauigkeiten angesehen, d. h. tritt ein Fehler auf, so erhöht sich die Messungenauigkeit des Messergebnisses entsprechend. Daher soll das Sensorsystem den Einfluss des aufgetretenen Fehlers auf das Messergebnis und die Messgenauigkeit abschätzen und neben dem Messergebnis auch die aktuelle Messungenauigkeit mitübertragen. Somit ist die Fehlersignalisierung unabhängig vom Sensorhersteller und vom Sensorsystem muss keine Entscheidung über die Messergebnisakzeptanz bei einem Fehler getroffen werden. Ob ein Messergebnis trotz eines aufgetretenen Fehlers den Anforderungen der Anwendung genügt, kann vom Sensorsystem nicht allgemeingültig entschieden werden.

Im Kapitel 4 wurde die Entwicklung einer 1 % genauen Absolutdrucksensorfamilie mit zweidimensionaler Kalibration als ein Beispielsensorsystem zur Erprobung der Eigensicherheit vorgestellt. Das Drucksensorsystem besteht aus einem kapazitiven Drucksensorelement, dessen druckabhängige Kapazität mittels eines C/U-Konverters in eine ratiometrische Ausgangsspannung konvertiert wird. Da das kapazitive Drucksensorelement sowohl eine Nichtlinearität, wie auch eine Temperaturabhängigkeit aufweist, müssen beide Nichtidealitäten mittels einer Linearisierungs- und Temperaturkompensationsstufe korrigiert werden. Zur Temperaturkompensation ist ein Temperatursensor basierend auf parasitären PNP-Transistoren mitintegriert. Die Linearisierung und Temperaturkompensation erfolgt mit dem Verfahren einer stückweisen linearen Approximation der zweidimensionalen Korrekturfunktion unter Ausnutzung der interpolierenden Eigenschaften zweier $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung. Das Ergebnis dieser Entwicklung ist eine Absolutdrucksensorfamilie für fünf unterschiedliche Druckbereiche, die nach einer ebenfalls vorgestellten Kalibration eine Kennlinienabweichung von maximal ± 1 % aufweist. Neben der Diskussion der Messergebnisse der Absolutdrucksensorfamilie wird deren Flexibilität in Bezug auf die Variation der

Kennlinienfunktion demonstriert. So wird der Kalibrationsprozess benutzt, um eine Druck/Spannungskennlinie mit drei unterschiedlichen Empfindlichkeiten in den Kennlinienspeicher zu programmieren.

Nachdem bei der Bewertung der Fehlererkennungsmethoden die Vorteile der Selbstanregung eines integrierten Sensorelementes mittels elektrischer Stimulation beschrieben wurde, ist im Kapitel 5 diese Methode weiterentwickelt worden. Die Nachteile einer nur geringen Empfindlichkeit auf die elektrische Stimulation und die Störung der eigentlichen Messwertaufnahme werden durch die Methode der Korrelationsdetektion mit einer festen Stimulationssequenz verringert. Dazu wird das Sensorelement direkt oder indirekt elektrisch mit einer festgelegten Stimulationssequenz angeregt. Bei der direkten Stimulation wird das Sensorelement entsprechend dem eigentlichen Messprinzip angeregt. Bei der indirekten Stimulation erfolgt die Anregung über die Querempfindlichkeit des Sensorelementes. In einem fehlerfreien Sensorsystem wird die Stimulation des Sensorelementes in eine elektrische Größe konvertiert und gelangt über die gesamte Signalverarbeitungskette, wie die eigentliche Messgröße, zum Ausgang des Sensorsystems. In einem fehlerfreien Sensorsystem ist also die Stimulationssequenz im Ausgangssignal vorhanden. Aufgrund der begrenzten elektrischen Stimulationsamplituden, der meistens geringen Empfindlichkeit des Sensorelementes auf die Stimulation und dem Grund, dass die eigentliche Messwertaufnahme nur minimal gestört werden darf, ist die Amplitude der Stimulationssequenz im Ausgang des Sensorsystems nur sehr gering. Um ein solches kleines Signal zu detektieren, wird ein auf die Stimulationssequenz optimiertes Matched-Filter mit nachfolgendem Schwellwertentscheider eingesetzt. Jeweils am Ende der Stimulationssequenz wird der Ausgang des Matched-Filters abgetastet und dieser Wert mit einem Schwellwert verglichen. Abtastwerte größer als dieser Schwellwert bedeuten, dass die Stimulationssequenz im Ausgangssignal des Sensorsystems erkannt wurde und daher das Sensorsystem als fehlerfrei gilt. Anders dagegen ist es bei Abtastwerten kleiner als der Schwellwert, die bedeuten, dass die Stimulationssequenz im Ausgangssignal nicht detektiert werden konnte und somit wird der Ausfall des Sensorsystems erkannt. Der Vorteil dieser Fehlererkennungsmethode ist, dass neben dem Sensorelement auch die gesamte Signalverarbeitung auf einen Fehler untersucht und kein Eingriff in diese Kette notwendig wird. Die Wahrscheinlichkeit für eine Fehlentscheidung bei der Methode der Korrelationsdetektion hängt nur von dem Verhältnis zwischen der Energie der Stimulationssequenz zu der vom Sensorsystem erzeugten Rauschleistungsdichte ab. Zum Erreichen einer vernachlässigbaren Fehlentscheidungswahrscheinlichkeit muss nur die Stimulationsenergie ausreichend groß gewählt werden. Diese hängt nur von der Amplitude der Stimulationssequenz und der Stimulationsdauer ab. Da die Amplitude aus den oben genannten Gründen gering gewählt werden muss, wird eine geringe Fehlentscheidungswahrscheinlichkeit allein durch die Wahl einer entsprechend langen Stimulationsdauer erreicht. Die Methode der Korrelationsdetektion ist so leistungsfähig, dass an einem Beispiel die sichere

Detektion einer Stimulationssequenz gezeigt werden konnte, die nur eine 0,3 %ige Änderung des Ausgangssignals eines $\Sigma\Delta$ -Modulators bewirkt. Diese Methode wurde im Rahmen dieser Arbeit entwickelt und die Funktionalität an zwei Beispielen, einem Temperatur- und Drucksensorsystem, demonstriert. Am Beispiel eines Drucksensors wurden anschließend zwei Methoden zur Fehlerbeseitigung unter Anwendung der milden Degradation vorgestellt. Bei Einsatz eines Backup-Sensorarrays mit deutlich höherem Auflagedruck als bei dem eigentlichen Sensorarray kommt es durch die stark verringerte Empfindlichkeit zu einer geringeren Aussteuerung des zur Sensorauslese benutzten C/U-Konverters. Der Einsatz eines Backup-Sensorarrays zur Fehlerbeseitigung bedingt daher eine vollständige Umdimensionierung der Kapazitätsverhältnisse des C/U-Konverters zur Sensorauslese. Geringer fallen die Modifikationen dagegen bei der Methode der Partitionierung des Sensorarrays aus. Durch die Möglichkeit, den defekten Teil eines Sensorelementarrays abzuschalten, fällt der Empfindlichkeitsverlust wesentlich moderater aus. Dennoch kann auch bei dieser Methode auf eine Korrektur nicht verzichtet werden. Abschließend wurde am Beispiel der Absolutdrucksensorfamilie für die Methode der Fehlersignalisierung der Einfluss unterschiedlicher Fehler auf die Messungenauigkeit vorgestellt.

Aktuell handelt es sich bei der vorgestellten Fehlererkennungsmethode, der Fehlerbeseitigung und der Fehlersignalisierung um einzelne voneinander unabhängige Schaltungen. In einem nächsten Entwicklungsschritt müssen die vorgestellten Einzelkomponenten in einem Sensorsystem zusammen integriert werden. An diesem kann dann die Eigensicherheit im Zusammenspiel aller Komponenten demonstriert werden.

Eine weitere Möglichkeit zur Erweiterung der Eigensicherheit ist die Implementierung einer Fehlerprädiktion. Dadurch erhält ein Sensorsystem die Fähigkeit, eine Wartungsanforderung vor einem Ausfall zu signalisieren und somit den optimalen Wartungs- oder Reparaturzeitpunkt selbst zu bestimmen. Eine mögliche Fehlerprädiktion kann beispielsweise auf folgenden Methoden aufbauen:

- **Bestimmung von Ermüdungserscheinungen:** Bei mikromechanischen Sensorelementen ist eine Fehlerursache der Bruch mikromechanischer Strukturen. Beispielsweise kann aus der Resonanzfrequenzdrift von zusätzlichen mechanischen Schwingungssystemen über Ermüdungserscheinungen an diesem System auf den Fehlerzeitpunkt des Gesamtsystems geschlossen werden.
- **Einsatz von Überlastsicherungen:** Es wird eine kurzfristige Überschreitung der Systemgrenzen detektiert und mittels eines Zählers aufsummiert, so dass aus Anzahl, Größe und Dauer der Betriebsbereichsüberschreitung der mögliche Systemausfallzeitpunkt ermittelt werden kann.

- **Einsatz von Sensoren mit kleineren Aussteuerbereich:** Diese Sensoren mit einer kritischeren Empfindlichkeit können hier als Überlastdetektoren dienen.

Der Einsatz dieser und möglicher anderer Fehlerprädiktionsindikatoren lässt den Zeitpunkt eines Fehlereintritts und damit den optimalen Reparaturzeitpunkt vorherbestimmen. Allerdings bedarf es weiterer umfangreicher Untersuchungen zur sicheren Fehlerprädiktion.

Neben der Verfügbarkeit von eigensicheren Sensorsystemen besteht in der Prozessindustrie auch ein Bedarf an eigensicheren Aktorsystemen. Aktoren werden bisher analog zu den Sensoren als einfache mechanische Umwandler mit idealisierten Eigenschaften, wie beispielsweise Linearität, unverzögerter Operation und unbegrenztem Ausgangsbereich beschrieben. Ein eigensicherer Aktor könnte im einfachsten Fall aus dem Aktor kombiniert mit einem eigensicheren Sensorsystem zur Funktionskontrolle bestehen. Dieser einfache Ansatz müsste eventuell um neue Ansätze zur milden Degradation von eigensicheren Aktoren erweitert werden.

Eine zweite Einsatzmöglichkeit der vorgestellten Fehlererkennungsmethode der Stimulation und Korrelationsdetektion besteht bei der Selbstkalibration von Sensorsystemen. I. a. wird versucht, den Einfluss möglicher Querempfindlichkeiten auf das Sensorelement durch eine Kompensation zu minimieren. Im Kapitel 4 wurde eine solche Schaltung zur Temperaturkompensation eines Drucksensorsystems vorgestellt. Wird nun das Sensorelement mit dieser zu kompensierenden Querempfindlichkeit stimuliert, so ist der Abtastwert des Matched-Filters zum Endzeitpunkt der Stimulationssequenz proportional zur Empfindlichkeit des Sensorelementes auf die Querempfindlichkeit. Im Rahmen eines noch zu entwickelnden Kompensationsalgorithmus müssen nun die Kompensationsfaktoren so eingestellt werden, dass der Abtastwert des Matched-Filters minimal wird. Ein minimaler Abtastwert des Matched-Filters bei Anregung mit der Querempfindlichkeit bedeutet eine minimale Empfindlichkeit des Sensorsystems auf die Querempfindlichkeit und somit die bestmögliche Kompensation. Ein Sensorsystem mit integrierter Selbstkompensation braucht nicht im Anschluss an den Herstellungsprozess kompensiert werden, sondern erledigt diese Aufgabe selbstständig im Betrieb. Somit ergibt sich ein Kostenvorteil beispielsweise durch den Wegfall einer zeitlich aufwendigen Temperaturkompensation.

A1 Modellierung von CMOS-Transistoren

Bei einem MOS-Transistor wird der Drainstrom I_d über die Gate-Source-Spannung V_{gs} gesteuert. Der MOS-Transistor kann zum einen als nichtlinearer Schalter und zum anderen als lineares aktives Element eingesetzt werden. Dabei erfüllt der Transistor die Aufgabe einer spannungsgesteuerten Stromquelle. Im **Bild A.1.1a** sind die Richtungen der Spannungen und Ströme dargestellt.

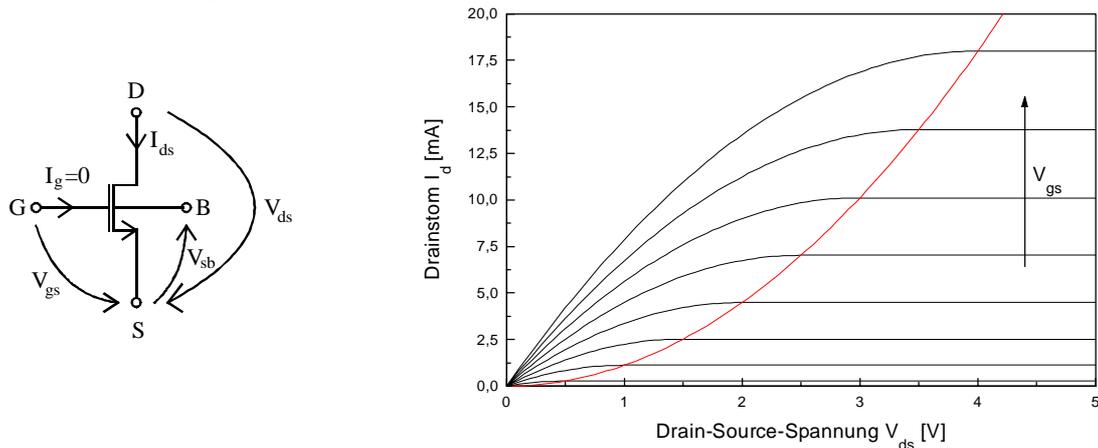


Bild A1.1 a) Definition der Spannungen und Ströme eines MOS-Transistors
b) Ausgangskennlinienfeld eines NMOS-Transistors

Zur Beschreibung der Strom/Spannungs-Gleichung eines MOS-Transistors wird das Shockley Modell 0. Ordnung benutzt. Das mit diesem Modell erzielbare Ausgangskennlinienfeld zeigt **Bild A1.1b**. In modernen Schaltungssimulatoren werden dagegen Modelle höherer Ordnung (z. B. BSIM3 [73]) benutzt, die physikalische Effekte wie, z. B. die Geschwindigkeitssättigung der Kanalladungsträger und die Kanalängenmodulation genauer berücksichtigen und dennoch eine effiziente Berechenbarkeit erlauben.

A1.1 Großsignalmodellierung

Die Großsignalmodellierung wird zur Analyse nichtlinearer Eigenschaften und zur Berechnung von Arbeitspunkten eingesetzt. Bei dem MOS-Transistor werden drei Betriebsspannungszustände unterschieden. Diese werden durch das Verhältnis der Gate-Source-Spannung V_{gs} zur Schwellenspannung V_t und zur Drain-Source-Spannung V_{ds} gekennzeichnet:

$V_{gs} < V_t$:	Schwache Inversion
$V_{gs} > V_t$ und $V_{ds} < V_{gs} - V_t$:	Triodengebiet
$V_{gs} > V_t$ und $V_{ds} > V_{gs} - V_t$:	Sättigungsgebiet

Die Schwellenspannung V_t ist durch

$$V_t = V_{t0} + \gamma \left[\sqrt{2\Phi_f + V_{sb}} - \sqrt{2\Phi_f} \right] \quad (\text{A1.1})$$

definiert und bezeichnet den Punkt der starken Inversion des Kanalgebietes [74]. Dabei bedeuten V_{t0} die Schwellenspannung bei $V_{bs} = 0\text{V}$, γ die Substrateffekt-Konstante und $2\cdot\Phi_f$ das Oberflächenpotential für starke Inversion. Typische Werte für die Schwellenspannung liegen bei dem NMOS-Transistor bei $V_t = 0,8\text{V}$ und bei dem PMOS-Transistor bei $V_t = -0,9\text{V}$. Mit der Steilheitskonstante β

$$\beta = \mu C'_{ox} \frac{1}{1 + \Theta(V_{gs} - V_t)}, \quad (\text{A1.2})$$

die sich aus den Technologieparametern Ladungsträger-Beweglichkeit μ , Kapazitätsbelag C'_{ox} und Quersfeld-Beweglichkeitsreduktions-Faktor Θ zusammensetzt, und der um die Unterdiffusion ΔL der Drain- und Source-Gebiete unter das Gate korrigierten effektiven Gate-Länge

$$L_{eff} = L - 2\Delta L \quad (\text{A1.3})$$

ergibt sich der Drainstrom I_{ds} im Triodengebiet ($V_{gs} > V_t$ und $V_{ds} < V_{gs} - V_t$) zu

$$I_{ds} = \beta \frac{W}{L_{eff}} \left[(V_{gs} - V_t) V_{ds} - \frac{1}{2} V_{ds}^2 \right] \quad (\text{A1.4})$$

Dagegen erreicht der MOS-Transistor in Sättigung, d. h. $V_{gs} > V_t$ und $V_{ds} > V_{gs} - V_t$, den Wert von

$$I_{ds} = \frac{\beta}{2} \frac{W}{L_{eff}} (V_{gs} - V_t)^2. \quad (\text{A1.5})$$

Der dritte Betriebszustand wird für Gate-Source-Spannungen V_{gs} unterhalb der Schwellenspannung V_t erreicht und dort befindet sich der MOS-Transistor in schwacher Inversion, d. h. der Stromfluss resultiert aus Diffusionseffekten. Der Drainstrom I_{ds} wird durch den von der Gate-Source-Spannung V_{gs} gesteuerten pn-Übergang zwischen dem Source-Gebiet und dem entgegengesetzt dotierten, verarmten Kanal bestimmt. Der Drainstrom I_{ds} lässt sich für schwache Inversion wie folgt modellieren:

$$I_{ds} = k_w \frac{W}{L_{eff}} e^{\frac{qV_{gs}}{n_w kT}} \left(1 - e^{-\frac{qV_{gs}}{kT}} \right) \quad (\text{A1.6})$$

Der Einfluss technologischer Größen im Betriebszustand der schwachen Inversion wird über die Steilheitskonstante k_w berücksichtigt. Im Vergleich zum Bipolar-Transistor, bei dem ein ähnlicher exponentieller Zusammenhang zwischen Kollektor-Strom I_C und Basis-Emitter-Spannung V_{be} besteht, ist in (Gl A1.6) ein Idealitätsfaktor $n_w \approx 1,5$ zu berücksichtigen.

A1.2 Kleinsignalmodellierung

Während das Großsignalmodell zur Bestimmung des Arbeitspunktes benutzt wird, wird ein linearisiertes Kleinsignalersatzschaltbild zur Beschreibung des dynamischen Verhaltens im eingestellten Großsignal-Arbeitspunkt verwendet. Zur Kleinsignal-Analyse von Signalverarbeitungsschaltungen wird der MOS-Transistor meistens durch das Kleinsignal-Ersatzschaltbild (KS-ESB) nach **Bild A1.2** ersetzt.

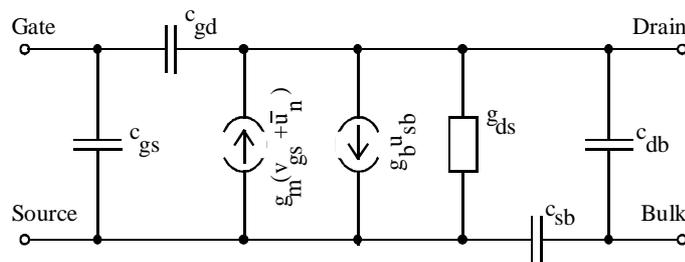


Bild A1.2 Kleinsignal-Ersatzschaltbild des MOS-Transistors

Die Kleinsignal-Spannung u_{gs} steuert eine Stromquelle mit der Vorwärtssteilheit g_m . Der Substrateffekt wird durch eine weitere Stromquelle mit der Substratsteilheit g_b berücksichtigt, die durch die Kleinsignalspannung u_{sb} gesteuert wird. Da sehr häufig die Kleinsignalspannung u_{ds} als Ausgangsgröße benutzt wird, bestimmen die beiden Steuerspannungen v_{gs} und v_{bs} über den Innenwiderstand r_{ds} die Ausgangsspannung des MOS-Transistors. Weiterhin sind im KS-ESB die Kondensatoren zwischen den einzelnen Gebieten des Transistors vorhanden. Zwischen Gate und Drain bzw. Source befinden sich jeweils statische Kapazitätsanteile, die durch die Unterdiffusion ΔL der Drain- bzw. Source-Implantation unter das Gate entstehen. Zusätzlich wird in Sättigung zu der Gate-Source-Kapazität ein Anteil von typischerweise $2/3$ der Kanalkapazität addiert. Im Triodenbetrieb wird diese Kanalkapazität jeweils zur Hälfte auf die Gate-Source- bzw. Gate-Drain-Kapazität aufgeteilt. Ein weiterer Kondensator befindet sich jeweils zwischen dem Drain bzw. Source und dem Substrat. Diese Sperrschichtkapazität entsteht in beiden Fällen durch den gesperrten PN-Übergang und ist somit spannungsabhängig.

Zur Beschreibung des Rauschverhaltens eines MOS-Transistors wird der Gate-Source-Spannung u_{gs} eine äquivalente, eingangsbezogene Rauschspannung u_n hinzuaddiert. Die Rauschspannung setzt sich aus zwei unterschiedlichen Anteilen zusammen, deren Amplitude eine Frequenzabhängigkeit aufweist: Im Bereich niedriger Frequenzen unterhalb von ca. 50 Hz wird das Rauschverhalten des MOS-Transistors durch das $1/f$ -Rauschen bestimmt. Physikalisch wird dieser Anteil als „Flicker-Rauschen“ bezeichnet und entsteht durch das

Einfangen und Emittieren von Kanalladungsträgern an der Grenzschicht zwischen Kanal und Gateoxid. In (Gl. A.14) beschreibt K_f den Flicker-Rauschkoeffizient mit einem Wert von $K_f = 3 \cdot 10^{-24} \text{ V}^2 \cdot \text{F}$ [56]. Bei höheren Frequenzen dominiert das weiße Rauschen, das durch das frequenzunabhängige thermische Rauschen des Kanals verursacht wird.

Die im Kleinsignal-Ersatzschaltbild enthaltenen Größen können anhand der in **Tabelle A1.1** aufgelisteten Gleichungen bestimmt werden.

Tabelle A1.1 Kleinsignalparameter des MOS-Transistors

Kleinsignalparameter	Sättigungs-Gebiet	Trioden-Gebiet
Vorwärtssteilheit (A 1.7)	$g_m = \beta \cdot \frac{W}{L_{eff}} (V_{gs} - V_t)$	$g_m = \beta \frac{W}{L_{eff}} V_{ds}$
Substratsteilheit (A 1.8)	$g_b = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{sb}}} g_m$	
Ausgangsleitwert (A 1.9)	$g_{ds} = \frac{\beta}{2} \frac{W}{L_{eff}} \lambda (V_{gs} - V_t)^2$	$g_{ds} = \beta \frac{W}{L_{eff}} (V_{gs} - V_t - V_{ds})$
Gate-Source-Kapazität (A 1.10)	$c_{gs} = \frac{2}{3} \cdot C'_{ox} \cdot W \cdot L_{eff} + C'_{ox} \cdot W \cdot \Delta L$	$c_{gs} = \frac{C'_{ox} \cdot W \cdot L_{eff}}{2} + C'_{ox} \cdot W \cdot \Delta L$
Gate-Drain-Kapazität (A 1.11)	$c_{gd} = C'_{ox} \cdot W \cdot \Delta L$	$c_{gd} = \frac{C'_{ox} \cdot W \cdot L_{eff}}{2} + C'_{ox} \cdot W \cdot \Delta L$
Bulk-Source-Kapazität (A 1.12)	$c_{sb} = A_j C'_j \sqrt{\frac{\Psi_0}{V_{sb} + \Psi_0}}$	
Bulk-Drain-Kapazität (A 1.13)	$c_{db} = A_j C'_j \sqrt{\frac{\Psi_0}{V_{db} + \Psi_0}}$	
Äquivalente Rauschspannungsdichte (A 1.14)	$\frac{\bar{u}_n^2}{\Delta f} = \frac{8 \cdot k \cdot T}{3 \cdot g_m} + \frac{K_f}{C'_{ox} \cdot W \cdot L_{eff}} \cdot \frac{1}{f^{a_r}}$	$\frac{\bar{u}_n^2}{\Delta f} = \frac{4 \cdot k \cdot T}{g_m} + \frac{K_f}{C'_{ox} \cdot W \cdot L_{eff}} \cdot \frac{1}{f^{a_r}}$

A2 Modellierung von Bipolartransistoren

In einer reinen CMOS-Technologie sind nur parasitäre und damit nicht auf bestimmte Eigenschaften optimierte PNP-Transistoren vorhanden. Laterale PNP-Transistoren lassen sich nur durch eine geschickte Anordnung der vorhandenen Dotierungen aufbauen. Dennoch werden parasitäre Bipolartransistoren zur Temperaturmessung und zur Erzeugung von Referenzspannungen nach dem Bandgap-Prinzip [75] aufgebaut.

A2.1 Großsignalmodellierung

Die Bestimmung des Kollektorstroms eines Bipolartransistors wird entsprechend der Ebers-Moll-Gleichungen [56] vorgenommen. In **Bild A2.1** sind die Richtungen der Spannungen und Ströme eines PNP-Transistors definiert:

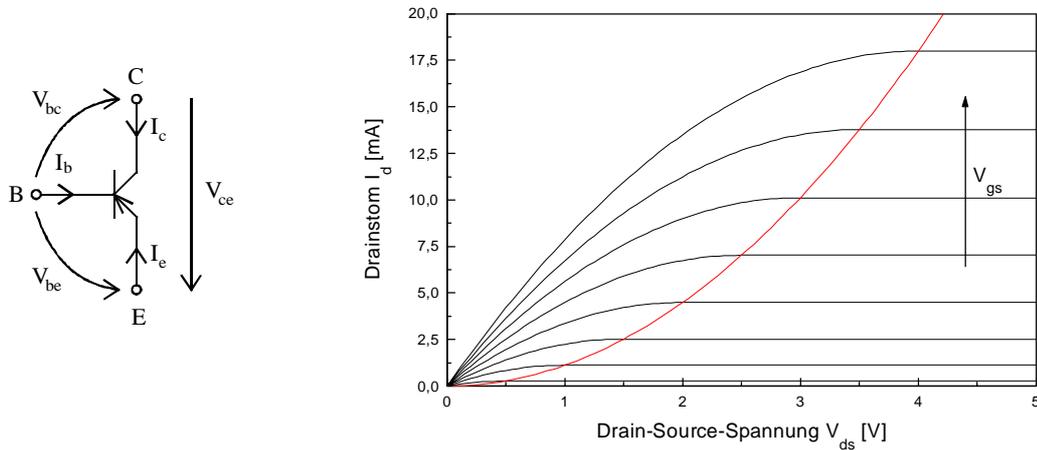


Bild 2.1 a) Definition der Spannungen und Ströme eines Bipolartransistors
b) Ausgangskennlinienfeld eines Bipolartransistors

Das Ausgangskennlinienfeld eines PNP-Transistors zeigt **Bild A2.1b**.

Nach den Ebers-Moll-Gleichungen bestimmt sich der Kollektorstrom I_c zu

$$I_c = -I_S \left(e^{\frac{-qU_{bc}}{kT}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\alpha_r} \left(e^{\frac{qU_{bc}}{kT}} - 1 \right) \quad (\text{A2.1})$$

und der Emitterstrom I_e zu

$$I_e = \frac{I_S}{\alpha_f} \cdot \left(e^{\frac{-qU_{be}}{kT}} - 1 \right) - I_S \cdot \left(e^{\frac{qU_{bc}}{kT}} - 1 \right). \quad (\text{A2.2})$$

Beide Ströme hängen von der technologiebestimmten Vorwärts- bzw. Rückwärtsstromverstärkung α_f bzw. α_r , der Boltzmann-Konstante k , der Absolut-Temperatur T und dem Sättigungsstrom I_S ab:

$$I_S = \frac{q \cdot A_E \cdot \bar{D}_p \cdot n_i^2}{Q_B} \quad (\text{A2.3})$$

Einzig auf den Sättigungsstrom hat der Designer durch die Wahl der Emitterfläche A_E einen Einfluss. Alle anderen Parameter werden über die Technologie festgelegt. In (Gl. A2.3) bedeuten q die Elementarladung, \bar{D}_p die mittlere effektive Ladungsträger-Diffusionskonstante, n_i die Intrinsik-Ladungsträgerkonstante und Q_B die Dotierstoffdichte der Basis.

Der Basisstrom I_b eines Bipolartransistors bestimmt sich über Kollektor- und Emitterstrom:

$$I_b = -I_c - I_e \quad (\text{A2.4})$$

Aus einem Maschenumlauf lässt sich die Kollektor-Emitter-Spannung zu

$$V_{ce} = V_{be} - V_{bc} \quad (\text{A2.5})$$

bestimmen.

Typischerweise wird der Bipolartransistor entweder im Vorwärts- oder Rückwärtsbetrieb eingesetzt. Beide Modi unterscheiden sich in der Größe der angelegten Spannungen V_{be} und V_{bc} .

Der Vorwärtsbetrieb wird durch eine Basis-Emitter-Spannung von $V_{be} < -0.5 \text{ V}$ und eine Basis-Kollektor-Spannung $V_{bc} > -0.3 \text{ V}$ definiert. In diesem Fall kann in (Gl. A2.1) und (Gl. A2.2) der Stromanteil durch die Basis-Kollektor-Spannung V_{bc} vernachlässigt werden. Häufig werden zur Modellierung von Bipolartransistoren der Basis- und der Kollektorstrom herangezogen, so dass sich mit der Substitution

$$\beta_f = \frac{\alpha_f}{1 - \alpha_f} \quad (\text{A2.6})$$

folgende Stromgleichungen für den Vorwärtsbetrieb ergeben:

$$I_c = -I_S \cdot e^{-\frac{q \cdot V_{be}}{k \cdot T}} \quad (\text{A2.7})$$

$$I_b = -\frac{I_S}{\beta_f} \cdot e^{-\frac{q \cdot V_{be}}{k \cdot T}} \quad (\text{A2.8})$$

Im Vorwärtsbetrieb arbeitet ein Bipolartransistor als Stromverstärker von der Basis zum Kollektor.

Der Rückwärtsbetrieb wird durch eine Basis-Kollektor-Spannung von $V_{bc} < -0.5 \text{ V}$ und eine Basis-Emitter-Spannung $V_{be} > -0.3 \text{ V}$ definiert. In diesem Fall kann in (Gl. A2.1) und

(Gl. A2.2) der Stromanteil durch die Basis-Emitter-Spannung V_{be} vernachlässigt werden. Mit der Substitution

$$\beta_r = \frac{\alpha_r}{1 - \alpha_r} \quad (\text{A2.9})$$

ergeben sich folgende Stromgleichungen für den Rückwärtsbetrieb:

$$I_e = -I_S \cdot e^{-\frac{q \cdot V_{bc}}{k \cdot T}} \quad (\text{A2.10})$$

$$I_b = -\frac{I_S}{\beta_r} \cdot e^{-\frac{q \cdot V_{bc}}{k \cdot T}} \quad (\text{A2.11})$$

Im Rückwärtsbetrieb arbeitet ein Bipolartransistor als Stromverstärker zwischen Basis und Emitter.

A2.2 Kleinsignalmodellierung

Für die meisten Anwendungen der Kleinsignalanalyse befindet sich der Bipolartransistor im Vorwärtsbetrieb, so dass an dieser Stelle das Kleinsignal-Ersatzschaltbild für diesen Betriebsfall in **Bild A.2.2** dargestellt ist. Bei parasitären Substrat-PNP-Transistoren stellt der Kollektor gleichzeitig einen Substratanschluss dar. Daher muss im Kleinsignal-Ersatzschaltbild kein separater Substratanschluss berücksichtigt werden.

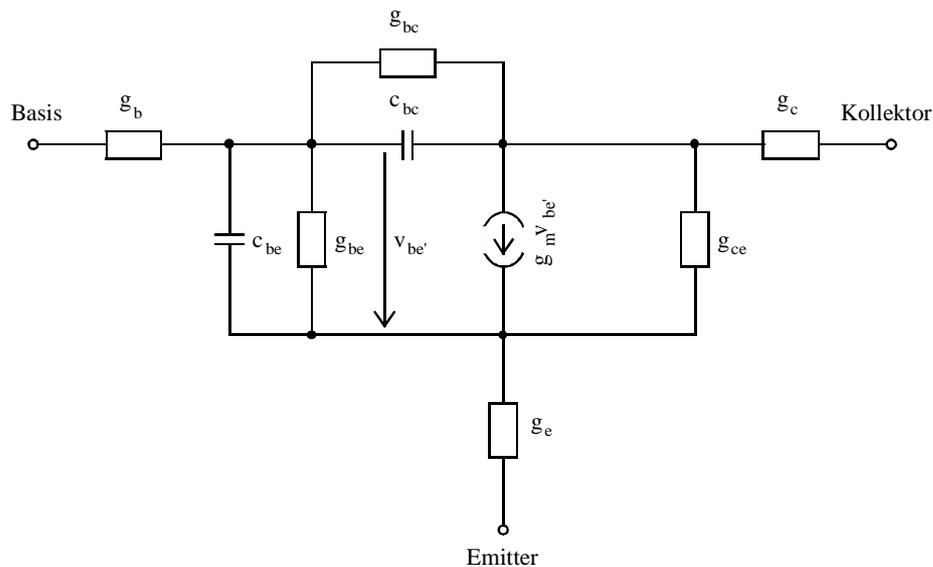


Bild A2.2 Kleinsignal-Ersatzschaltbild des Bipolartransistors

Die Leitwerte g_b , g_c und g_e stellen jeweils den Kontakt- und Bahnwiderstand zwischen den äußeren Transistor-Anschlüssen und den aktiven pn-Übergängen dar. Die um den Spannungsabfall am Basis- und Emitterwiderstand verringerte innere Basis-Emitter-Spannung V'_{be} steuert eine Stromquelle mit der Vorwärtssteilheit g_m . Die Steuerspannung V'_{be} ent-

steht durch den Spannungsabfall des Basis-Emitterstroms über den Basis-Emitter-Leitwert g_{be} . Der Basis-Kollektor-Widerstand besitzt durch den gesperrten PN-Übergang einen sehr hohen Wert und kann somit meistens vernachlässigt werden. Weiterhin sind im KS-ESB zwei Kondensatoren zu finden. Der Basis-Emitter-Kondensator entsteht durch die Diffusionskapazität des PN-Übergangs im Vorwärtsbetrieb. Der PN-Übergang zwischen Basis und Kollektor ist gesperrt, so dass sich dort eine spannungsabhängige Sperrschichtkapazität c_{bc} ausbildet.

Die Gleichungen zur Berechnung der weiteren im Kleinsignal-Ersatzschaltbild erhaltenen Größen sind in **Tabelle A2.1** zusammengefasst.

Tabelle A2.1 Kleinsignalparameter des Bipolartransistors im Vorwärtsbetrieb

Vorwärtssteilheit (A 2.12)	$g_m = \frac{q \cdot I_C}{k \cdot T}$
Basis-Emitter-Leitwert (A 2.13)	$g_{be} = \frac{g_m}{\beta_f}$
Basis-Kollektor-Leitwert (A 2.14)	$g_{bc} \approx 0$
Kollektor-Emitter-Leitwert (A 2.15)	$g_{ce} = \frac{I_c}{V_{AFm}}$
Basis-Emitter-Kapazität (A 2.16)	$c_{be} = \tau_f g_m$
Basis-Kollektor-Kapazität (A 2.17)	$c_{bc} = \frac{c_{bc0}}{\left(1 + \frac{U_{bc}}{\Psi_0}\right)^{n_s}}$

A3 Modellierung von kapazitiven CMOS-Drucksensorelementen

Im Folgenden soll die Druckabhängigkeit der Kapazität des Drucksensorelementes als Funktion der geometrischen und technologischen Parameter modelliert werden. Es wird daher die Elastizitätstheorie eines kapazitiven Drucksensorelementes vorgestellt. Für die Bestimmung der Kapazität muss die Durchbiegung der Membran, d. h. der druckabhängige Abstand zwischen Membran und Gegenelektrode, bestimmt werden. Im Vergleich zu piezoresistiven Drucksensorelementen weisen die kapazitiven Drucksensorelemente eine starke Nichtlinearität durch den druckabhängigen Elektrodenabstand auf. Schon die einfachste Annahme einer linearen Verringerung des Elektrodenabstandes unter steigender Druckeinwirkung hätte eine reziproke Kapazitätsänderung zur Folge.

In **Bild A3.1** wird ein Polarkoordinatensystem für das kapazitive Drucksensorelement eingeführt.

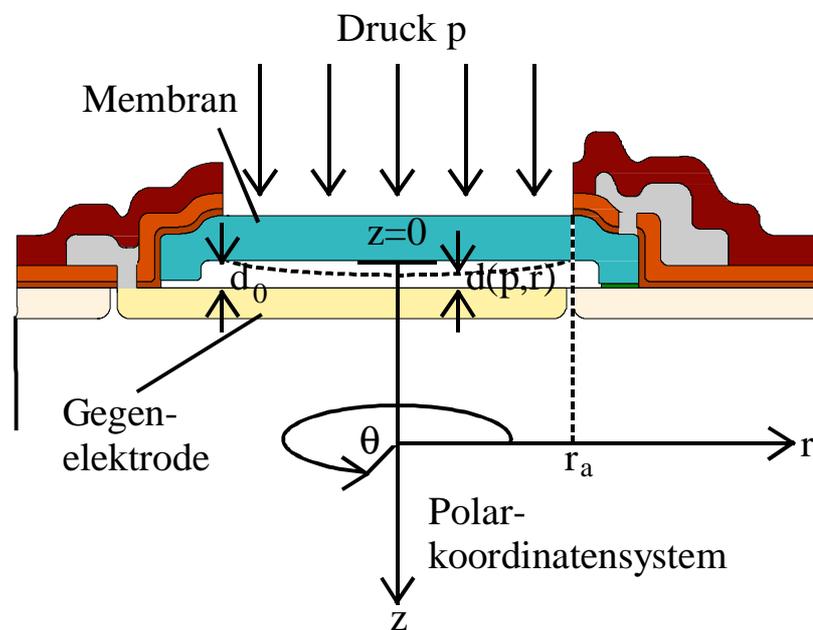


Bild A3.1 Kapazitives Drucksensorelement unter Druckeinwirkung

Für eine Kapazitätserhöhung werden N_D Sensorelemente zu einem Sensorarray parallel verschaltet. Da das Drucksensorelement kreisrund aufgebaut ist und somit der Abstand $d(p,r)$ zwischen Membran und Gegenelektrode eine Funktion des Drucks p und des Radius r ergibt, muss zur Bestimmung der Kapazität C des Sensorarrays der Kapazitätsbeitrag jedes Sensorelementes von 0 bis zum Radius r_a aufintegriert werden.

Es ergibt sich also

$$C(p) = N_D \cdot \int_0^{r_a} \frac{\epsilon_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot r}{d(p,r)} dr . \quad (\text{A3.1})$$

Für kleine Durchbiegungen $z(p,r)$, die wesentlich kleiner als die Dicke h der beweglichen Membran sind, kann nach Timoshenko [76] folgende Differentialgleichung für die Lösung der Durchbiegung angesetzt werden:

$$\frac{d^3 z(p,r)}{dr^3} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d^2 z(p,r)}{dr^2} - \frac{1}{r^2} \cdot \frac{dz(p,r)}{dr} = \frac{p \cdot r}{2 \cdot D} \quad (\text{A3.2})$$

mit

$$D = \frac{E \cdot h^3}{12 \cdot (1 - \nu^2)} \quad (\text{A3.3})$$

Dabei ist D die Biegesteifigkeit, die sich aus dem Elastizitätsmodul E der Membran, deren Dicke h und der Querkontraktion ν zusammensetzt.

Da die Membran am Rand, d. h. an der Stelle $r = r_a$, fest eingespannt ist, ist an dieser Stelle sowohl die Durchbiegung $z(p,r)$ wie auch dessen Ableitung gleich Null. Auch in der Mitte der Membran ($r = 0$) ist die Ableitung der Durchbiegung gleich Null.

Es ergeben sich aus der Geometrie des Drucksensorelementes die folgenden drei Randbedingungen:

$$\frac{dz}{dr}(p,0) = 0; \quad \frac{dz}{dr}(p,r_a) = 0; \quad z(p,r_a) = 0. \quad (\text{A3.4})$$

Damit lautet die Lösung für die Durchbiegung $z(p,r)$:

$$z(p,r) = \frac{P}{64 \cdot D} \cdot (r_a^2 - r^2)^2. \quad (\text{A3.5})$$

Der druckabhängige Abstand $d(p,r)$ zwischen der Membran und der Gegenelektrode ergibt sich aus der Differenz des Abstandes bei Vakuum zu der in (Gl. A3.5) bestimmten Durchbiegung $z(p,r)$:

$$d(p,r) = d_0 - z(p,r) = d_0 - \frac{P}{64 \cdot D} \cdot (r_a^2 - r^2)^2. \quad (\text{A3.6})$$

Durch Einsetzen des Plattenabstandes $d(p,r)$ in (Gl. A3.1) kann die druckabhängige Sensorkapazität bestimmt werden:

$$C(p) = \frac{C_0 \cdot N_D}{2 \cdot \gamma(p)} \cdot \ln\left(\frac{1 + \gamma(p)}{1 - \gamma(p)}\right) \quad (\text{A3.7})$$

mit:

$$\gamma(p) = \sqrt{\frac{z(p,0)}{d_0}} = \sqrt{\frac{p \cdot r_a^4}{64 \cdot D \cdot d_0}} \quad \text{und} \quad C_0 = \frac{\varepsilon_0 \cdot \pi \cdot r_a^2}{d_0}. \quad (\text{A3.8})$$

Wird (Gl. A3.7) für kleine Drücke p in eine Reihe entwickelt und diese nach dem zweiten Glied abgebrochen, so ergibt sich folgende Abhängigkeit vom Druck:

$$C(p) = N_D \cdot C_0 \cdot \left(1 + \frac{p \cdot r_a^4}{192 \cdot D \cdot d_0} \right). \quad (\text{A3.9})$$

Somit lässt sich die Druckempfindlichkeit S des Sensorelementes für kleine Drücke p abschätzen:

$$S = N_D \cdot \frac{\varepsilon_0 \cdot \pi \cdot (1 - \nu^2)}{16 \cdot E} \cdot \frac{r_a^6}{h^3 \cdot d_0^2}. \quad (\text{A3.10})$$

Die Empfindlichkeit S ist also stark von den geometrischen Parametern der Membran abhängig. Der Durchmesser r_a geht proportional mit der sechsten Potenz, die Membrandicke h und der Vakuumabstand d_0 gehen jeweils umgekehrt proportional mit der dritten bzw. zweiten Potenz in die Empfindlichkeit ein. Für den Designer ist die Empfindlichkeit S nur über den Membranradius r_a einstellbar, da Membrandicke h und Vakuumabstand d_0 mit der Technologie festgelegte Konstanten sind.

Das hier vorgestellte Modell zur Bestimmung der Druckabhängigkeit der Kapazität des Sensorelementes gilt nur für kleinere Durchbiegungen als die Membrandicke h und wird als lineares Modell bezeichnet. Für stärkere Durchbiegungen, wie auch zur Berücksichtigung dynamischer Effekte, muss eine nichtlineare DGL anstelle von (Gl. A3.2) eingesetzt werden (nichtlineares Modell). Es ergibt sich damit allerdings keine analytische Lösung für die Kapazität des Sensorelementes, sondern nur noch eine numerische Näherung. Das nichtlineare Modell wird in [44] diskutiert.

Dennoch lässt sich mit dem linearen Modell der Auflagedruck p_A abschätzen. Wird der Druck p erhöht, so kommt es beim Erreichen des Auflagedrucks zur Berührung der Membran mit der Gegenelektrode in der Mitte, d. h. an der Stelle $r = 0$.

Der Auflagedruck p_A lässt sich mit folgender Bedingung abschätzen:

$$d(p_A, r = 0) = d_0 \Leftrightarrow p_A = \frac{d_0}{r_a^4} \cdot 64 \cdot D. \quad (\text{A3.11})$$

Durch eine dünne Isolationsschicht aus Siliziumnitrid Si_3N_4 auf der n^+ -Gegenelektrode kommt es bei einer Membranaufgabe zu keinem Kurzschluss.

In **Bild A3.2** ist die Durchbiegung der Membran beim Erreichen des Auflagedrucks dargestellt.

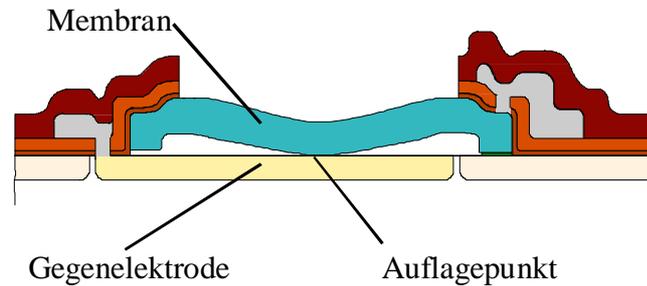


Bild A3.2 Auflagedruck des Drucksensorelementes

Typischerweise werden die Drucksensorelemente für Messaufgaben nur bis zur Hälfte oder $\frac{3}{4}$ des Auflagedrucks p_A eingesetzt. Der Grund für diese Einschränkung des Einsatzbereiches liegt im großen Anstieg der Nichtlinearität und der fehlenden technologischen Reproduzierbarkeit für große Drücke nahe des Auflagedrucks. Daher wird vom Designer für eine bestimmte Technologie, d. h. der Vakuumabstand d_0 ist festgelegt, über die Wahl des Membrandurchmessers der Einsatzdruckbereich definiert. Für einen Anstieg des Maximaldrucks muss der Durchmesser r_a entsprechend (Gl. A3.11) mit der vierten Potenz verringert werden.

In **Tabelle A3.1** sind die Modellparameter des verwendeten IMS Prozesses SBE 12 zusammengefasst.

Tabelle A3.1 Modellparameter SBE12 [44], [77]

Elastizitätsmodul	E	$8 \cdot 10^{10} \text{ N/m}^2$
Querkontraktionszahl	ν	0,3
Biegesteifigkeit der Membran	D	$2,473 \cdot 10^{-8} \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{s}^2$
Dicke der Membran	h	1,5 μm
Membranradius	r_a	80 μm
Abstand Membran/Gegenelektrode bei $p=0$	d_0	800 nm
Dicke des Isolators auf der Gegenelektrode	d_{ox}	200 nm
rel. Dielektrizitätskonstante	ϵ_{ox}	3,9

In **Bild A3.3** ist die gemessene Druck/Kapazitätskennlinie eines Drucksensor- und Referenzelementes mit einem Durchmesser von 70 μm dargestellt. Zur Kapazitätssteigerung wurden jeweils 18 Sensorelemente zu einem Array parallel verschaltet.

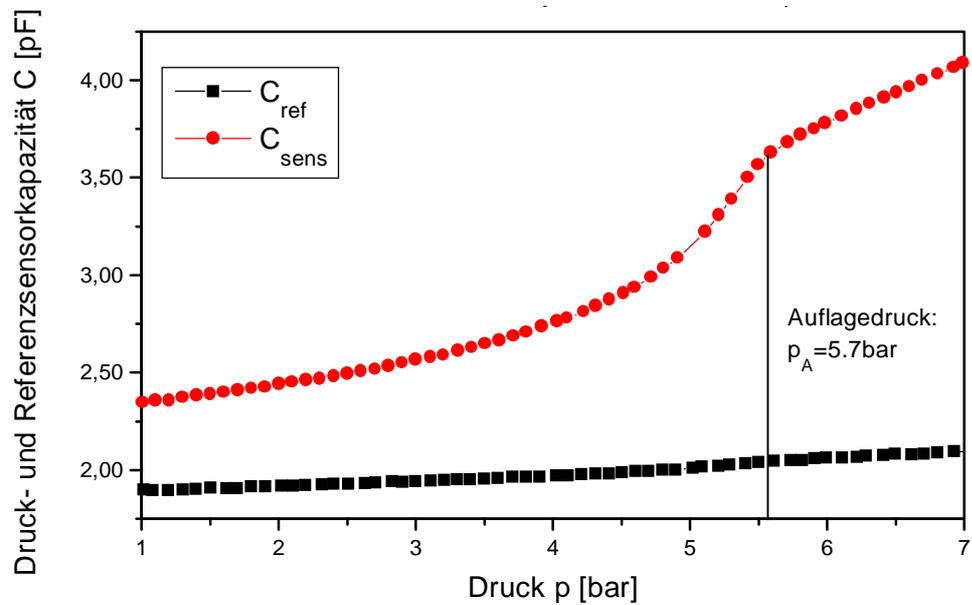


Bild A3.3 gemessene Druckkennlinie für Druck- und Referenzsensorarray

Die Kapazität des Drucksensorarrays steigt bis zum Auflagedruck p_A stark an. Der Grund dafür ist die Abnahme des Abstandes zwischen Membran und Gegenelektrode mit steigendem Druck. Oberhalb des Auflagedrucks kommt es zu einem annähernd linearen Anstieg der Kapazität mit dem Druck. Die Ursache für diesen Anstieg ist ein auch linearer Anstieg der Auflagefläche der Membran. Durch die geringe Dicke der Isolationsschicht auf der Gegenelektrode wird die resultierende Kapazität durch die Auflagefläche dominiert. Das Referenzsensorarray weist, wie im Kapitel 4 beschrieben, durch die Passivierungsschicht oberhalb der Membran und der daraus resultierenden höheren Biegesteifigkeit D eine deutlich verringerte Druckempfindlichkeit auf.

A4 Ergänzende Betrachtungen zu $\Sigma\Delta$ -Modulatoren

Der $\Sigma\Delta$ -Modulator wird in dieser Arbeit häufig zur Konvertierung einer analogen Spannung in ein binäres pulshäufigkeitsmoduliertes Digitalsignal eingesetzt. An dieser Stelle sollen ergänzende Betrachtungen zu den Eigenschaften von $\Sigma\Delta$ -Modulatoren vorgestellt werden. Eine A/D-Konvertierung nach dem Sigma-Delta-Prinzip beruht auf der Verwendung von Überabtastung, Interpolation und Rauschformung („Noise-shaping“). Es wird ein hoher Signal/Rauschabstand SNR ohne den Einsatz hochgenauer Analogkomponenten erreicht. $\Sigma\Delta$ -Modulatoren sind unempfindlich gegenüber Nichtidealitäten, wie z. B. Mismatching oder Verstärkungsfehler und bei einer 1 Bit-Wandlung auch gegenüber A/D oder D/A-Fehlern. Ein Abgleich ist nur bei der Verwendung interner Multibit-Quantisierer notwendig, denn eine nichtlineare Quantisierungsfunktion des D/A-Konverters im Rückkoppelast führt direkt zu einer nichtlinearen Kennlinie des $\Sigma\Delta$ -Modulators. Auf dieser Grundlage beruht das anschließend vorgestellte Konzept zur Realisierung einer nichtlinearen Kennlinie. $\Sigma\Delta$ -Modulatoren werden nach ihrer Ordnung unterschieden, wobei diese über die Ordnung der Übertragungsfunktion vor dem Quantisierer bestimmt wird. Speziell bei $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung kommt es zu keinen Stabilitätsproblemen, allerdings entstehen bei konstanten DC-Eingangssignalen durch periodische Wiederholungen des Ausgangssignals einfrequente Töne („Ideltöne“). Diese führen zu Störungen, sobald sie innerhalb des Basisbandes fallen. Dieses Problem kann durch Addition eines Zufallsignals (Dithersignal) behoben werden, denn dadurch werden die periodischen Wiederholungen verhindert. Durch ihre Vorteile eignen sich $\Sigma\Delta$ -Modulatoren besonders für die Realisierung in einer CMOS-Technologie. Zur Bestimmung der Signal- und Rauschübertragungsfunktion $H_{\Sigma\Delta,s}(z)$ bzw. $H_{\Sigma\Delta,n}(z)$ eines zeitdiskreten $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung nach Bild 4.9 wird die Übertragungsfunktion des Integrators mit $H_{\text{int}}(z)$ und das nichtlineare Bauelement Quantisierer durch eine Addition von weißem Rauschen q_i mit einem Effektivwert nach (Gl. 5.42) beschrieben. Es ergibt sich für die Übertragungsfunktionen:

$$\begin{aligned} y_{\Sigma\Delta}(z) &= \frac{H_{\text{int}}(z)}{1 + H_{\text{int}}(z)} \cdot V_{\text{in}}(z) + \frac{1}{1 + H_{\text{int}}(z)} \cdot q_i(z) \\ &= H_{\Sigma\Delta,s}(z) \cdot V_{\text{in}}(z) + H_{\Sigma\Delta,n}(z) \cdot q_i(z) \end{aligned} \quad (\text{A4.1})$$

mit

$$z = e^{j\omega \cdot T_s} \quad (\text{A4.2})$$

und der Abtastperiodendauer T_s .

Der benötigte zeitdiskrete Integrator kann entweder als „Forward-“ oder als „Backward-Euler“-Integrator realisiert werden, wobei der „Backward-Euler“-Integrator ein Verzöger-

rungsglied im Rückkoppelast bzw. der „Forward-Euler“-Integrator dieses im Vorwärtszweig aufweist.

Die beiden Übertragungsfunktionen bestimmen sich zu:

$$H_{FE}(z) = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (\text{A4.3})$$

und

$$H_{BE}(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (\text{A4.4})$$

Für einen $\Sigma\Delta$ -Modulator erster Ordnung wird meistens der „Forward-Euler“-Integrator verwendet, während für $\Sigma\Delta$ -Modulatoren höherer Ordnung der „Backward-Euler“-Integrator eingesetzt wird. Der Grund für diese Wahl liegt in den auftretenden Verzögerungszeiten und den daraus resultierenden Stabilitätsproblemen. Bei $\Sigma\Delta$ -Modulatoren höherer Ordnung kommt es bei Verwendung von „Forward-Euler“-Integratoren zu einem Anstieg des Betrages der Signalübertragungsfunktion nahe der halben Abtastfrequenz, während durch Einsatz von „Backward-Euler“-Integratoren dieser abnimmt. Im Gegensatz zu dem konstanten Verlauf des Betrages der Signalübertragungsfunktion eines $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung ist diese Verstärkung mitverantwortlich für die Stabilitätsprobleme der $\Sigma\Delta$ -Modulatoren höherer Ordnung. Ein $\Sigma\Delta$ -Modulator höherer Ordnung lässt sich einfacher stabilisieren, wenn eine Dämpfung durch Verwendung von „Backward-Euler“-Integratoren vorliegt [78]. Da es bei einem $\Sigma\Delta$ -Modulator erster Ordnung zu keinen Stabilitätsproblemen kommt, wird bei diesem ein „Forward-Euler“-Integrator eingesetzt, da durch dessen Verwendung der Betrag der Signalübertragungsfunktion konstant bei 0 dB bleibt und es zu keiner Dämpfung bei der halben Abtastfrequenz wie bei der Verwendung eines „Backward-Euler“-Integrators kommt.

Für einen $\Sigma\Delta$ -Modulator erster Ordnung mit einem „Forward-Euler“-Integrator ergeben sich die Signal- und Rauschübertragungsfunktion zu

$$H_{\Sigma\Delta,s}(z) = z^{-1} \quad (\text{A4.5})$$

$$H_{\Sigma\Delta,n}(z) = 1 - z^{-1} \quad (\text{A4.6})$$

In **Bild A4.1** ist der Amplitudengang der Signal- und Rauschübertragungsfunktion eines $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung mit einem „Forward-Euler“-Integrator normiert auf die Abtastfrequenz f_s dargestellt.

Der Betrag der Signalübertragungsfunktion $H_{\Sigma\Delta,s}$ liegt konstant bei 0 dB, d. h. eine Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}$ wird ohne Veränderung des Amplitudenganges, allerdings mit einer Verzögerung um die Abtastperiodendauer T_s , übertragen. Anders verhält sich dagegen die

Rauschübertragungsfunktion $H_{\Sigma\Delta,n}$. Diese weist für Frequenzen unterhalb der halben Abtastfrequenz einen Hochpasscharakter auf und steigt dabei mit 20 dB/dec an. Somit wird bei kleiner werdenden Frequenzen das weiße Rauschen des Quantisierers immer stärker unterdrückt. Bei einem $\Sigma\Delta$ -Modulator wird also die eigentlich über der Frequenz konstant liegende Rauschleistungsdichte des Quantisierers entsprechend der Rauschübertragungsfunktion geformt („Noise-Shaping“). Wird das Modulatorausgangssignal mit einem Tiefpassfilter der Grenzfrequenz $f_g = f_b$ deutlich unterhalb der Abtastfrequenz f_s gefiltert, so wird der größte Teil der Rauschleistung P_q unterdrückt und somit ein hoher Signal/Rauschabstand bzw. eine hohe Auflösung erreicht..

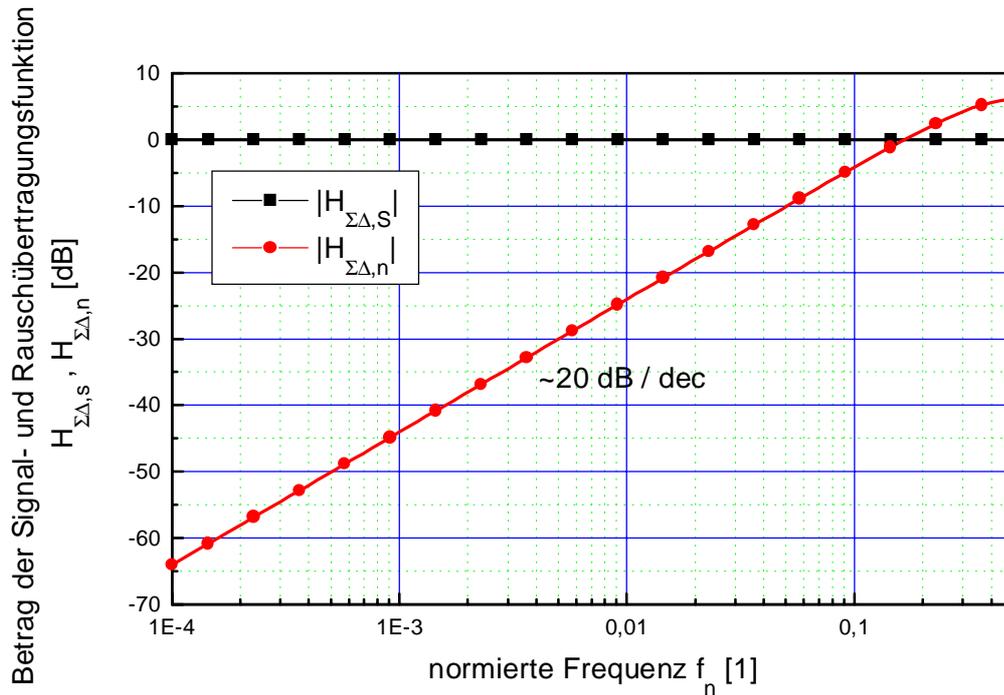


Bild A4.1 Signal- und Rauschübertragungsfunktion eines $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung mit „Forward-Euler“-Integrator

Zum näheren Verständnis der Arbeitsweise eines $\Sigma\Delta$ -Modulators erster Ordnung mit einer 1 Bit Quantisierung zeigt **Bild A4.2** den zeitlichen Verlauf des Ausgangssignals $y_{\Sigma\Delta}$ bei einer sinusförmigen Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}$.

Die Abtastfrequenz des $\Sigma\Delta$ -Modulators beträgt $f_s = 250 \text{ kHz}$ und die Frequenz der Eingangsspannung liegt bei $f_b = 1953 \text{ kHz}$, so dass sich eine Überabtastrate von $OSR = 250$ ergibt.

Deutlich ist der interpolierende Charakter des $\Sigma\Delta$ -Modulators zu erkennen. Bei Eingangsspannungen von $V_{in,\Sigma\Delta} = 0 \text{ V}$ wechselt das Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta}$ mit jedem Takt seinen Wert. Das Verhältnis von positiven zu negativen Ausgangswerten beträgt hier 1, d. h. der Mittelwert erreicht 0. Bei positiv werdenden Eingangsspannungen verschiebt sich dieses Verhältnis immer weiter zu positiven Ausgangswerten. Schließlich wird bei einer Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta} = 1 \text{ V}$ nur noch der Ausgangswert $y_{\Sigma\Delta} = 1$ ausgegeben. Sinkt danach die

Eingangsspannung wieder, so nimmt die Anzahl der negativen Ausgangswerte wieder zu. Bei $V_{in,\Sigma\Delta} = -1V$ wird nur noch $y_{\Sigma\Delta} = -1$ ausgegeben.

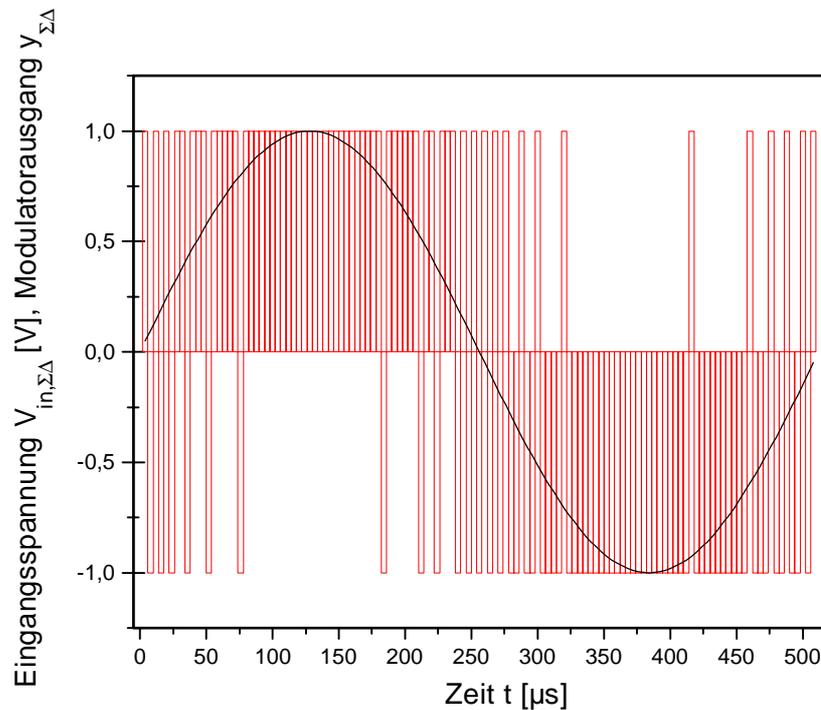


Bild A4.2 Zeitlicher Verlauf des Ausgangssignals eines $\Sigma\Delta$ -Modulators

Abschließend soll eine zweite Methode zur Erzeugung einer nichtlinearen Funktion unter Verwendung eines $\Sigma\Delta$ -Modulators vorgestellt werden.

Ein erstes Konzept wurde schon mit Bild 2.12 vorgestellt. Bei dieser Methode befindet sich die Nichtlinearität außerhalb des $\Sigma\Delta$ -Modulators. Das im Dezimator enthaltene digitale FIR-Filter zur Rauschunterdrückung wird in zwei Teile aufgespalten und die Nichtlinearität innerhalb beider Filterteile eingefügt. In diesem Fall liegt die Nichtlinearität außerhalb des $\Sigma\Delta$ -Modulators und hat somit keinen Einfluss auf das Signal/Rauschverhältnis SNR.

Das zweite Konzept beruht auf dem Einsatz der Nichtlinearität im Rückkoppelast des $\Sigma\Delta$ -Modulators [79] und ist in **Bild A4.3** als Signalflussdiagramm dargestellt.

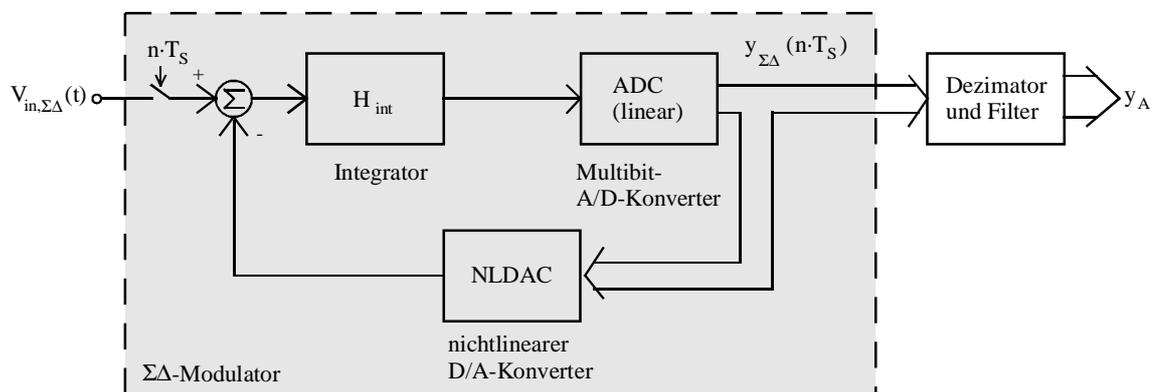


Bild A4.3 Konzept 2 mit Nichtlinearität innerhalb des $\Sigma\Delta$ -Modulators

Die analoge Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}$ wird mit der Frequenz f_S abgestattet und über eine Summationsstelle auf einen Integrator geführt. Dessen Ausgangssignal wird linear A/D-gewandelt. Zum Erreichen des funktionalen Zusammenhangs $y_A = f(V_{in,\Sigma\Delta})$ zwischen der analogen Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}$ und dem digitalen Ausgangssignal y_A muss die inverse $F^{-1}(y_A)$ der gewünschten Funktion $f(V_{in,\Sigma\Delta})$ im Rückkoppelast eingesetzt werden. Damit beschränkt sich der Einsatzbereich dieses Verfahrens auf Funktionen, zu denen eine eindeutige inverse Funktion existiert, d. h. dass nur streng monotone Funktionen $y_A = f(V_{in,\Sigma\Delta})$ realisiert werden können. Die inverse Funktion ist in dem nichtlinearen D/A-Konverter (NLDAC) in den Quantisierungsstufen wiederum als Stützstellentabelle implementiert. Die Quantisierungsstufenhöhen des DAC entsprechen den Stützstellen der stückweisen linearen Approximation der inversen nichtlinearen Funktion. Für beispielsweise 16 Stützstellen der Funktion wird ein 4 Bit breites digitales Eingangssignal für den NLDAC benötigt. Dieses wird normalerweise durch einen 4 Bit A/D-Konverter im Vorwärtsast des Modulators erzeugt. Die Nichtlinearität liegt bei diesem Konzept innerhalb des $\Sigma\Delta$ -Modulators und hat deswegen Einfluss auf den Signal/Rauschabstand SNR des A/D-Konverters (s.u.). Weiterhin wird durch den Einsatz der inversen Funktion im Rückkoppelast eine andere Stützstellenverteilung im Vergleich zu dem ersten Konzept erzielt. Liegt die Nichtlinearität im Rückkoppelast des Modulators, so liegen die Stützstellen äquidistant verteilt über den gesamten Ausgangsspannungsbereich. Im Falle der Nichtlinearität außerhalb des Modulators sind diese äquidistant über den Eingangsspannungsbereich verteilt. Dieses Konzept benötigt sowohl einen Multibit A/D-, wie auch einen Multibit D/A-Wandler und führt somit zu einem nachteilig hohen Hardwareaufwand.

In einer Modifikation dieses Konzeptes konnte der Hardwareaufwand für einen Multibit A/D-Konverter reduziert werden [80], [81]. In **Bild A4.4** ist das Blockschaltbild des modifizierten Konzeptes dargestellt.

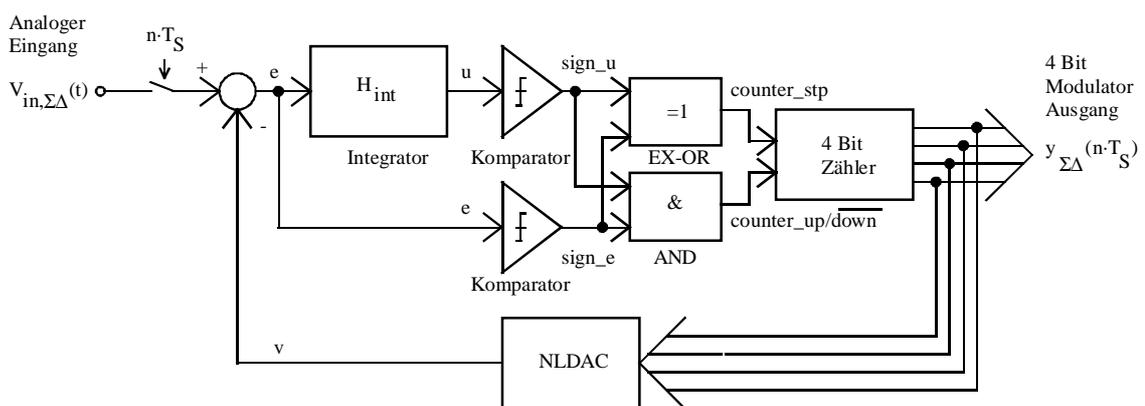


Bild A4.4 Blockdiagramm des modifizierten Konzeptes ($\Sigma\Delta$ -Modulator)

Im modifizierten $\Sigma\Delta$ -Modulator-Konzept wird dieser Multibit A/D-Konverter durch einen 4 Bit-Zähler, einen Komparator und zwei Logikgatter substituiert. Der 4 Bit Zähler zur Adressierung des NLDAC wird von einer Logik gesteuert, die als Eingangssignale das Vor-

zeichen des Integratorein- (sign_e) und -ausgangs (sign_u) erhält. Die vier Zustände steuern den Zähler so an, dass die Regeleigenschaften eines stabilen $\Sigma\Delta$ -Modulators erreicht werden. Ein stabiler $\Sigma\Delta$ -Modulator regelt immer das Differenzsignal e des Integratoreingangs auf Null aus, damit im Mittel Ein- und Ausgangssignal gleich groß sind. Dabei ist zu gewährleisten, dass keine Totzeit von mehr als einer Taktperiode entsteht. Dies wird durch die im Fall der nichtlinearen Rückkopplung aus Stabilitätsgründen mit den nachfolgend beschriebenen Operationen sichergestellt.

1. $\text{sign}_e \neq \text{sign}_u$:

In diesem Zustand wird das Differenzsignal e am Eingang des Integrators zu Null ausgeregelt, ohne dass es einer Änderung der aktuellen Stützstelle und damit des Zählers bedarf. Die Logik setzt also das „counter_stop“-Signal auf logisch „Eins“ und der Zähler bleibt in seinem Zustand.

2. $\text{sign}_e = \text{sign}_u$:

In diesem Fall wird das Differenzsignal e ohne eine Zähleränderung nicht zu Null ausgeregelt, und so muss die Logik dafür sorgen, dass die nächst höhere oder niedrigere Stützstelle angesprungen wird. Dies bewirkt eine Vergrößerung oder Verkleinerung des Ausgangssignals $y_{\Sigma\Delta}$ und somit ändert sich im nächsten Abtastpunkt das Vorzeichen des Differenzsignals e . Sind die beiden Signale „ sign_e “ und „ sign_u “ positiv, so muss der Zähler erhöht werden, damit das Ausgangssignal $y_{\Sigma\Delta}$ ansteigt und sich das Vorzeichen des Differenzsignals e ändert. Im zweiten Fall ($\text{sign}_e < 0$ und $\text{sign}_u < 0$) muss der Zähler erniedrigt werden.

Somit ergibt sich eine sehr einfache Zählerlogik, die wie in Bild A4.4 gezeigt, aus einem AND- und EXOR-Gatter besteht. Der für das zweite Konzept benötigte Multibit-A/D-Konverter kann durch einen Zähler und zwei Logikgatter substituiert werden, so dass sich eine Hardwareeinsparung ergibt. Zur Realisierung des NLDAC können beispielsweise die nichtlinearen Quantisierungsstufen über ein R- oder C-Netzwerk implementiert werden.

Zur A/D-Konvertierung von Sprachsignalen mit einer Dynamikkompression wurde ein $\Sigma\Delta$ -Modulator nach dem modifizierten Konzept mit einer μ -law-Funktion erfolgreich designt. Dazu muss im NLDAC des Rückkoppelastes die inverse μ -law-Funktion implementiert werden. Dies erfolgt über eine Nachbildung der Funktion an acht digitalen Eingangswerten und dem Vorzeichenbit, so dass insgesamt 16 Stützstellen über den gesamten Eingangswertebereich des NLDAC verteilt vorhanden sind.

Den Vergleich eines Simulations- und Messergebnisses der erzielten μ -law-Funktion mit dem modifizierten Modulator für einen DC-Sweep der Eingangsspannung von $V_{in,\Sigma\Delta} = -1,5 \text{ V}$ bis $V_{in,\Sigma\Delta} = +1,5 \text{ V}$ zeigt **Bild A4.5a**.

Die Eingangsspannung $V_{in,\Sigma\Delta}$ wurde linear vom Minimal- bis zum Maximalwert durchgefah- ren. Zum Zeitpunkt $t = 0$ s ist ein Einschwingvorgang zu erkennen. Da der 4 Bit Zähler mit jedem Takt nur einen Schritt auf- oder abwärts gesetzt werden kann, benötigt der $\Sigma\Delta$ -Modulator maximal 16 Takte, um vom maximalen digitalen Ausgangswert $y_{\Sigma\Delta}$ zu dem minimalen zu gelangen.

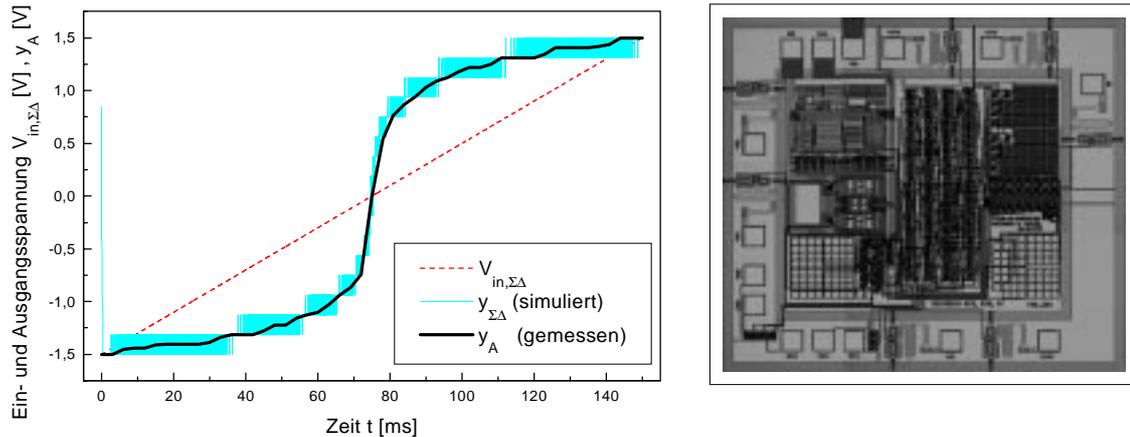


Bild A4.5 a) Messergebnisse des modifizierten Konzepts

Bild A4.5 b) Chipfoto

Im Simulationsergebnis ist der interpolierende Charakter des $\Sigma\Delta$ -Modulators zu erkennen. Da es sich um einen Modulator erster Ordnung handelt, wird der digitale Ausgangswert immer zwischen zwei Stützstellen ermittelt. Es sind sowohl die 16 Stützstellen zur Approximation der μ -law-Funktion, wie auch die Lage der Stützstellen zu erkennen. Eine Stützstelle liegt jeweils bei den Eingangsspannungen $V_{in,\Sigma\Delta}$ vor, bei denen ein zeitlich konstanter Ausgangswert $y_{\Sigma\Delta}$ ausgegeben wird. Die Stützstellen sind äquidistant auf den Ausgangswertebereich verteilt, so dass kleine Eingangsspannungen $V_{in,\Sigma\Delta}$ feiner und große größer quantisiert werden. Die durchgezogene Kennlinie zeigt das Messergebnis y_A . Dazu wurden die pulshäufigkeitsmodulierten Digitalwerte $y_{\Sigma\Delta}$ mittels eines Dezimators gefiltert und so in ein hochaufgelöstes Digitalwort y_A gewandelt und danach zur Darstellung mittels eines linearen D/A-Konverters wieder in eine Spannung zurückgewandelt. Der gemessene Verlauf des Digitalwortes y_A stimmt sehr gut mit der μ -law-Kennlinie überein. Allerdings kommt es bei großen Eingangsamplituden $V_{in,\Sigma\Delta}$ zu einem Übersteuern des Operationsverstärkers im Integrator des $\Sigma\Delta$ -Modulators und somit zu einer größeren Kennlinienabweichung.

Design und Herstellung des Modulators erfolgten in einem Standard $1,5 \mu\text{m}$ n-Wannen CMOS Prozess. Die Chipfläche ohne Anschluss pads beträgt ca. 2 mm^2 (siehe **Bild A4.5b**).

Der Einsatz der inversen μ -law-Funktion im Rückkoppelast des $\Sigma\Delta$ -Modulators bringt eine Verbesserung des SNR mit sich. Im Fall des linearen $\Sigma\Delta$ -Modulators mit nachfolgender Nichtlinearität im Dezimationsfilter fällt der SNR mit einer Verringerung der Eingangsamplitude um 20 dB/dec ab. Die Rauschleistung des Quantisierers bleibt konstant und daher verringert eine Signalleistungsverkleinerung direkt den SNR. Anders dagegen verhält sich

der SNR bei dem modifizierten Konzept. Durch die Nichtlinearität innerhalb des $\Sigma\Delta$ -Modulators kommt es zu einer Anpassung der Quantisierungsstufenhöhe an die Eingangsamplitude, so dass kleine Amplituden entsprechend der μ -law-Funktion feiner als große Amplituden quantisiert werden. Somit bleibt der SNR auch für fallende Eingangsamplituden konstant bei dem Maximalwert. Fällt die Eingangsamplitude bezogen auf den Maximalwert auf unter -40 dB ab, so interpoliert der $\Sigma\Delta$ -Modulator nur noch zwischen den beiden innersten Stützstellen. Ab dieser Eingangsamplitude kommt es dann zu dem gleichen Abfall des SNR vom 20 dB/dec mit einer Amplitudenverringerng wie im ersten Konzept.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass mit dem modifizierten $\Sigma\Delta$ -Modulator erster Ordnung, eine nichtlineare „ μ -law“-Kompression bei einem Hardwareaufwand, der nicht wesentlich über einem $\Sigma\Delta$ -Modulator erster Ordnung hinaus geht, erreicht wird. Der Einsatz der Nichtlinearität im Rückkoppelast reduziert die Amplitude der für das Quantisierungsrauschen maßgeblichen D/A-Wandler-Schrittweite auf den Wert der Stützstellenabstände, die zum entsprechenden Zeitpunkt für die Interpolation des Ausgangssignals benutzt werden. Somit wird die notwendige Abtastrate zum Erreichen eines bestimmten SNR im Vergleich zu einem linearen $\Sigma\Delta$ -Modulator mit nachfolgender digitaler „ μ -law“-Wandlung signifikant erniedrigt, weil Quantisierungsrauschen und Signalamplitude entsprechend dem Prinzip der Dynamikkompression gleichmäßig skaliert werden.

A5 Beispiele für Fehlerursachen in mikroelektronischen Sensorsystemen

Im Folgenden soll beispielhaft auf Fehlerursachen für mikroelektronische Sensorsysteme eingegangen werden. Dabei erhebt das Kapitel nicht den Anspruch auf Vollständigkeit, sondern nur einige spezielle Fehler sollen näher diskutiert werden. Darüber hinaus gibt es eine sehr große Anzahl weiterer Ausfallursachen. Zu diesen gehören auch Fehler während des Herstellungsprozesses, wie z. B. unerwünschte Partikel, Kristalldefekte, Maskenfehler und Justagefehler.

Tritt ein Fehler auf, so kann das betroffene Bauelement seine Funktion nicht mehr aufrechterhalten. Bei der Schwere eines Fehlers wird zwischen „weichen“ und „harten“ Fehlern unterschieden:

1. „Weicher“ Fehler

Diese Art von Fehlern entsteht durch eine reine Parameterveränderungen. Bauelemente mit „weichen“ Fehlern funktionieren prinzipiell, halten jedoch bestimmte Spezifikationen nicht ein.

2. „Harter“ Fehler

Bei diesem Fehler wird das betroffene Bauelement vollständig zerstört und verliert somit die zuge dachte Funktionalität.

Die Auswirkungen eines „weichen“ oder „harten“ Fehlers hängen von der Art der benutzten Schaltung ab. Digitale Schaltungen sind meistens unempfindlich gegenüber „weichen“ Fehlern und fallen erst bei Auftreten eines „harten“ Fehlers aus. Analoge Schaltungen werden dagegen sowohl von „weichen“ wie auch von „harten“ Fehlern beeinflusst.

Im Folgenden werden typische Fehlerursachen für CMOS Sensorsysteme getrennt nach „harten“ und „weichen“ Fehlern diskutiert.

A5.1 Ausfälle durch „harte“ Fehler

Ausfälle durch „harte“ Fehler sind meistens die Folge einer Überlast oder einer zu schwachen Dimensionierung. Nachfolgend werden Fehlerursachen, die aus einer zu hohen Spannung (dielektrischer Durchbruch, ESD und Latchup), zu hohen Stromdichten (Elektromigration) oder mechanischen Belastungen (Brüche, Risse) resultieren, beschrieben.

A5.1.1 Dielektrischer Durchbruch

In modernen Technologien wird die Kanallänge L der Transistoren und damit auch die Gateoxiddicke t_{ox} immer weiter reduziert. Als Konsequenz liegen über den Gateoxiden immer höhere elektrische Feldstärken an und verursachen so eine stärkere Belastung. Zu einem Durchbruch eines Gate- oder Tunneloxides kommt es durch das Anlegen eines unzulässig hohen elektrischen Feldes an das Oxid. In der Literatur wird die Durchbruchfeldstärke von

SiO₂ mit bis zu $E_{BD} = 1200$ MV/m angegeben [82]. Diese Durchbruchfeldstärke wird bei einer Spannung von $V_g = 24$ V an einem 20 nm dicken Gateoxid erreicht. Bei einem Durchbruch kann eine sehr hohe Kurzschlussstromdichte erreicht werden, so dass lokal der Schmelzpunkt überschritten und somit die Struktur zerstört wird. Aber auch unterhalb der Durchbruchfeldstärke E_{BD} kommt es zu einer kontinuierlichen Schwächung des Oxides durch einen Tunnel-Stromfluss, so dass es auch bei niedrigen Feldstärken zu einem Durchbruch kommen kann. Diese Art des Oxid-Durchbruchs wird als TDDB (time dependent dielectric breakdown) bezeichnet.

In **Bild A5.1** ist der Durchbruch des Gateoxids dreier identischer Transistoren dargestellt. Für die Messung des Stroms I_g durch das Gateoxid wurden drei benachbarte Transistoren mit einem W/L-Verhältnis von 50/1 benutzt, deren Gatespannung V_g von 0 V bis 30 V durchgefahen und deren Drain- und Source-Anschlüsse auf Masse potential gelegt wurden. Die Dicke des Gateoxides betrug $t_{ox} = 20$ nm.

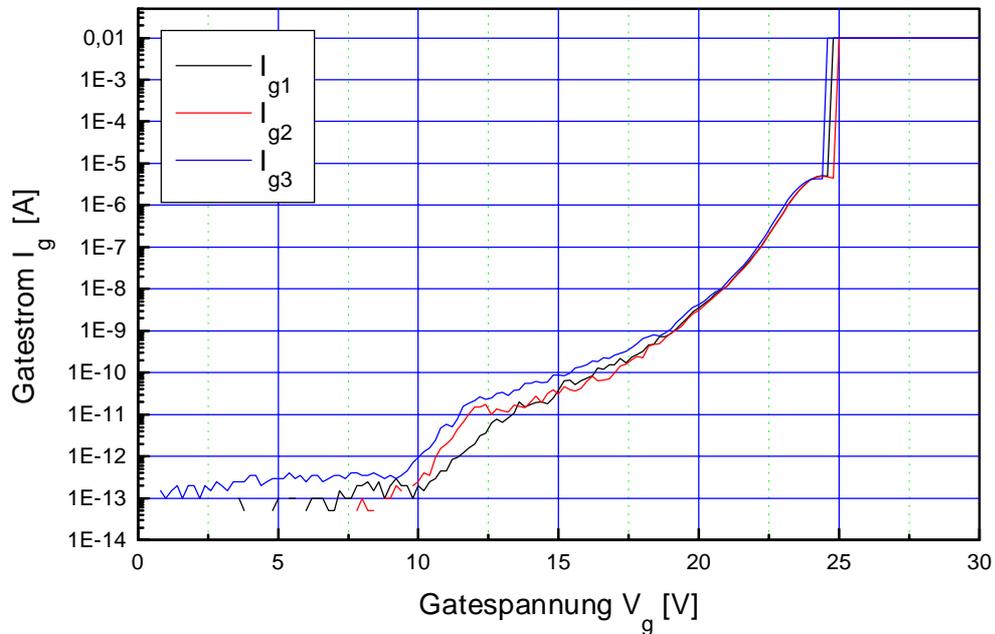


Bild 5.1 Durchbruchverhalten von 20 nm dickem Gateoxid

Bis zu einer Gatespannung V_g von ca. 10 V fließt ein zu vernachlässigender Strom I_g durch das Gateoxid. Bei einer weiteren Erhöhung der Gatespannung kommt es zu einem exponentiellen Anstieg des Stromflusses durch das Gateoxid, bis es bei einer Spannung von ca. $V_g \approx 25$ V zu einem irreversiblen Durchbruch kommt. Durch den Durchbruch kommt es zur Ausbildung eines leitfähigen Pfades zwischen Gate und Drain bzw. Source und es fließt der maximal zugelassene Kurzschlussstrom von $I_{g,max} = 10$ mA.

Nach Schuegraf und Hu [83] kann die Zeitdauer t_{BD} bis zu einem Durchbruch in Abhängigkeit der Gateoxiddicke t_{ox} und der Gatespannung V_g mit

$$t_{BD} \approx 5 \cdot 10^{-13} \text{ s} \cdot e^{\frac{3,9 \cdot 10^{10} \frac{V}{m} \cdot t_{ox}}{V_g}} \quad (\text{A5.1})$$

abgeschätzt werden.

Bei den Standard-Prozessen des IMS liegt die Gateoxid-Dicke zwischen $t_{ox} = 12 \text{ nm}$ und $t_{ox} = 47 \text{ nm}$. In **Bild A5.2** ist für diese Oxiddicken t_{ox} die nach (Gl. A5.1) berechnete Zeitdauer t_{BD} bis zu einem Durchbruch für unterschiedliche Gatespannungen V_g aufgetragen. Zusätzlich ist der Zeitpunkt für eine 10-jährige Lebensdauer des Gateoxides eingezeichnet.

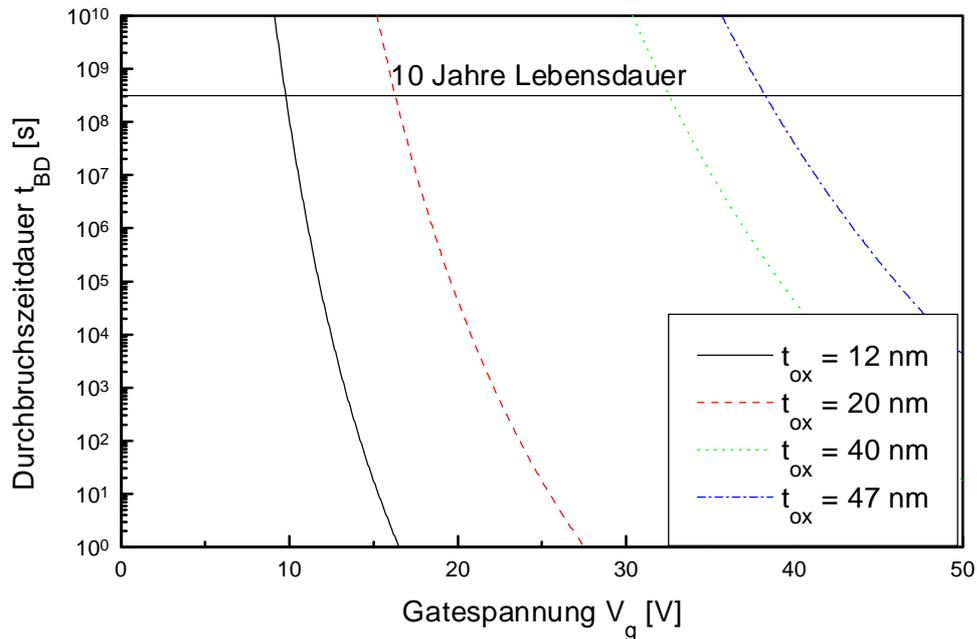


Bild 5.2 Berechnete Durchbruchzeitdauern für die Gateoxidicken des IMS

Deutlich ist die Abhängigkeit der Durchbruchzeitdauer von der Gateoxidicke und der Gatespannung zu erkennen. Mit steigender Gatespannung sinkt und mit steigender Gateoxidicke steigt diese Zeitdauer an. Für eine 10-jährige Lebensdauer darf bei einem 12 nm dicken Gateoxid dauerhaft eine Gatespannung von $V_g = 9,7 \text{ V}$ angelegt werden. Für ein 47 nm dickes Oxid erhöht sich diese Spannung auf $V_g = 38,3 \text{ V}$.

A5.1.2 Ausfallmechanismus ESD

Unter ESD (Electrostatic Discharge) wird die Zerstörung von elektronischen Schaltungen durch elektrostatische Entladungen verstanden. An, durch Reibungselektrizität aufgeladenen, Materialien können Spannungen zwischen 100 V und bei niedriger Luftfeuchtigkeit bis zu 20 kV entstehen. Die elektrostatische Entladung erfolgt in einem sehr kurzen Zeitraum von typisch 10 ns bis 100 ns, so dass Ströme zwischen 1 A und 10 A fließen können [84]. Bei der Zerstörung durch ESD können drei Ursachen unterschieden werden: Berührungsentladungen vom Menschen auf das IC, unzureichend geerdete Test- und Handlingma-

schinen und Selbstaufladung der ICs während Transporte. Als Hauptursache für ESD-Zerstörungen gelten die Berührungsentladungen vom Menschen auf unzureichend geschützte ICs. Alle Formen der elektrostatischen Entladung haben die Zerstörung der sehr dünnen dielektrischen Isolationsschichten (Gate- oder Tunneloxid) im IC zur Folge. Es kommt zu einem lokalen Durchbruch des Oxides und ein leitfähiger Pfad bleibt nach der Entladung erhalten.

Zur Vermeidung von ESD-Zerstörungen der Oxide müssen extern über ein Pad zugängliche Gateanschlüsse durch spezielle Schaltungen geschützt werden. Eine einfache Schutzstruktur zeigt **Bild A5.3**.

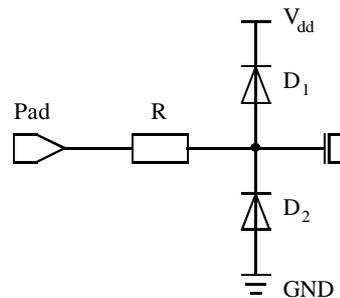


Bild A5.3 Einfache ESD-Schutzschaltung

Die ESD-Schutzschaltung besteht aus zwei Dioden und einem Widerstand. Die Kathode der ersten Diode (D_1) liegt auf der positiven Versorgungsspannung V_{dd} und die Anode der zweiten Diode (D_2) auf Massepotential GND. Liegt eine um die Flussspannung V_F der Dioden positivere Spannung als die Versorgungsspannung V_{dd} am Pad an, so leitet die Diode D_1 und führt so die ESD-Ladung nach V_{dd} ab. Bei einer großen negativen Spannung am Pad, deren Wert um die Flussspannung V_F unterhalb des Massepotentials liegt, leitet die Diode D_2 und führt so die ESD-Ladung nach GND ab. Der Widerstand begrenzt in beiden Fällen den Strom durch die Diode und verhindert so deren Zerstörung. Für Spannungen im normalen Betriebsbereich zwischen GND und V_{dd} sperren beide Dioden und die Schutzschaltung hat keinen Einfluss auf die nachfolgenden Schaltungsteile.

A5.1.3 Ausfallmechanismus Latchup

Unter Latchup wird das ungewollte Zünden eines Thyristors bezeichnet, der sich als PNPN-Struktur von parasitären Bipolartransistoren beispielsweise eines CMOS-Inverters ausbildet. Unabhängig von der verwendeten Wannentechnologie (n- oder p-Wanne) kommt es bei nebeneinander liegenden PMOS- und NOS-Transistoren zur Bildung der PNPN-Struktur. Dieser Thyristor befindet sich unter normalen Betriebsbedingungen im Sperrzustand und führt somit zu keiner Beeinflussung der Schaltung. Unter bestimmten Bedingungen kann dieser Thyristor allerdings gezündet werden und dann entsteht eine niederohmige Verbindung zwischen der positiven und negativen Versorgungsspannung V_{dd} und V_{ss} .

Ein Thyristor wird durch zwei charakteristische Spannungen beschrieben: Bei Erreichen der Zündspannung V_s fängt der Thyristor an zu leiten und bleibt in diesem Zustand, bis die Spannung unter die Haltespannung V_h fällt. Dies bedeutet, dass ein beispielsweise durch eine Spannungsspitze gezündeter Thyristor solange weiterleitet, bis die Haltespannung V_h unterschritten wird. Es muss also dafür gesorgt werden, dass die Haltespannung V_h größer als die Versorgungsspannung V_{dd} wird und somit der gezündete Thyristor nach Wegfall der Zündbedingung unter normalen Betriebsbedingungen wieder den hochohmigen Zustand erreicht.

In **Bild A5.4** ist ein vereinfachter Querschnitt durch einen CMOS-Inverter in einer n-Wannen-Technologie mit dessen parasitären Elementen dargestellt.

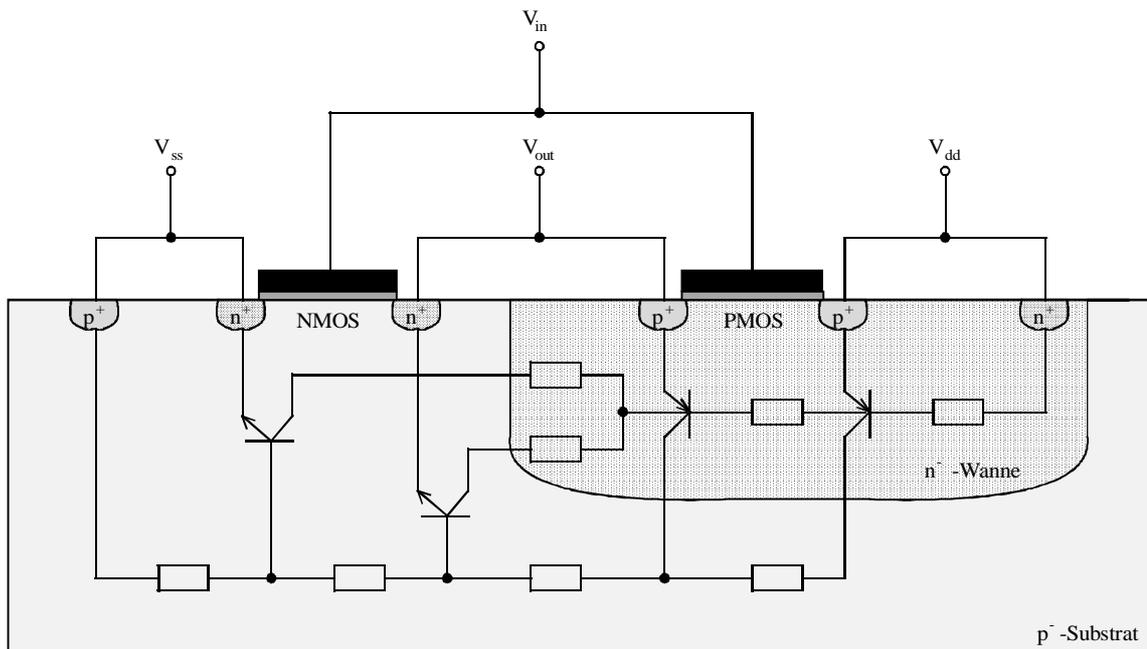


Bild 5.4 Latchup-Struktur eines CMOS-Inverters [45]

Die Drain- und Source-Gebiete des NMOS-Transistors bilden mit dem Substrat und der n-Wanne jeweils einen NPN-Transistor. Zwei PNP-Transistoren werden von den Drain- und Source-Gebieten des PMOS-Transistors mit der n-Wanne und dem Substrat gebildet. Die PNP- und NPN-Transistoren sind überkreuz miteinander verbunden, d. h. dass jeweils die Basis mit dem Kollektor verbunden ist. Weiter befinden sich n-Wannen- und Substrat-Widerstände in der Latchup-Struktur.

Im Folgenden sollen drei Möglichkeiten zum Auslösen des Latchups diskutiert werden. Die erste Möglichkeit ist eine Spannungsspitze in der Versorgungsspannung V_{dd} , die zu einem Avalanche-Durchbruch der n-Wannen/Substrat-Diode führt. Eine zweite Möglichkeit zum Zünden des Thyristor besteht dann, wenn die Ausgangsspannung V_{out} die Versorgungsspannung V_{dd} übersteigt. In diesem Fall fängt die BE-Diode des PNP-Transistors zu leiten an und ein Kollektorstrom entsteht. Dieser bildet den Basisstrom für die NPN-Transistoren

und es kann zu einer Mitkopplung kommen. Dies ist der Fall, wenn das Produkt der Stromverstärkung der NPN- und PNP-Transistoren größer als Eins wird [8]. Die dritte Möglichkeit zum Auslösen eines Latchups hat ihre Ursache in einem zu geringen Abstand des Drain- n^+ -Gebietes von der n-Wanne. Es kann zu einem „Punchthrough“ durch die gesperrte n-Wannen/Substrat-Diode mit dem n^+ -Gebiet kommen [45].

Weitere Betrachtungen zum Latchup befinden sich z. B. in [85].

Bei dem eigentlichen Latchup handelt es sich um keinen permanenten Fehler, denn nach dem Unterschreiten der Haltespannung geht der Thyristor wieder in den hochohmigen Zustand über und beeinflusst so die Schaltung nicht mehr. Allerdings kann es durch einen zu hohen Stromfluss durch den gezündeten Thyristor zu einer dauerhaften Schädigung der Schaltung kommen.

A5.1.4 Ausfallmechanismus Elektromigration

Die Elektromigration ist ein wichtiger Ausfallmechanismus, der die metallischen Leiterbahnen eines ICs betrifft. Unter Elektromigration wird ein Diffusionsvorgang der Leiterbahnatome aufgrund eines Impulsübertrages von Elektronen verstanden. Als Leiterbahnmaterial wird in der CMOS-Technologie Aluminium eingesetzt. Für den Diffusionsvorgang sind Vakanzen, d. h. Leerstellen im Aluminiumkristall notwendig, die in großer Zahl an den Korngrenzen des polykristallinen Aluminiums vorliegen. Erreicht die Stromdichte innerhalb der Leiterbahn einen genügend hohen Wert, so kommt es durch Stossprozesse der Elektronen an den Gitteratomen in Nähe der Leerstellen zu einem Impulsübertrag und Aluminiumatome können in Stromrichtung in die Leerstelle diffundieren und der Materialtransport erfolgt so an den Korngrenzen. Der Effekt der Elektromigration hängt sehr stark von der Korngröße der Aluminiumkristalle ab. Je kleiner die Korngröße ist, desto stärker treten Diffusionsvorgänge auf. Ist die Leiterbahnbreite allerdings geringer als die Korngröße, existiert keine kontinuierliche Korngrenze und der Diffusionsvorgang wird somit stark reduziert. Da reines Aluminium sehr anfällig gegenüber Elektromigration ist, wird das Aluminium mit Kupfer versetzt. Das Kupfer diffundiert an die Korngrenzen des Aluminiums und füllt dort die Vakanzen auf und reduziert so die Elektromigration. Eine hohe Temperatur T begünstigt als weiterer Faktor die Elektromigration [83], [45].

Für die Schaltungstechnik wirkt sich die Elektromigration mit zwei unterschiedlichen Effekten aus. Erstens kann es zu einer Unterbrechung der Leiterbahnen kommen. Dies ist der Fall, wenn an einer Stelle mehr Aluminiumatome wegdiffundieren als neue hinzukommen und es somit lokal zu einer Verarmung an Aluminiumatomen kommt. Im umgekehrten Fall häufen sich Aluminiumatome an und es kommt zur Bildung von „hillocks“. Dies sind Materialerhöhungen, die zu Rissen in der umgebenen Isolationsschicht und zu Kurzschlüssen zu Nachbarleiterbahnen führen können.

Die Lebensdauer von Aluminiumleiterbahnen kann durch beschleunigte Tests bei hohen Temperaturen und hohen Stromdichten evaluiert werden. Die mittlere Lebensdauer einer Leiterbahn wird durch die Black'sche Gleichung [86] beschrieben:

$$MTF = A \cdot J^{-n} \cdot e^{\frac{E_a}{kT}} \quad (\text{A5.2})$$

Hierbei entspricht A einer material- und geometrieabhängigen Konstante, J der Stromdichte, T der Temperatur, E_a der Aktivierungsenergie der Elektromigration und k der Boltzmann-Konstante. Für den Exponenten n der Stromdichte J wird in [87] der Wert $n = 2$ angegeben.

A5.1.5 Ausfallmechanismen in mikromechanischen Strukturen

Zur Messwertaufnahme von vielen mechanischen Größen, wie z.B. Druck oder Beschleunigung werden monolithisch oberflächenmikromechanische Sensorelemente (MEMS = Microelectromechanical Systems) eingesetzt. Die Ausfallmechanismen zwischen integrierten und gleichartig aufgebauten makromechanischen Sensorelementen unterscheiden sich sehr stark. Bei makromechanischen Sensorelementen entscheidet häufig die Materialfestigkeit über die Zuverlässigkeit. Es kommt zu Rissen oder Brüchen durch mechanische Schwingungen oder Kräfte. Auch durch häufige Temperaturwechsel kann es zu Ermüdungserscheinungen kommen. Dagegen gilt bei integrierten oberflächenmikromechanischen Sensorelementen die Materialfestigkeit nicht als der limitierende Faktor. Für deren Aufbau ist Polysilizium aus zwei Gründen das Standardmaterial: Ersten ist Polysilizium CMOS-Prozesskompatibel und zweitens besitzt es hervorragende mechanische Eigenschaften (hard, fest, stressfrei abscheidbar). Durch die geringe Größe von MEMS können Gravitationskräfte vernachlässigt werden. Bei Kontakt oder Reibung von Oberflächender MEMS treten die größten Kräfte auf, d.h. den größten Einfluss auf Zuverlässigkeit und Leistungsfähigkeit haben Adhäsion und Reibung [88]. Zu den Kräften aufgrund von Adhäsion gehören: die Kapilarkraft, Van der Waal'sche Kraft, elektrostatische Kräfte durch eingefangene (getrappte) Ladungen. Die Adhäsionskräfte verursachen ein „Festkleben“ beweglicher Strukturen und verhindern so deren Bewegung. Sehr häufig sind dafür die letzten Prozessschritte verantwortlich, bei denen in einem Nassätzvorgang das die beweglichen Strukturen umgebende Siliziumdioxid SiO_2 entfernt werden. Bei Entfernen des Wafers aus den Ätzbad kann es dann durch Kapilarkräfte zu einem Kontakt zwischen der beweglichen Struktur und der Waferoberfläche kommen, der auch nach der Trocknung weiterbesteht. Die durch den Prozess bedingte Haftung kann durch spezielle Trocknungsschritte verhindert werden. Dennoch kann es nach erfolgreicher Herstellung zu einer adhären Haftung beim Kontakt der Oberflächen kommen, die in einem Fehler resultiert.

A5.2 Ausfälle durch „weiche“ Fehler

Bei der Betrachtung von „weichen“ Fehlern soll nachfolgend hauptsächlich auf die Parameterdegradation von Transistoren durch „heisse Ladungsträger“ eingegangen werden.

Eine weitere Art von „weichen“ Fehlern tritt bei Bestrahlung von Speicherzellen mit α -Teilchen oder UV-Strahlung auf. Betroffen von diesem Fehler sind DRAM- oder EEPROM-Zellen, die eine binäre Information über eine Ladung speichern. Durch die Bestrahlung kann die gespeicherte Information geändert werden, ohne dass eine dauerhafte Schädigung der eigentlichen Speicherzeile resultiert. Nach einem erneuten Programmieren der Zelle weist diese die gleiche Funktionalität wie vor der Bestrahlung auf.

A5.2.1 Parameterdegradation durch „heisse Ladungsträger“

Der Einfluss „heisser Ladungsträger“ auf die Langzeitstabilität der Transistorparameter nimmt mit fallender Transistorkanallänge unterhalb der 1 μm -Grenze drastisch zu [89]. Bei nicht proportionaler Skalierung der Transistorlänge L und der Betriebsspannung V_{dd} steigt das laterale elektrische Feld am Drain eines MOS-Transistors stark an. Die Inversionsladungsträger des Kanals können durch diese hohe elektrische Feldstärke eine so große Energie aufnehmen, dass sie die Energiebarriere der Silizium/Siliziumdioxid-Grenzfläche des Kanals zum Gateoxid überwinden können. Ladungsträger mit einer solch hohen kinetischen Energie werden als „heisse Ladungsträger“ bezeichnet. Durch das Eindringen der „heissen Ladungsträger“ in das Gateoxid wird dieses und/oder die Grenzfläche zum Kanal beschädigt und es resultiert eine Kennlinienänderung des Transistors. Diese „heissen Ladungsträger“ können als Gatestrom I_G detektiert werden. Eine weitere Möglichkeit „heisse Ladungsträger“ zu detektieren ist die Messung des Substratsstroms I_{sub} . Die Energie der „heissen Ladungsträger“ ist hoch genug, um durch Stossionisation weitere Ladungsträger zu generieren, die als Substratstrom I_{sub} über das Substrat abfließen [90].

Messtechnisch lassen sich die Auswirkungen „heisser Ladungsträger“ auf die Transistorparameter mittels der Gleichspannungsstressmethode [91] bestimmen. Zur beschleunigten Degradation der Transistorparameter werden an den zu untersuchenden Transistoren Gleichspannungen deutlich oberhalb der normalen Versorgungsspannung V_{dd} angelegt. Für den Gleichspannungsstress wird der Arbeitspunkt anhand des maximalen Substratsstroms gewählt, da so nach [91] die maximale Degradationsrate erreicht wird. Dieser Arbeitspunkt bestimmt sich nach [92] zu

$$V_{gs} = \frac{V_{ds} - V_t}{2} . \quad (\text{A5.3})$$

NMOS-Transistoren weisen ein stärkeres Degradationsverhalten als PMOS-Transistoren auf. Der Grund für diesen Effekt ist, dass bei PMOS-Transistoren Löcher vom Kanal in das Gateoxid eindringen müssen und dass dafür die Energiebarriere größer ist als für den Über-

gang der Elektronen des NMOS-Kanals in das Gateoxid [91]. Daher werden im Folgenden nur Degradationen von NMOS-Transistoren vorgestellt.

Den Einfluss eines Gleichspannungsstressses auf einen NMOS-Transistor der Kanallänge $L = 1 \mu\text{m}$ zeigt **Bild A5.5**.

Der NMOS-Transistor wurde für die Messung 1000 s bei $V_{ds} = 7,5 \text{ V}$ und $V_{gs} = 3,25 \text{ V}$ gestresst.

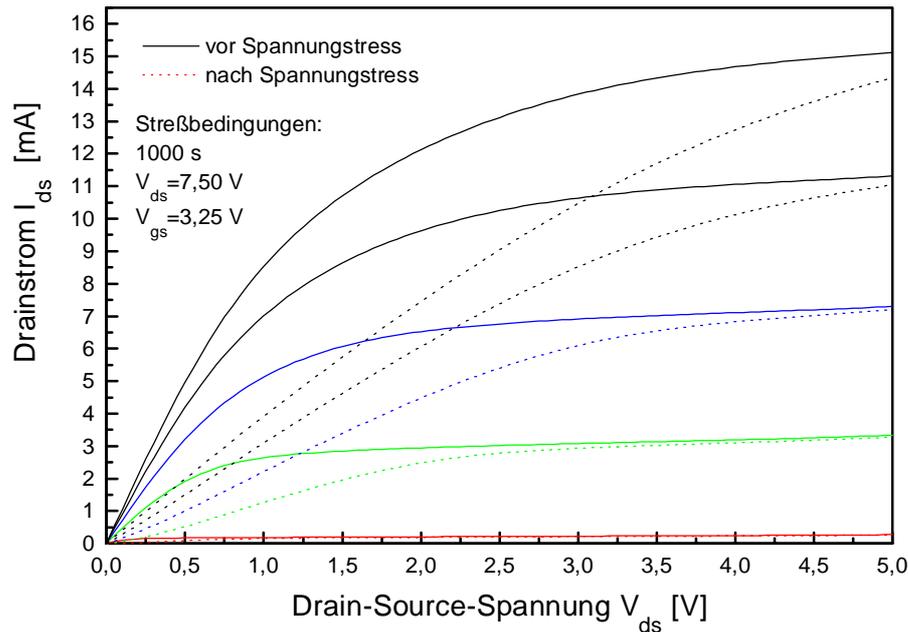


Bild 5.5 Einfluss von Spannungstress auf das Ausgangskennlinienfeld

Schon nach einer relativ kurzen Stressdauer von 1000 s ist ein deutlicher Unterschied im Ausgangskennlinienfeld des NMOS zu erkennen. Durch den Einfluss der „heissen Ladungsträger“ kommt es zu einer Veränderung der Schwellenspannung V_t und einer Verringerung der Kanalladungsträgerbeweglichkeit μ . Da es hauptsächlich zu einem Einfangen von Elektronen in das Gateoxid kommt, wird bei einem NMOS-Transistor die Schwellenspannung V_t ansteigen, während sie beim PMOS-Transistor abfallen wird [93].

In der Literatur werden unterschiedliche Kriterien zur Bestimmung der Transistor-Lebensdauer festgelegt:

1. Schwellenspannungsshift ΔV_t

Als Lebensdauer der Transistoren wird festgelegt, dass die Veränderung der Schwellenspannung $\Delta V_t = 10 \text{ mV}$ nach [91] oder $\Delta V_t = 100 \text{ mV}$ nach [94] nicht überschreiten darf.

2. Eingangsleitwertshift Δg_m

Nach [94] darf die Änderung des Eingangsleitwertes $\Delta g_m = 10 \%$ nicht überschreiten.

Welcher Grenzwert gerade noch tolerierbar ist, hängt von der jeweiligen Anwendung ab.

Abschließend sollen die zeitlichen Änderungen der Transistorparameter Schwellenspannung V_t und Eingangsleitwert g_m unter Stressbedingungen vorgestellt werden.

Dazu zeigt zuerst **Bild A5.6** den Zeitverlauf der Schwellenspannungsänderung ΔV_t in einer doppeltlogarithmischen Darstellung.

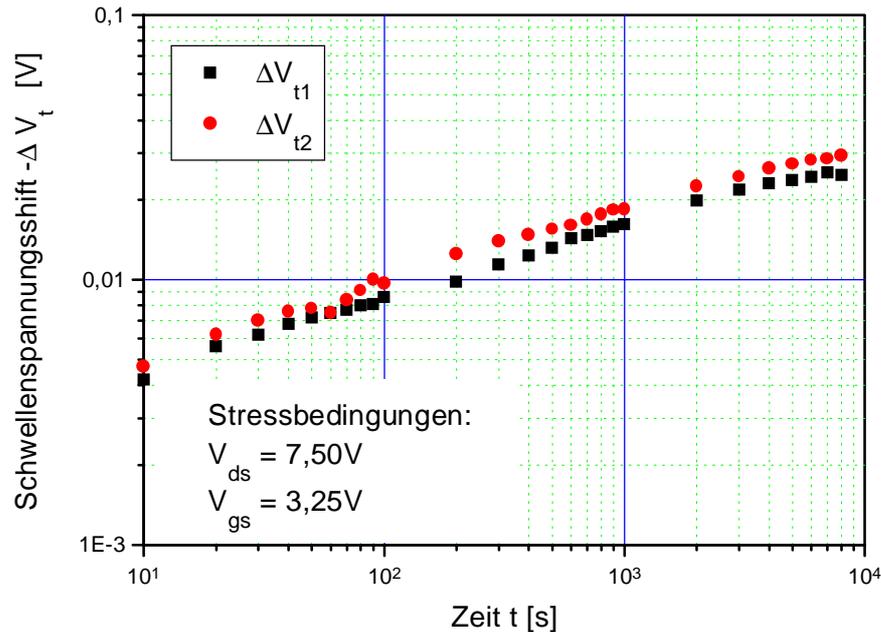


Bild A5.6 Degradation der Schwellenspannung V_t eines NMOS-Transistors

Für die Messung der Schwellenspannungsänderung ΔV_t werden zwei benachbarte NMOS-Transistoren mit einer Kanallänge von $L = 1 \mu\text{m}$ benutzt. Die Schwellenspannung V_t eines NMOS-Transistors nimmt bei Spannungsstress ab, während sie beim PMOS-Transistor negativer (und damit betragsmäßig größer) wird. Der Grund für diesen Schwellenspannungsänderung ΔV_t liegt in dem Einfangen von Elektronen in das Gateoxid. Im Fall des NMOS-Transistors führen diese negativen Oxidladungen zu einem früheren Invertieren des Kanals und damit zu einem bei geringerer Gate-Source-Spannung beginnenden Stromfluss. Bei dieser Messung wird eine Änderung der Schwellenspannung um $\Delta V_t = 10 \text{ mV}$ schon nach 90 s bis 300 s erreicht. Durch technologische Verbesserungen der Gateoxid-Herstellung konnte die Lebensdauer auf ca. 10 Jahren gesteigert werden [92].

In **Bild A5.7** ist der Zeitverlauf der Eingangsleitwertänderung Δg_m dargestellt.

Auch für diese Messung wurden drei benachbarte NMOS-Transistoren mit einer Kanallänge von $L = 1 \mu\text{m}$ eingesetzt. Der Eingangsleitwert g_m eines NMOS-Transistors nimmt bei Spannungsstress ab. Der Grund für diese Abnahme ist die Entstehung von zusätzlichen Grenzflächenzuständen. Diese wirken als oberflächennahe Streuzentren und setzen so die Oberflächenbeweglichkeit der Kanalladungsträger herab [95].

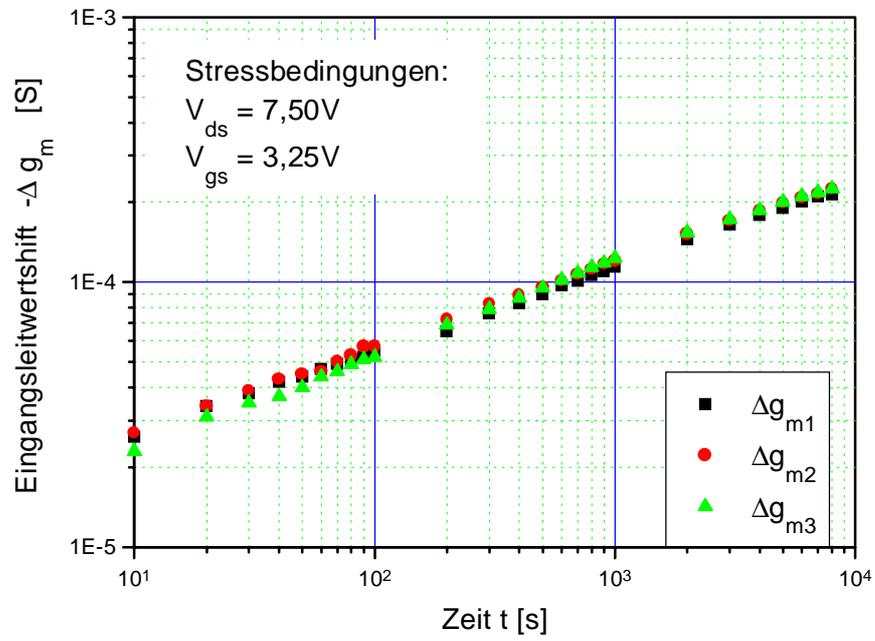


Bild A5.7 Degradation des Eingangsleitwertes g_m eines NMOS-Transistors

Literaturverzeichnis

- [1] H. P. Trah, R. Neul, „Physik und Design mikromechanischer Automobil-sensoren“, Sensoren und Meßsysteme 2000, Ludwigsburg, pp. 1-10, VDI Berichte 1530, VDI Verlag Düsseldorf, 2000
- [2] J. C. - Y. Yang, D. W. Clarke, „A Self-Validating Thermocouple“, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 5, No. 2, March 1997, p. 239 - 253
- [3] DIN EN 50020, VDE 0170/0171 Teil 7, „Elektrische Betriebsmittel für explosionsgefährdete Bereiche, Eigensicherheit ‘i’“, Deutsche Norm, Dez. 1996, Beuth Verlag GmbH, Berlin
- [4] B. J. Hosticka, W. Brockerherde, D. Hammerschmidt, „Silicon Sensor Systems“, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 14, 261-273 (1997)
- [5] DIN 16086, Deutsche Norm, Mai 1992, Beuth Verlag GmbH, Berlin
- [6] R. Gregorian, G. C. Temes, „Analog Mos Integrated Circuits for Signal Processing“, A Wiley-Interscience Publication, J. Wiley & Sons, 1986
- [7] H. Braun, M. Lembke, J. Marek, M. Mörbe, „Kraftfahrzeugsensorik“ Sensoren und Meßtechnik, ITG-Fachtagung, Bad Nauheim, VDE-Verlag Berlin & Offenbach, 1998
- [8] P. E. Allen, D. R. Holberg „CMOS Analog Circuit Design“, Saunders College Publishing, Harcourt Brace Johanovich College Publishers, 1987
- [9] Fischer, W.-J., „Zukunftstechnologien des 21. Jahrhundert: Mikrosystem-technik“, Elektronik, Produktion & Prüftechnik, Heft 4, 1995, S. 26-27
- [10] B. J. Hosticka, „CMOS Sensor Systems“, TRANSDUCERS '97, 1997 IEEE International Conference on Solid-State Sensors and Aktuators, Chicago, June 16 - 19, 1997
- [11] Tränkler, Hans-Rolf, „Taschenbuch der Meßtechnik mit Schwerpunkt Sensortechnik“, 4. Auflage, R. Oldenbourg Verlag München, 1996
- [12] Yang, Janice Ching-Yi, „Self-Validating Sensors“, Oxford University, Ph. D. Thesis, 1993
- [13] O. Machul, D. Weiler, D. Hammerschmidt, B. J. Hosticka, „Nonlinear Function Generation using Oversampled $\Sigma\Delta$ -Modulators“, Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2000), 28.5.-31.5.2000, Geneva, Schweiz, CD-ROM
- [14] P. Malcovati, C. Azeredo Leme, P. O'Leary, F. Maloberti, H. Baltes, „Smart Sensor Interface with A/D Conversion and Programmable Cali-

- bration“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 29, No. 8. August 1994
- [15] Hammerschmidt, Dirk, „Integrierte CMOS-Signalverarbeitungssysteme zur Korrektur nichtidealer Sensorkennlinien“, Fortschr. Ber. VDI Reihe 9 Nr. 239, Düsseldorf: VDI Verlag 1996
- [16] D. Weiler, P. A. Nielsen, D. Hammerschmidt, O. Machul, B. J. Hosticka, „Single Bit Sigma-Delta-Modulator with Nonlinear Quantization for μ -Law-Coding“ Proceedings of the 23th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC 97), Southampton, pp. 80 - 83, Editions Frontieres, 1997
- [17] Amer Aslam-Siddiqi, „Charakterisierung und Anwendungen von analogen EEPROMs“ Fortschr. Ber. VDI Reihe 9, Nr. 298, VDI Verlag Düsseldorf, 1999
- [18] Thomas van den Boom, Dirk Tessmann, Renee Lerch, Gerd vom Bögel, Dirk Hammerschmidt, Jörg Amelung, Bedrich Hosticka, Pourang Mahdavi, „Remote CMOS Pressure Sensor Chip with Wireless Power and Data Transmission“, Digest of Technical Papers, 2000 IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC 2000, pp. 186-187, Feb. 2000
- [19] S. Kolnsberg, „Drahtlose Signal- und Energieübertragung mit Hilfe von Hochfrequenztechnik in CMOS-Sensorsysteme“, eingereichte Dissertation an der Gerhard-Mercator-Universität -GH- Duisburg, Juni 2000
- [20] C. Hierold, „Intelligent CMOS Sensors“, Proceedings of the 13th Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS 2000), 23.1.-27.1.2000, Miyazaki, Japan, CD-ROM, January 2000
- [21] J. H. Lala, R. E. Harper, „Architectural Principles for Safety-Critical Real-Time Applications“, Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 1, January 1994
- [22] G. Schneider, „Selbstüberwachung und Selbstkalibration von Sensoren“, atp-Automatisierungstechnische Praxis 38, Nr. 9 Sep. 1996, S. 9-17, R. Oldenbourg Verlag
- [23] T. Geßner, W. Dötzel, K. Hiller, C. Kaufmann, S. Kurth, „Mikromechanische Sensoren und Aktoren- Funktionsprinzipien, Technologien und Applikationen“, Sensoren und Meßsysteme 2000, Ludwigsburg, pp. 211-221, VDI Berichte 1530, VDI Verlag Düsseldorf, 2000
- [24] S. Suzuki, M. Miki, M. Matsumoto, B. Kloeck, S. Tsuchitani, S. Kuragaski, „Semiconductor Capacitance-type Crash Sensor for Airbag Systems“, Micro System Technologies 1992, Berlin, 21. - 23.3.92, VDE-Verlag GmbH

-
- [25] C. Schmitz, M. Wieberneit, „Testen von gemischt analog/digitalen ICs“, Schulungsunterlagen „Gemischt analog/digitale ICs: Von der Spezifikation bis zum Einsatz“, Fraunhofer IMS Duisburg
- [26] A. M. Richardson, A. P. Dorey, „Reliability Indicators“, 3rd European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF 92), 5-8. Oct. 1992, pp. 277-283, VDE-Verlag, Berlin, Offenbach, 1992
- [27] T. Olbrich, D. A. Bradley, A. M. D. Richardson, „Build-In Self-Test in Intelligent Microsystems as a Contributor to System Quality and Performance“, Quality Engineering, 8(4), pp. 601-613, 1996
- [28] J. B. Kim, S. J. Hong, J. Kim, „Design of a Built-In Current Sensor for I_{DDQ} Testing“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 33, No. 8, pp. 1266-1272, August 1998
- [29] J. P.M. van Lemmeren, „ICCQ: A Test Methode for Analogue VLSI Using Local Current Sensors“, Workshop on Integrated Sensors, ESSCIRC 1999, Duisburg
- [30] Yung, Sheung Kai, „Signal Processing in Local Sensor Validation“, Oxford University, Ph. D. Thesis, 1992
- [31] J. E. Amadi-Echendu, H. Zhu, „Detecting Changes in the Condition of Process Instruments“, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol 43, No. 2, April 1994
- [32] S. K. Yung, „Local Validation of Sensor Signals“, Fault Diagnosis and Control Systems, IEEE Colloquium 125, p. 7.1-7.8, London 1992
- [33] S. K. Yung, D. W. Clarke, „Local Sensor Validation“, Measurement + Control, Vol. 22, No. 5, June 1989, P.132-141
- [34] D. W. Clarke, „Sensor, Actuator, and Loop Validation“, IEEE Control System Magazine, Vol. 15, No. 4, p. 39-45
- [35] J. C.-Y. Yang, D. W. Clarke, „Control Using Self-Validating Sensors“, IEEE Transactions of the Institute of Measurement and Control, Vol. 18, No. 1, Jan. 1996, p. 15-23
- [36] G. Reichart, „Sichere Elektronik im Kraftfahrzeug“, at -Automatisierungstechnik 46, Nr. 2 Feb. 1998, R. Oldenbourg Verlag
- [37] M. P. Henry, D. W. Clarke, „The Self-Validation Sensor: Rationale, Definitions and Examples“, Control Engineering Practice, Vol. 1, No. 4, April 1993, p. 585-610
- [38] L. Litz, „Grundlagen der sicherheitsgerichteten Automatisierungstechnik“, at-Automatisierungstechnik 46, Nr. 2 Feb. 1998, S. 56-68, R. Oldenbourg Verlag
-

- [39] M. P. Henry, „Intelligent Sensors and the Need for New Metrics“, IEEE Colloquium on ‘Fieldbus Devices - A Changing Future’, London, UK, 2. Dec. 1994, p. 44, 3/1-3
- [40] N. N. „HART Field Communication Protocol, An Introduction for Users and Manufactures“, HART Communication Foundation, 1995
- [41] D. Weiler, O. Machul, J. Amelung, D. Hammerschmidt, B. J. Hosticka, „An Absolute Air Pressure Smart Sensor Family with 2 Dimensional Calibration“, Proceedings of the 25th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC 99), 21.9.-23.9.1999, Duisburg, pp. 254- 257, Editions Frontieres, 1999
- [42] D. Weiler, O. Machul, D. Hammerschmidt, J. Amelung, B. J. Hosticka, W. Mokwa, „1% genaue Absolutdrucksensorfamilie mit zweidimensionaler Kalibration“, Sensoren und Meßsysteme 2000, Ludwigsburg, pp. 329-338, VDI Berichte 1530, VDI Verlag Düsseldorf, 2000
- [43] D. Weiler, O. Machul, J. Amelung, D. Hammerschmidt, „Manifold Air Pressure Sensor Family“, Fraunhofer IMS Annual Report 1998, pp. 16-17, Fraunhofer-Gesellschaft München 1999
- [44] M. Kandler, „CMOS-Kompatibler kapazitiver Siliziumdrucksensor in Oberflächenmikromechanik“, Fortschr.-Ber. VDI Reihe 9 Nr. 175, VDI-Verlag Düsseldorf, 1993
- [45] P. Pfäffli, „Characterization of Degradation and Failure Phenomena in MOS Devices“, Dissertation Swiss Federal Institute of Technology, Zürich, Schweiz, Diss. ETH No. 13274, 1999
- [46] C. Enz, G. C. Temes, „Circuit Techniques for Reducing the Effects of Op-Amp Imperfections: Autozeroing, Correlated Double Sampling, and - Chopper Stabilization“, Proc. of the IEEE, Vol. 84, Nr. 11, pp. 1584-1614, Nov. 1996
- [47] K. Martin, L. Ozcolak, Y. S. Lee, G. C. Temes, „A Differential Switched-Capacitor Amplifier“, IEEE Journal of Solid State Circuits, No. 1, Feb. 1987, pp. 104-106
- [48] D. Hammerschmidt, J. Amelung, „Erzeugnislastenheft Drucksensorsysteme mit Linearisierung und Temperaturkompensation“, Fraunhofer IMS, Jan. 1997, Duisburg
- [49] J. C. Candy „Decimation for Sigma Delta Modulation“, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-34, pp. 72-76, Jan. 1986
- [50] J. Schulze, „Aktive RC-Filter 3. Ordnung“, Elektronik 18, Arbeitsblatt Nr. 144, S109-112, 1991

-
- [51] O. Machul, „Nichtlineare Approximationsmethoden zur Reduzierung nichtideale Sensoreigenschaften in integrierten CMOS-Sensorsystemen“, zugl. Promotion an der Gerhard-Mercator-Universität-Gesamthochschule Duisburg, 1999
- [52] I. Wolff, „Grundlagen und Anwendungen der Maxwellschen Theorie II: ein Repetitorium“, 2. Auflage, BI-Hochschultaschenbuch, Bd 731, BI-Wiss.-Verl., Mannheim, 1992
- [53] D. Hammerschmidt, O. Machul, W. Brockherde, B. Hosticka, „Antialiasing and Smoothing Filters for Sampled Data Signals using Distributed RC Elements“, Proceedings of the ESSCIRC 1995, Lille, France, 19. - 21.9.1995, pp. 198-201, Editions Frontieres, 1995
- [54] A. Fischer, „Entwurf von Smoothing Filtern mit verteilten RC-Elementen“, Studienarbeit an der Universität-Gesamthochschule-Duisburg, 1994
- [55] R. Kersjes, „Entwicklung schneller integrierter Strömungssensoren in Siliziumtechnologie für Flüssigkeiten und Gase“, Berichte aus der Elektrotechnik, Shaker Verlag, Aachen 1996
- [56] K. R. Laker, W. M.C. Sansen, „Design of Analog Integrated Circuits and Systems“, Int. Editions 1994, Mc Graw-Hill, Inc. 1994
- [57] P. R. Gray, R. G. Meyer, „Analysis and Design of Analog Integrated Circuits“, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc, New York, 1984
- [58] Dietmar Gogl, „Untersuchungen zur Realisierung hochtemperaturtauglicher EEPROM-Speicher in SIMOX-Technologie“, zugl. Promotion an der Gerhard-Mercator-Universität-Gesamthochschule Duisburg, 1997, Fraunhofer IRB Verlag 1998
- [59] O. Machul, D. Hammerschmidt, W. Brockherde, B. J. Hosticka, „Kennlinienbasiertes Sensorsystem zur Kalibration und Reduzierung von Querempfindlichkeiten unter Anwendung von Oversampling-Methoden“, Mikroelektronik <1997>, GMM-Fachbericht 17, S. 33-38, VDE-Verlag Berlin
- [60] D. Weiler, O. Machul, D. Hammerschmidt, B. J. Hosticka, „Detection of Defective Sensor Elements Using $\Sigma\Delta$ -Modulation and a Matched Filter“, Proceeding of the Design, Automation and Test in Europe Conference (DATE 2000), 27.3 - 30.3.2000, Paris, France, pp. 599-603, IEEE Computer Society Washington, Brussels, Tokyo, March 2000
- [61] I. Luck, „Theoretische Grundlagen der Nachrichtentechnik 1,2“, Vorlesungsskript an der Universität-Gesamthochschule-Duisburg, Wintersemester 1987/88
-

-
- [62] H. D. Lüke, „Signalübertragung: Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme“, 5. Aufl., Springer-Lehrbuch, Berlin, Heidelberg, New York, 1992
- [63] R. J. McEliece, „Correlation Properties of Sets of Sequences Derived from Irreducible Cyclic Codes“, *Information and Control* 45, 1980
- [64] H. D. Lüke, „Korrelationssignale: Korrelationsfolgen und Korrelationsarrays in Nachrichten- und Informationstechnik, Meßtechnik und Optik“, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York,
- [65] A. Finger, „Digitale Signalstrukturen in der Informationstechnik“, Oldenburg Verlag, München 1985
- [66] W. Stahnke, „Primitive Binary Polynomials“, *Math. Computation* 27, pp. 977-980, 1973
- [67] L. D. Baumert, „Cyclic Difference Sets“, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1971
- [68] Shi-Cai Qin, Randy L. Geiger, „A ± 5 V CMOS Analog Multiplier“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-22, No. 6, pp. 1143-1146, December 1987
- [69] B. Gilbert, „A High-Performance Monolithic Multiplier Using Active Feedback“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. SC-9, pp. 264-373, December 1974
- [70] C. W. Kim, S. B. Park, „New Four-Quadrant CMOS Analog Multiplier“, *Electron. Lett.* Vol. 23, No. 24, pp. 1268-1270, November 1987
- [71] S. I. Liu, Y. S. Hwang, „CMOS Four-Quadrant Analog Multiplier Using Bias Feedback Techniques“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 29, No. 6, pp. 750-752, June 1994
- [72] H. R. Mehrvarz, C. Y. Kwok, „A Novel Multi-Input Floating-Gate MOS Four-Quadrant Analog Multiplier“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 31, No. 8, pp. 1123-1131, August 1996
- [73] CADENCE, „Analog Artist Design Environment User Guide: Spectre Reference“, Online-Hilfe, Version 4.43, Dezember 1998
- [74] G. Zimmer, „Integrierte Schaltungen 1,2“, Vorlesungsskript an der Universität-Gesamthochschule-Duisburg, Wintersemester 1987/88
- [75] Robert A. Pease, „The Design of Band-Gap Reference Circuits Trials and Tribulations“, *Proceedings of the Bipolar Circuits and Technology Meeting*, Minneapolis, pp. 214-218, 1990
- [76] St. P. Timoshenko, S. Weinowsky-Krieger, „Theory of Plates and Shells“, McGraw-Hill, 2nd Edition, 1987
- [77] M. Becker, „Persönliche Mitteilungen“
-

-
- [78] St. Kolnsberg, „Entwicklung einer $\Sigma\Delta$ -Wandler-Architektur höherer Ordnung mit neuartigem Rückkopplungsnetzwerk“, Diplomarbeit an der Gerhard-Mercator-Universität -GH- Duisburg, Mai 1997
- [79] Z. Zhang and G. C. Temes, „Multi-Bit Oversampled SD A/D-Convertor with Non-Uniform Quantisation“, *Electron. Lett.*, vol. 27, pp. 528-529, March 1991
- [80] D. Weiler, „Entwicklung eines Sigma-Delta-Wandlers mit nichtlinearer Kennlinie“, Diplomarbeit an der Gerhard-Mercator-Universität -GH- Duisburg, Juni 1996
- [81] D. Weiler, P. A. Nielsen, D. Hammerschmidt, O. Machul, B. J. Hosticka, „1 Bit Sigma-Delta Modulator mit nichtlinearer Quantisierung für μ -law Kodierung“, *Mikroelektronik für die Informationstechnik, ITG-Fachtagung*, 3.3.-4.3.1998, Hannover, pp. 141-146, VDE Verlag Berlin, 1998
- [82] Ralph Werner, „Untersuchung einer CMOS-Tchnologie auf SIMOX-Substraten für Anwendungen in der Hochtemperaturelektronik“, zugl. Promotion an der Gerhard-Mercator-Universität-Gesamthochschule Duisburg, 1996, Shaker Verlag Aachen, 1996
- [83] K. F. Schuegraf, C. Hu, „Effects of Temperature and Defects on Breakdown Lifetime of Thin SiO₂ at very low Voltages“, *IRPS 1994*, pp. 126-135
- [84] A. Amerasekera, C. Duvvury, „ESD in Silicon Integrated Circuits“, „Design and Measurement in Electronic Engineering“, John Wiley & Sons, New York, 1995
- [85] R. L. Geiger, P. E. Allen, N. R. Strader, „VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits“, McGraw-Hill International Editions, 1990
- [86] J. R. Black, „Electromigration - A Brief Survey and some recent Results“, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-16, Vol. 16, pp. 338-347, 1969
- [87] A. G. Sabnis, „VLSI Realibility“, *VLSI Electronics, Microstructure Science Band 22*, Academic Press, San Diego, 1990
- [88] S. L. Miller, M. S. Rodgers, G. LaVigne, J. J. Sniegowski, P. Clews, D. M. Tanner, K. A. Peterson, „Failure Modes in Surface Michromachined MicroElectroMechanical Actuators“, *Proceedings of the 36th Annual International Reliability Physics Symposium*, Reno, Nevada, Mai 1998
- [89] D. S. Sugiharto, C. Y. Yang, H. Le, J. E. Chung, „Beating the Heat“, *Circuits & Devices*, September 1998
- [90] G. Schumicki, P. Seegebrecht, „Prozeßtechnologie, Fertigungsverfahren für integrierte MOS-Schaltungen“, Springer Verlag 1991
-

- [91] N. G. Einspruch, „VLSI Electronics Microstructure Science“, Vol. 18, Advanced MOS Device Physics, Academic Press Inc., San Diego, USA, 1989
- [92] D. Weiler, „Untersuchungen zur Optimierung der Kurzkanaltransistoren einer 1 μm CMOS-Technologie“, Studienarbeit an der Gerhard-Mercator-Universität -GH- Duisburg, Februar 1995
- [93] H. S. Haddara, S. Christoloveanu, „Parameter Extraction Method for inhomogeneous MOSFETs locally damaged by Hot Carrier Injection“, Solid-State Electronics, Vol. 31, p. 1573-1581, 1988
- [94] J. A. van der Pol, J. J. Koomem, „Relation between the Hot Carrier Lifetime of Transistors and CMOS SRAM Products“, IEEE/IRPS, pp. 178-185, 1990
- [95] T. Tsuchiya, T. K. Ashi, S. Nakajima, „Hot Carrier Injected Oxid Regions and Hot Electron Trapping as the Main Cause in Si-NMOSFET degradation“,