

# KAPITEL 4

## Kennlinienbasierte Sensorsysteme zur Reduzierung nichtidealer Sensoreigenschaften

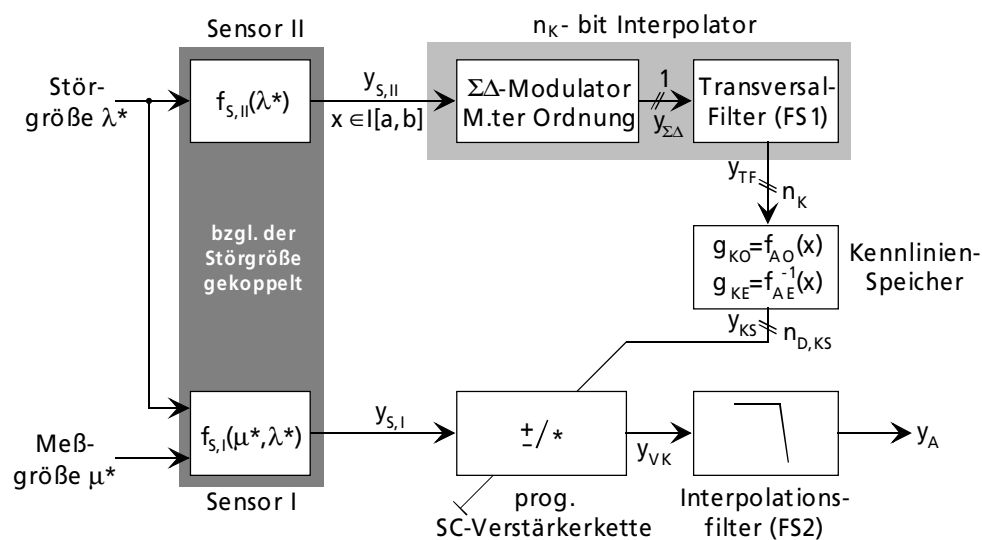
### 4.1 Einleitung

Der derzeitige Preisdruck für jegliche Art von Meßwertumformern ist auf dem heutigen Sensormarkt so groß wie nie zuvor. Um konkurrenzfähig zu bleiben, müssen die Anbieter solcher Meßwertumformer immer leistungsfähigere Produkte bei einer gleichzeitigen Senkung der dafür entstehenden Kosten auf den Markt bringen. Die Anbieter solcher Produkte müssen sich somit die Frage stellen, wo überall im gesamten Produktionsablauf eines Meßwertumformers Kosten eingespart werden können. Die gesamten Kosten setzen sich aus den einmaligen Entwicklungskosten sowie den immer vorhandenen Material-, Montage-, Test-, und Kalibrationskosten zusammen. Ein Großteil dieser Kosten kann durch flexible, sensorspezifische Hardware und entsprechend effizienten bzw. auf die verwendete Hardware abgestimmten Kalibrationsstrategien drastisch reduziert werden. Die Rationalisierung der unumgänglichen Kalibrationsprozeduren, die sich nach der Herstellung bei nahezu allen Meßwertumformern anschließt, führt zu einer ebenfalls deutlichen Reduzierung der gesamten Produktionskosten bei einer gleichzeitigen Steigerung des Durchsatzes. Die zusätzlich auftretenden und nicht zu vernachlässigenden Montagekosten können in einem weiteren Schritt durch eine monolithische Integration von Sensor und benötigter Elektronik weiter gesenkt werden, wodurch gleichzeitig die Zuverlässigkeit und Störsicherheit des gesamten Meßwertumformers erhöht wird.

Als sensorspezifische Hardware kommen aufgrund ihrer hohen Flexibilität kennlinienbasierte Konzepte in Betracht. Im letzten Kapitel hat sich bei einer Gegenüberstellung der verschiedenen kennlinienbasierten Verfahren das modifizierte Tabellenverfahren unter der Verwendung von überabgetasteten  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren als besonders vorteilhaft herausgestellt. Demzufolge soll im weiteren Verlauf des Kapitels ein kennlinienbasiertes Konzept vorgestellt werden, das für die bereits in Kapitel 3.1 vorgestellten Problemstellungen geeignet ist. Dieses Konzept soll zunächst einer Kompensation von Querempfindlichkeiten und einer Kalibration exemplarbedingter Fertigungsstreuungen genügen. Am Ende dieses Kapitels wird die Erweiterungsfähigkeit des überaus flexiblen Konzeptes kurz vorgestellt.

## 4.2 Konzept eines kennlinienbasierten Sensorsystems für die nichtlineare Kompensation von Querempfindlichkeiten

Unerwünschte Störgrößen beeinträchtigen häufig den physikalischen Meßeffect eines Sensors derart, daß das Ergebnis der aufzunehmenden Meßgröße stark verfälscht wird. Um das Ergebnis der Meßaufgabe jedoch zu verbessern, muß diese sog. Querempfindlichkeit gegenüber den auftretenden Störgrößen verringert werden. Hierzu kann das bereits vorgestellte Konzept zur Korrektur einer Querempfindlichkeit aus Bild 3.26 des vorhergehenden dritten Kapitels verwendet werden, das die zusätzliche Information eines zweiten Sensor benutzt, um ein wesentlich genaueres und von Quereinflüssen befreites Ausgangssignal  $y_A$  zu erhalten [55-57]. Da das System jedoch anstatt eines digitalen einen analogen Ausgang  $y_A$  besitzen soll, werden der A/D-Wandler und die digitale Recheneinheit durch einen analogen Signalpfad mit einer digital programmierbaren Nullpunkts- und Verstärkungseinstellung gemäß **Bild 4.1** ausgetauscht. Das digitale Tiefpaßfilter FS2 wird zudem durch einen analogen Tiefpaßfilter derselben Ordnung  $M$  und Eckfrequenz  $f_B$  ersetzt. Die Information zur Nullpunkts- und Verstärkungseinstellung erfolgt lediglich über jeweils eine geringe Anzahl  $n=2^{n_K}$  an Einträgen im Kennlinien-Speicher, da jeder Eintrag Kosten bei der Herstellung und der Ermittlung verursacht. Zur Korrektur benötigte Werte, die zwischen den Einträgen des Kennlinien-Speichers liegen, können über das zuvor behandelte interpolative Verhalten eines  $\Sigma\Delta$ -Modulators  $M$ .ter Ordnung zur Verfügung gestellt werden. Diese Art der kennlinienbasierten Sensorsysteme besitzt den Vorteil einer hohen Flexibilität bezüglich der zu approximierenden Nichtidealität oder Querempfindlichkeit mit geringem zusätzlichem Hardwareaufwand und minimaler Kalibrationsdauer [58].



**Bild 4.1** Konzept zur nichtlinearen Kompensation von Querempfindlichkeiten mit einem analogen Signalausgang  $y_A$

Die Information  $y_{S,I}$  des ersten Sensors, der für die Aufnahme der eigentlichen Meßgröße  $\mu^*$  verantwortlich ist, wird aufgrund einer Querempfindlichkeit gegenüber einer vorhandenen Störgröße  $\lambda^*$  verfälscht. Um diesen Einfluß zu beseitigen wird eine zusätzliche Information  $y_{S,II}$  über die Störgröße benötigt, die mit Hilfe eines zweiten Sensors aufgenommen wird. Beide Sensoren, Sensor I und Sensor II, sollten bzgl. der Störgröße eine enge Kopplung besitzen, damit die benötigte Information der Störgröße, die den physikalischen Meßeffect beeinflusst, direkt vor Ort der eigentlichen Meßwertaufnahme erfaßt werden kann.

Die Störgrößeninformation  $y_{S,II}$  wird über einen  $\Sigma\Delta$ -Modulator M-ter Ordnung in ein binäres, pulshäufigkeitsmoduliertes Signal  $y_{\Sigma\Delta}$  umgewandelt. Ein dem  $\Sigma\Delta$ -Modulator nachgeschaltetes Transversalfilter erzeugt je nach Anzahl der Verzögerungsglieder ein  $n_K$  bit breites Ausgangswort  $y_{TF}$  zur Adressierung des Kennlinien-Speichers. Der Kennlinien-Speicher enthält je nach Wortbreite  $n_K$  des Transveralfilters  $2^{n_K}$  Einträge, die äquidistant über den maximal zu kompensierenden Störsignalbereich  $x \in [a, b]$  verteilt sind. Die benötigte Anzahl  $n$  an Einträgen im Kennlinien-Speicher kann über das interpolierende Verhalten von  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren drastisch reduziert werden. Die Ordnung der Interpolation bzw. der Grad der lokal definierten Interpolationspolynome kann über die Ordnung  $M$  des  $\Sigma\Delta$ -Modulators gezielt eingestellt werden. Aufgrund der hervorragenden Interpolationseigenschaften kubischer Interpolationspolynome werden neben den  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung bevorzugt  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren dritter Ordnung verwendet. Bei der Verwendung des  $\Sigma\Delta$ -Modulators dritter Ordnung können im Gegensatz zu einem Modulator erster Ordnung die zur Korrektur benötigten Funktionalitäten mit einer weiter reduzierten Anzahl an Einträgen im Kennlinien-Speicher nachgebildet werden, ohne eine signifikante Erhöhung des Approximationsfehlers  $\epsilon_i(x)$  zu erhalten. Der Kennlinien-Speicher konvertiert schließlich den Satz an Adressworten, der proportional zur Störgröße ist, in einen benötigten Satz an Korrekturfaktoren für die digitale Nullpunkts- und Verstärkungseinstellung des analogen Signalpfades. Der analoge Signalpfad wird realisiert durch eine zeitdiskrete **Switched-Capacitor-Verstärkerkette**, deren Nullpunkt und Verstärkung durch digital programmierbare Kapazitätsarrays unabhängig voneinander eingestellt werden kann. Sind die richtigen Einstellungen im Kennlinien-Speicher abgelegt, so sind die störgrößenabhängigen Nullpunkts- und Verstärkungsfaktoren für die SC-Verstärkerkette derart gewählt, daß sich das Ausgangssignal  $y_A$  von der Störgröße unabhängig verhält. Damit sich letztendlich ein mittlerer Nullpunkts- und Verstärkungsfaktor innerhalb einer der maximalen Sensor-Bandbreite  $f_B$  entsprechenden Zeit einstellt, wird der Ausgang  $y_{VK}$  der SC-Verstärkerkette mit Hilfe einer analogen und zeitkontinuierlichen Filterstufe FS2 ausreichend tiefpaßgefiltert. Diese Tiefpaßfilterung unterdrückt nicht nur die durch die Abtastung von  $y_{S,I}$  hervorgerufenen Seitenbändern, sondern auch das durch die Digitalisierung von  $y_{S,II}$  erzeugte Quantisierungsrauschen, dessen Leistung aufgrund der Rauschübertragungsfunktion  $H_{NTF}(z)$  des  $\Sigma\Delta$ -Modulators in den Sperrbereich  $[f_B, f_C/2]$  verschoben wurde. Für die Tiefpaßfilterung wird hier ein aktives Filter mit verteilten RC-Elementen eingesetzt.

## 4.3 Systemkomponenten

Die nächsten Abschnitte beschäftigen sich mit den notwendigsten Systemkomponenten, die zur hardwaremäßigen Realisierung des zuvor in Bild 4.1 vorgestellten kennlinienbasierten Konzepts benötigt werden. Hierzu gehört sicherlich der  $\Sigma\Delta$ -Modulator mit dessen Ordnung  $M$  die Auflösung  $n_{D,mTv}$  am Systemausgang  $y_A$  beeinflusst und das Interpolationsverhalten gezielt eingestellt werden kann. Zu den wichtigsten Komponenten gehört auch die erste Filterstufe FS1 in Form eines Transveralfilters auf FIR-Basis zur Adressierung des Kennlinien-Speichers, die zum Ablegen der Kalibrationsdaten verwendeten Speicherzellen, die digital programmierbare SC-Verstärkerkette sowie das analoge Tiefpaßfilter mit verteilten RC-Elementen.

### 4.3.1 Sensor zur Aufnahme der Störgröße

Bei der Umformung nichtelektrischer Meßgrößen in elektrische Signale werden zumeist physikalische oder chemische Meßeffekte ausgenutzt, die von verschiedenen unerwünschten Einflüsseffekten überlagert sind. Besonders bei der Messung von mechanischen Größen tritt häufig die Temperatur  $T$  als unerwünschte Einfluß- bzw. Störgröße auf. Aus diesem Grund werden in **Bild 4.2** zwei mögliche Realisierungsformen von häufig verwendeten Temperatursensoren gezeigt, die zur Aufnahme der Temperatureinflüsse geeignet sind. Dabei muß allerdings sichergestellt sein, daß diese Temperatursensoren die gleiche Temperatur besitzen wie die eigentlichen Sensoren, die zur Messung der nichtelektrischen Meßgrößen verwendet werden.

**Bild 4.2 a)** zeigt einen Temperatursensor, der das temperaturabhängige Verhalten der Flußspannungen  $U_F$  von Dioden bzw. die Basis-Emitter-Spannungen  $U_{BE}$  parasitärer Bipolartransistoren gemäß der nachfolgenden Gleichung ausnutzt:

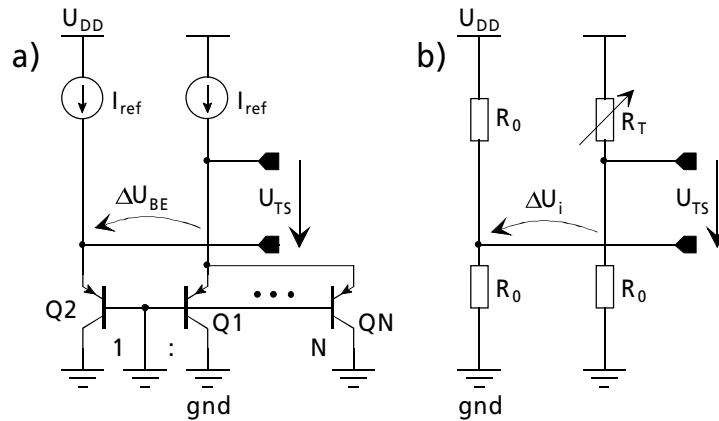
$$U_F = U_{BE} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_S}\right). \quad (4.1)$$

Wird die Differenz zweier solcher Spannungen gebildet, so kürzt sich die Abhängigkeit der Referenz- und Sättigungsströme  $I_{ref}$  und  $I_S$ , die beide von der Technologie und der Temperatur abhängig sind, aus der Ausgangsspannung  $U_{TS}$  des Temperatursensors heraus:

$$U_{TS} = \Delta U_{BE} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln(N) \quad (4.2)$$

Da sich der Sättigungsstrom  $I_S$  proportional zur Fläche  $A$  der Diode oder des Bipolartransistors verhält, bestimmt das geometrische Flächenverhältnis  $N$  zwischen den verwendeten Bauelementen die Empfindlichkeit  $S$  des Temperatursensors.

Darüber hinaus steigt die Ausgangsspannung  $U_{TS}$  mit zunehmender Temperatur linear an. Diese Art der Sensoren lassen sich zudem hervorragend monolithisch integrieren.



**Bild 4.2** zwei mögliche Realisierungsformen eines Temperatursensors

Eine andere Realisierungsmöglichkeit ist in **Bild 4.2 b)** zu sehen, bei der vier Widerstände zu einer Wheatstone-Brücke verschaltet sind. Ist  $R_T$  der temperaturabhängige Widerstand, so berechnet sich die Ausgangsspannung des Temperatursensors zu:

$$U_{TS} = \Delta U_i = \frac{U_{DD}}{2} \cdot \frac{R_T - R_0}{R_T + R_0} \quad (4.3)$$

Der temperaturabhängige Widerstand  $R_T$  kann durch die folgende Gleichung:

$$R_T = R_0 + \Delta R = R_0 \cdot (1 + \alpha_R \cdot (T - T_0)) \quad (4.4)$$

beschrieben werden, wobei  $\alpha_R$  den linearen Temperaturkoeffizienten des Widerstandes angibt. Da Dünnschichtwiderstände wie z.B. Gold oder Platin zwar integrierbar, aber nicht kompatibel in einem CMOS-Standard-Prozess integrierbar sind [68], wird diese Lösung fast ausschließlich für externe Temperatursensoren eingesetzt.

### 4.3.2 $\Sigma\Delta$ -Modulatoren M.ter Ordnung

Für die Umwandlung des Störsignals  $\lambda^*$  in ein digitales, pulshäufigkeitsmoduliertes Signal wird ein  $\Sigma\Delta$ -Modulator M.ter Ordnung verwendet. Dieses stark überabgetastete Signal stellt eine hochaufgelöste, digitale Kopie im Durchlaßbereich  $[0, f_B]$  des Störsignals  $\lambda^*$  dar. Neben der Digitalisierung werden die bereits in Kapitel 3.3.3 behandelten, interpolativen Eigenschaften von  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren ausgenutzt, um Werte zwischen den vorhandenen Einträgen im Kennlinien-Speicher mit einer Genauigkeit von  $n_{D,mTv}$  bit des verwendeten  $\Sigma\Delta$ -Modulators zu berechnen [61]. Als Interpolatoren kommen je nach Anforderungen der Abgleichgenauigkeit und Anzahl  $n$  der benötigten Einträge im Kennlinien-Speicher hauptsächlich  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster bis dritter Ordnung in Frage.

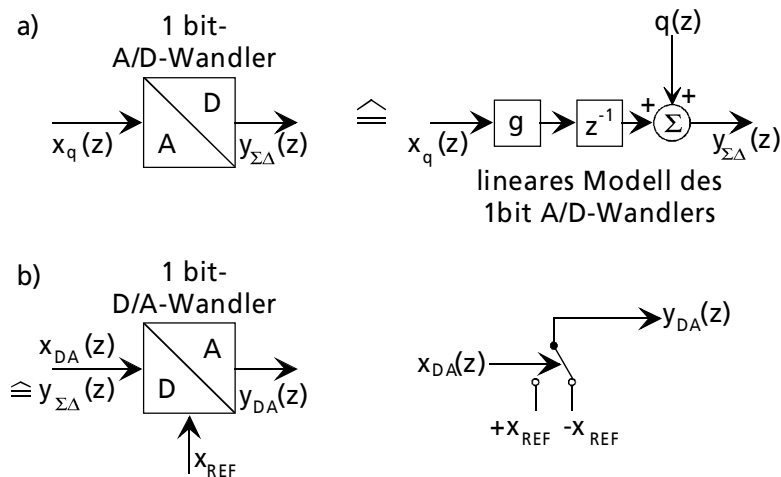
Auf die interpolativen Eigenschaften von  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren M.ter Ordnung wurde bereits ausführlich eingegangen, so daß hier an dieser Stelle auf das vorhergehende Kapitel 3 verwiesen wird. Dieser Abschnitt beschäftigt sich vielmehr mit der schaltungstechnischen Realisierung von  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren. Ein Ziel bei der Dimensionierung des  $\Sigma\Delta$ -Modulators M.ter Ordnung ist die Minimierung der Rauschleistung in einem vorgegebenen Durchlaßbereich  $[0, f_B]$ , um eine möglichst hohe Auflösung des aufzunehmenden Störsignals  $y_{S,II}$  zu erzielen. Hierzu können neben einer Erhöhung der Überabtastrate OSR (siehe Bild C.5 aus Anhang C), die Nullstellen der Rauschübertragungsfunktion  $H_{NTF}(z)$  derart gewählt werden, daß die Rauschleistung im Durchlaßbereich möglichst stark unterdrückt wird. Ein weiteres Ziel ist die Einstellung eines gewünschten Interpolationsverhaltens. Für den Entwurf eines stabilen  $\Sigma\Delta$ -Modulators mit gewissen Auflösungs- und Interpolationseigenschaften kann die nachfolgend aufgeführte Vorgehensweise [66, Seite 152-153] sehr hilfreich sein:

- ① Auswählen einer Modulatorarchitektur [66, 69], einer Modulatorordnung M und einer Filterfamilie für die Rauschübertragungsfunktion  $H_{NTF}(z)$ ,
- ② Auswählen einer -3dB-Eckfrequenz  $f_B$  für den Durchlaßbereich und Skalierung der Signalübertragungsfunktion  $H_{STF}(z)$ ,
- ③ Untersuchung der Stabilität und des Interpolationsverhaltens mittels WOK'en und statistischen Langzeitbetrachtungen auf numerischer Basis,
- ④ Bei Instabilität des Modulators muß die Verstärkung der Rauschübertragungsfunktion  $H_{NTF}(z)$  im Sperrbereich  $[f_B, f_C/2]$  nahe der halben Abtastfrequenz  $f_C/2$  reduziert werden,
- ⑤ Bei Stabilität des Modulators aber unzureichender Auflösung (SNR) muß die Verstärkung der Rauschübertragungsfunktion  $H_{NTF}(z)$  im Sperrbereich  $[f_B, f_C/2]$  erhöht werden.

Da sich die kubische Interpolation hervorragend für die Berechnung der Werte eignet, die zwischen den vorhandenen Einträgen im Kennlinien-Speicher liegen, soll im Nachfolgenden die Realisierung eines  $\Sigma\Delta$ -Modulators vorgestellt werden, der dieses kubische Interpolationsverhalten besitzt und im späteren Verlauf des Kapitels bei den Realisierungsbeispielen unter 4.4 Verwendung findet. Neben dieser Forderung soll der Modulator bis zu einer maximalen Signalfrequenz  $f_B$  von 1kHz eine Meßauflösung  $n_M$  von 12bit aufweisen. Der maximale Signalbereich  $[a, b]$  am Eingang x des Modulators, über dem die Anzahl der vorhandenen Kennlinien-Einträge äquidistant verteilt sind, soll  $\pm 125\text{mV}$  bei einer unipolaren Spannungsversorgung von 5V betragen.

Die Modulatorordnung M wird durch das zuvor geforderte kubische Interpolationsverhalten festgelegt. Demzufolge kommen nur Modulatoren dritter Ordnung in Betracht. Als Modulatorarchitektur wird die in Bild 3.22 des vorhergehenden Kapitels gezeigte Struktur verwendet. Da es sich hier, aufgrund der Verwendung eines 1bit A/D-Wandlers (Komparators), um einen

nichtlinearen Regelkreis handelt, muß der 1bit A/D-Wandler durch ein lineares Modell ersetzt werden, um den vorliegenden Regelkreis mit den Methoden der klassischen Systemtheorie genauer analysieren zu können. Hierzu wird das in **Bild 4.3 a)** gezeigte Modell verwendet. Die Linearisierung erfolgt über die Addition einer durch die Quantisierung verursachten Fehlersequenz  $q(z)$  zum Eingangssignal  $x_q(z)$  des 1bit A/D-Wandlers, wobei die vorhandene Korrelation zwischen der Eingangs- und Fehlersequenz vernachlässigt wird (detailliertere Bemerkungen hierzu im Anhang C). Für spätere Stabilitätsuntersuchungen wird trotz der angenommenen Unkorrelation zwischen Eingangs- und Fehlersequenz zur Modellierung der Nichtlinearität ein signalabhängiger Verstärkungsfaktor  $g$  eingeführt. Der Verstärkungsfaktor  $g$  definiert sich über den Quotienten zwischen dem Ein- und Ausgang des 1bit-A/D-Wandlers. Vervollständigt wird das Modell letztendlich durch eine Zeitverzögerung um eine Taktphase, da in der später vorgestellten Schaltungsrealisierung des  $\Sigma\Delta$ -Modulators ein zeitdiskreter SC-Komparator mit Offsetkompensation gemäß Anhang G verwendet wird.



**Bild 4.3 a)** Modellierung des 1bit-A/D-Wandlers und  
**b)** Modellierung des 1bit D/A-Wandlers aus Bild 3.22

Erst jetzt kann für den nichtlinearen Regelkreis eine Signal- und Rauschübertragungsfunktion  $H_{STF}(z)$  und  $H_{NTF}(z)$  berechnet werden, deren jeweilige Nennerpolynome identisch sind. Die genauen Übertragungsfunktionen können in [67] nachgeschlagen werden. Über das Zählerpolynom der Rauschübertragungsfunktion kann die Auflösung verbessert werden, indem die Nullstellen derart gezielt platziert werden, daß die Maxima der Rauschübertragungsfunktion innerhalb des Durchlaßbereiches gleich hoch sind [70]. Für die Platzierung der Nullstellen innerhalb des Durchlaßbereiches wird häufig die Minimaleigenschaft von normierten Tschebyscheff-Polynomen [31, 41, 71] verwendet. Dadurch können die freien Koeffizienten  $\alpha_0.. \alpha_2$  sowie  $\gamma_0.. \gamma_2$  bestimmt werden. Der Koeffizient  $\alpha_0$  bestimmt die Signalverstärkung für niedrige Frequenzen und kann jederzeit ohne Anpassung der anderen Koeffizienten verändert werden.

Der Koeffizient  $\delta$  bestimmt sich aus der Forderung [72]:

$$\frac{\alpha_0 \cdot x}{\delta \cdot y_{DA}} \leq 0,7, \quad (4.5)$$

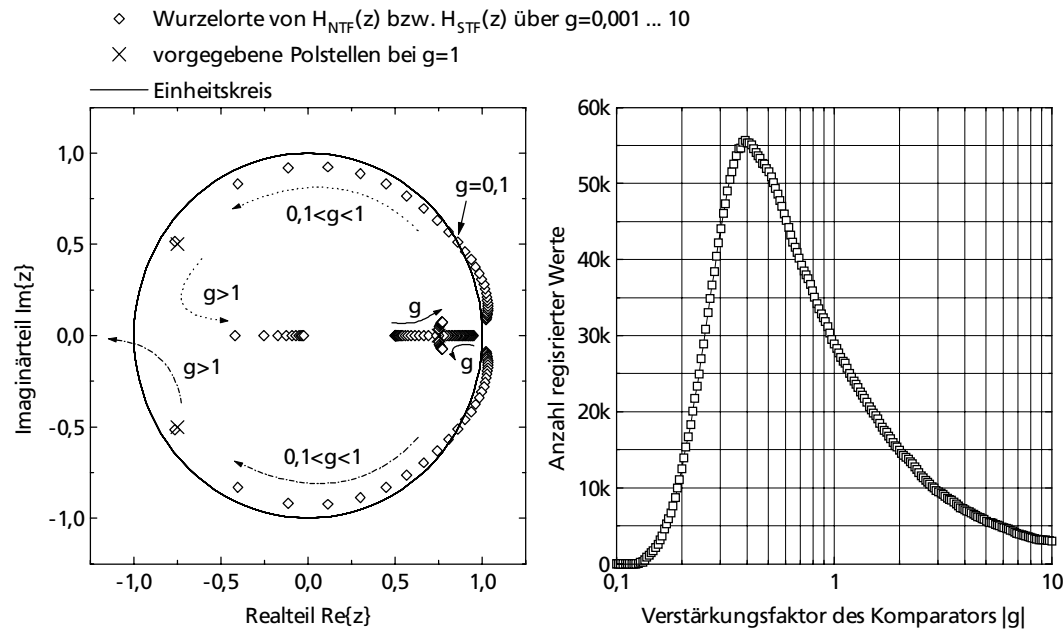
damit ein stabiler Betrieb des  $\Sigma\Delta$ -Modulator dritter Ordnung gewährleistet werden kann, wobei gemäß **Bild 4.3 b)** über eine frei wählbare Referenz  $x_{REF}$  die ungewichtete Größe des rückgekoppelten Ausgangssignals  $y_{DA}$  vom 1bit D/A-Wandler vorgegeben wird. Die restlichen Koeffizienten  $\beta_1 \dots \beta_4$  können jetzt entweder durch Vorgabe einer Filtercharakteristik oder durch eine empirische Vorgabe der Nullstellen für das identische Nennerpolynom der Signal- und Rauschübertragungsfunktion berechnet werden. Wird für die Erfüllung der Forderung nach Gleichung (4.5) der Faktor 0,5 gewählt, so ergibt sich für einen Eingangsspannungsbereich von  $\pm 125\text{mV}$  und einer Referenz  $x_{REF}$  von 5V der folgende Koeffizientensatz:

$$\alpha_0=1; \alpha_1=\alpha_2=0,5; \beta_0=0; \beta_1=2,4; \beta_2=2,1; \beta_3=0,8; \beta_4=-1; \gamma_0=\gamma_1=\gamma_2=0; \text{ und } \delta=0,1.$$

Der resultierende Koeffizientensatz unterscheidet sich von dem aus Kapitel 3.3.3 nur in den Koeffizienten  $\alpha_0$  und  $\delta$ . Diese Koeffizienten mußten angepaßt werden, da im Gegensatz zu Kapitel 3.3.3 keine auf  $\pm 1$  normierten Eingangs- und Rückkopplungssignale verwendet wurden.

Für die Betrachtung der Stabilität wird das Verhalten der Rauschübertragungsfunktion  $H_{NTF}(z)$  mit Hilfe des aus der Regelungstechnik bekannten Wurzelortskurven-Verfahrens [73, 74] untersucht. Da sowohl die Signal- als auch die Rauschübertragungsfunktion dieselben Polstellen besitzt, reicht es für eine Stabilitätsbetrachtung aus, die Nullstellen des identischen Nennerpolynoms zu untersuchen. Im allgemeinen ist der zeitdiskret realisierte  $\Sigma\Delta$ -Modulator stabil, wenn alle Wurzeln der Übertragungsfunktion innerhalb des Einheitskreises der komplexen  $z$ -Ebene liegen. **Bild 4.4 a)** gibt den Verlauf der Wurzelorte der Rauschübertragungsfunktion  $H_{NTF}(z)$  wieder, wenn die Verstärkung  $g$  des Komparators variiert wird. Hierbei müssen zwei verschiedene Stabilitätszustände unterschieden werden: 1) Pole, die aufgrund einer steigenden Verstärkung  $g$  des Komparators den Einheitskreis verlassen, stellen Instabilitäten dar, die nur zeitweilig auftreten und für das Prinzip der Modulation verantwortlich sind. 2) Bei abnehmenden Verstärkungswerten  $g$  verringert sich die Häufigkeit mit der die Ausgänge der Integratoren ihr Vorzeichen wechseln. Dies führt zu erhöhten Amplitudenwerten an den Ausgängen der Integratoren, womit sich der Verstärkungsfaktor  $g$  weiter verringert, was unweigerlich zu einer zunehmenden und nicht abklingenden Instabilität des  $\Sigma\Delta$ -Modulators führt. Aufgrund der WOK wird das System demzufolge instabil, wenn die Verstärkung  $g$  den Wert von 0,1 unterschreitet.



**Bild 4.4 a)** Wurzelortskurve (WOK) als Stabilitätskriterium**b)** Langzeitstatistik der Komparatorverstärkung  $|g|$ 

Eine in **Bild 4.4 b)** dargestellte Langzeitsimulation des  $\Sigma\Delta$ -Modulators zeigt jedoch, daß die Verstärkung  $g$  des Komparators innerhalb seines zugelassenen Eingangsspannungsbereiches nie den kritischen Wert von 0,1 und kleiner annimmt. Somit kann der hier dimensionierte  $\Sigma\Delta$ -Modulator 3.ter Ordnung als stabil angesehen werden, der zudem die gewünschte kubische Interpolationseigenschaft besitzt.

Die schaltungstechnische Realisierung des dimensionierten und aus Stabilitätsgesichtspunkten analysierten  $\Sigma\Delta$ -Modulators 3.ter Ordnung ist in **Bild 4.5** gezeigt und entspricht genau der Modulatorarchitektur aus Bild 3.22. Die Integratoren sind zeitdiskret aufgebaut und aufgrund eines störunempfindlichen Schaltungsdesigns voll differentiell ausgelegt. Damit die Zeitverzögerung in der Gegenkopplung nicht zu groß wird, sind nichtinvertierende Integratoren - die häufig auch als sog. "Backward-Euler"-Integratoren bezeichnet werden - eingesetzt. Diese Integratoren besitzen zwischen der Abtastung und dem Zeitpunkt der Integration keine zeitliche Verzögerung. Die Signal- und Rauschübertragungsfunktionen eines solchen nichtinvertierenden Integrators sind in Anhang F dieser Arbeit analysiert. Um die Anforderungen an die verwendeten Operationsverstärker bzgl. der Leerlaufverstärkung  $A_{V0}$  und der Slew-Rate  $SR$  zu minimieren, wird in den SC-Integratoren das Prinzip des kapazitiven Rücksetzens verwendet. Dieses Prinzip funktioniert laut Untersuchungen aus Anhang F bei den Integratoren jedoch nur, solange die Haltekapazitäten  $C_{sh}$  viel größer als die Integrationskapazitäten  $C_f$  im Rückkopplungszweig sind. Damit der Offset bzw. das niederfrequente Rauschen der verwendeten Operationsverstärker nicht in jeder Taktphase integriert wird, ist eine Rauschunterdrückung nach dem Prinzip der korrelierten Doppelabtastung [75] verwendet worden.

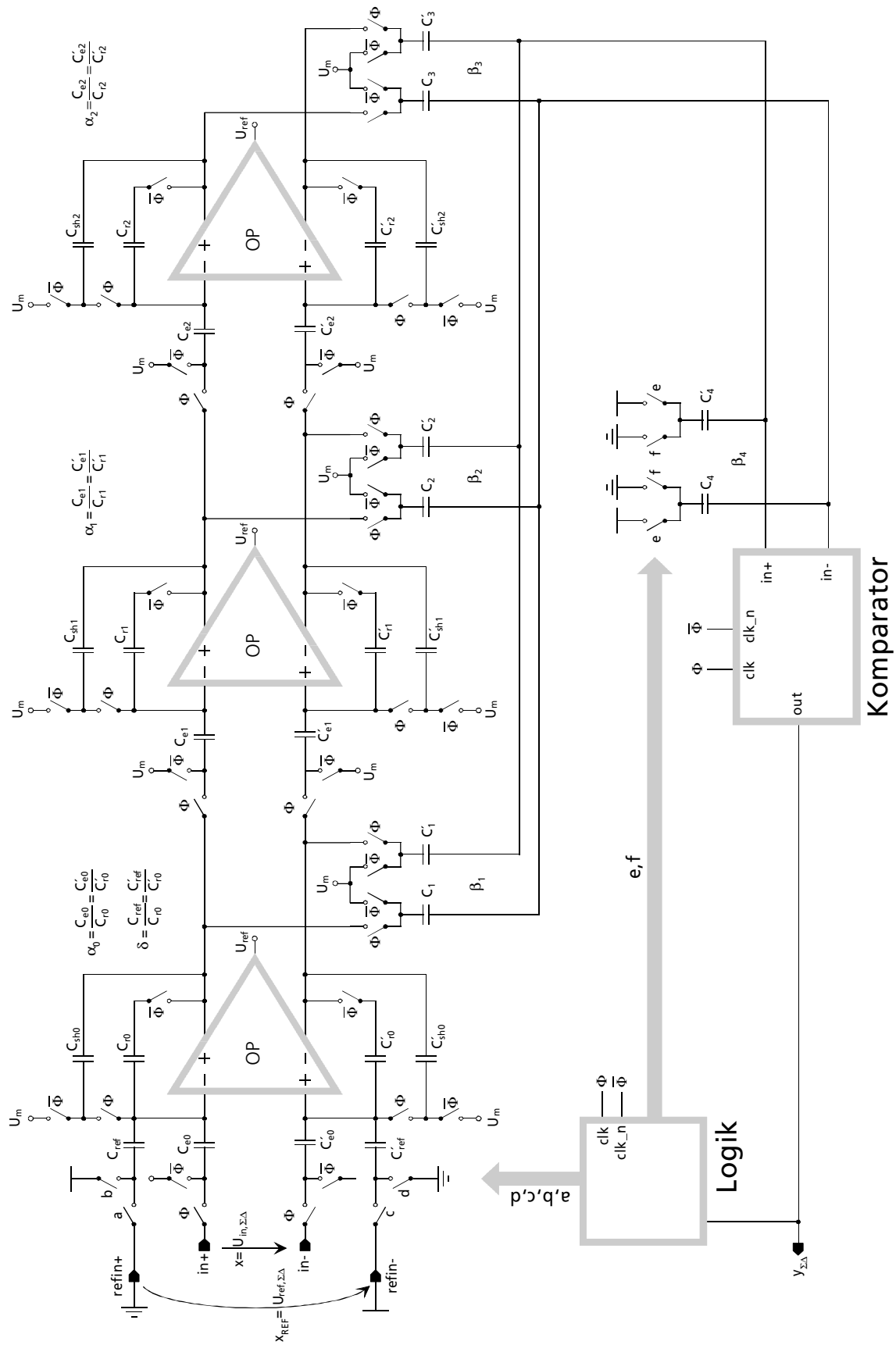
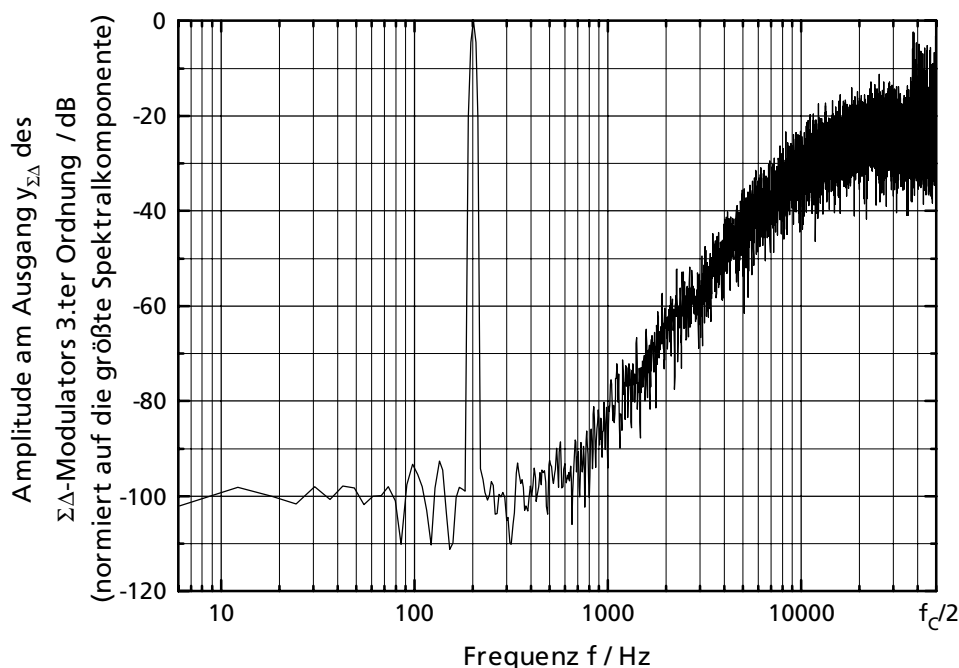


Bild 4.5 schaltungstechnische Realisierung eines  $\Sigma\Delta$ -Modulators 3.ter Ordnung

Da es sich beim hier vorliegenden  $\Sigma\Delta$ -Modulator um eine reine SC-Schaltung handelt, sind einstufige Operationsverstärker mit dynamischer Gleichtaktregelung gemäß Anhang D für den Einsatz prädistiniert. Die berechneten Koeffizienten  $\alpha_0.. \alpha_2$  setzen sich aus den Kapazitätsverhältnissen  $C_e / C_r$  bzw.  $C_e' / C_r'$  der einzelnen Integratorstufen zusammen. Die Koeffizienten  $\beta_1.. \beta_4$  werden lediglich aus den Verhältnissen zwischen den Kapazitäten  $C_1 - C_4$  sowie  $C_1' - C_4'$  untereinander definiert. Da die Koeffizienten  $\gamma_0.. \gamma_2$  in der Dimensionierung zu Null bestimmt wurden, sind in dem Schaltbild auch keine dementsprechenden Kapazitäten für die Realisierung dieser Koeffizienten vorgesehen. Die mit den Koeffizienten  $\beta_1.. \beta_3$  gewichteten Integratorausgänge und der mit  $\beta_4$  gewichtete Ausgang des  $\Sigma\Delta$ -Modulators werden summiert auf einen Komparator gegeben. Die Signale a bis e zur Ansteuerung der Schalter für die Einstellung der Koeffizienten  $\beta_4$  und  $\delta$  werden mit Hilfe einer kombinatorischen Logik erzeugt. Als Eingangssignale stehen der Logik lediglich der Komparatorausgang und die nichtüberlappenden Taktsignale  $\Phi$  und  $\bar{\Phi}$  zur Verfügung. Um Aufwand, Verlustleistung und benötigte Fläche des Komparators bei gleichzeitig hoher Auflösung klein zu halten wird ein ebenfalls zeitdiskreter SC-Komparator verwendet, der in Anhang G dieser Arbeit beschrieben ist.

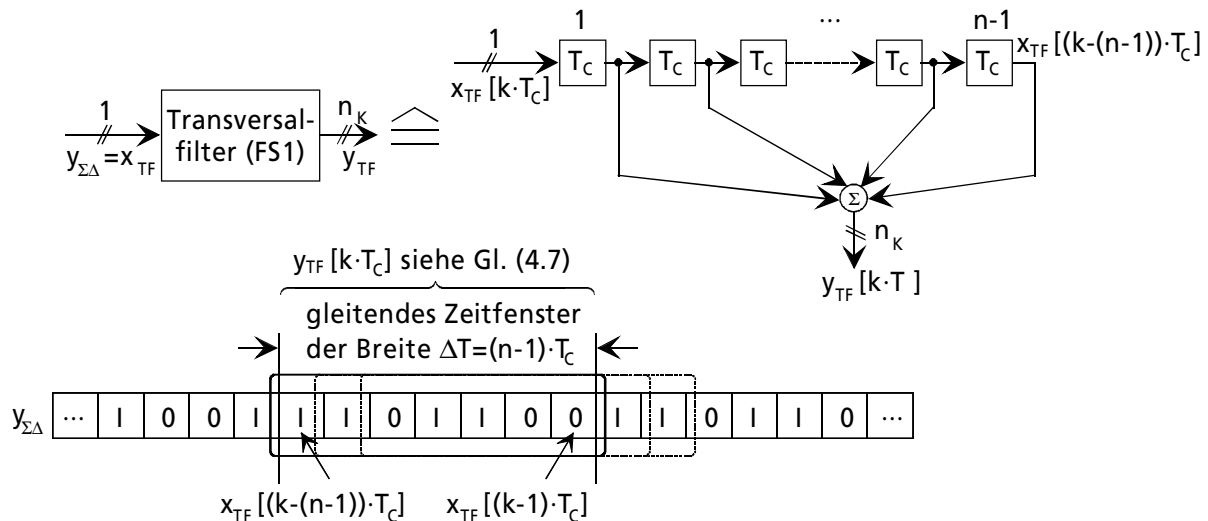
Abschließend ist das Spektrum des binären, pulshäufigkeitsmodulierten Datenstroms am Ausgang  $y_{\Sigma\Delta}$  des realisierten  $\Sigma\Delta$ -Modulators dritter Ordnung im nachfolgenden **Bild 4.6** gezeigt. Als Eingangssignal  $x$  wurde ein Sinus mit einer Frequenz  $f_{in}$  von 200Hz bei einer Abtastfrequenz  $f_c$  von 100kHz vorgegeben. Für die FFT wurde ein Datensatz von 32.768 Punkten verwendet, der zusätzlich wegen der endlichen Betrachtungslänge mit einem Hanning-Fenster gewichtet wurde. Für Eingangssignale bis zur maximal zulässigen Signalbandbreite  $f_B$  von 1kHz ergeben sich Auflösungen von mindestens 12bit.



**Bild 4.6** Simulation des Ausgangsspektrums ( $f_{in}=200\text{Hz}$ )

### 4.3.3 Adressgenerierung für Kennlinien-Speicher

Zur Adressierung des Kennlinien-Speichers muß, wie bereits im Kapitel 3.3.3 erwähnt, aus dem digitalen, pulshäufigkeitsmodulierten Ausgangssignal  $y_{\Sigma\Delta}$  des zuvor behandelten  $\Sigma\Delta$ -Modulators ein  $n_k$  bit breites Adresswort generiert werden, dessen Wortbreite mit der Anzahl  $n=2^{n_k}$  der im Kennlinien-Speicher vorhandenen Einträge verknüpft ist. Für diese Aufgabe verwenden wir ein digitales Transveralfilter auf FIR-Basis, das in **Bild 4.7** abgebildet ist.



**Bild 4.7** digitales Filter zur Adressgewinnung auf FIR-Basis

Zum Zeit  $t=k \cdot T_C$  wird die Summe über  $n-1$  zurückliegende Werte gebildet, d.h. das Ausgangssignal  $y_{TF}$  des in Bild 4.7 gezeigten Digitalfilters ist zur Zeit  $t=k \cdot T_C$  gegeben durch:

$$y_{TF}(k \cdot T_C) = \sum_{i=1}^{n-1} x_{TF}((k-i) \cdot T_C) \tag{4.6}$$

Transformiert man die in Gleichung (4.6) dargestellte Rekursionsformel in den z-Bereich, so ergibt sich die Übertragungsfunktion  $H_{TF}(z)$  des digitalen Filters gemäß der nachfolgenden Gleichung:

$$H_{TF}(z) = \frac{y_{TF}(z)}{x_{TF}(z)} = \sum_{i=1}^{n-1} z^{-i}, \tag{4.7}$$

die alternativ auch als eine gebrochen rationale Funktion von  $z$  ausgedrückt werden kann [64]. Hierzu wird die endliche Reihe aus Gleichung (4.7) durch die Differenz zweier unendlicher Reihen ausgedrückt:

$$H_{TF}(z) = \sum_{i=1}^{\infty} z^{-i} - \sum_{j=n}^{\infty} z^{-j} \tag{4.8}$$

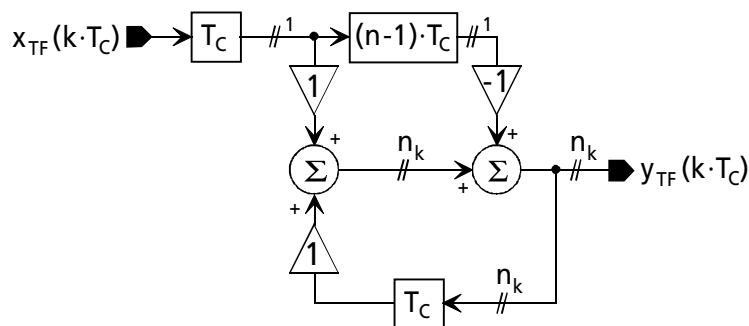
Durch die Substitution der Laufindizes  $i$  und  $j$  durch  $i=k+1$  und  $j=m+n$  sowie das gleichzeitige Herausziehen von  $z^{-1}$  können wir Gleichung (4.8) zu:

$$H_{TF}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} z^{-(k+1)} - \sum_{l=0}^{\infty} z^{-(l+n)} = z^{-1} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} z^{-k} - z^{-1} \cdot \sum_{l=0}^{\infty} z^{-l} \quad (4.9)$$

umschreiben. Bei den Summen der Übertragungsfunktion  $H_{TF}(z)$  aus Gleichung (4.9) handelt es sich um zwei geometrische Reihen, so daß sich durch Anwendung der Summenformel [76, 77] und einigen zusätzlichen Umformungen eine alternative Darstellung der Übertragungsfunktion in Form eines IIR-Filters finden läßt:

$$H_{TF}(z) = z^{-1} \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} - z^{-n} \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} = z^{-1} \cdot \frac{1-z^{-(n-1)}}{1-z^{-1}} \quad (4.10)$$

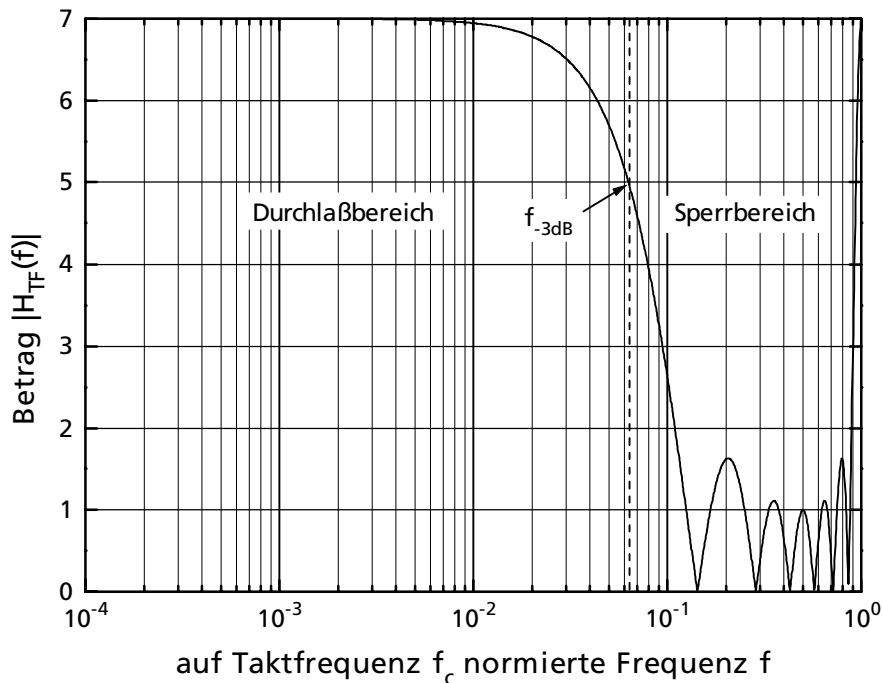
Somit kann alternativ das Filter für die Adressgenerierung des Kennlinien-Speichers gemäß **Bild 4.8** realisiert werden.



**Bild 4.8** digitales Filter zur Adressgewinnung auf IIR-Basis

In der Praxis wird jedoch häufig die Realisierung ohne Rekursion gemäß dem Bild 4.7 vorgezogen. Die äquivalenten Übertragungsfunktionen aus den Gleichungen (4.7) und (4.10) besitzen eine einfache Polstelle und eine  $(n-2)$ -fache Nullstelle. Wird die Übertragungsfunktion auf dem Einheitskreis der komplexen  $z$ -Ebene ausgewertet, so ergibt sich der Frequenzgang  $H_{TF}(e^{j\omega T_C})$  des Filters. Eine anschließende Betragsbildung ergibt den Amplitudengang:

$$|H_{TF}(f)| = (n-1) \cdot \left| \frac{\text{sinc}\left(\frac{2 \cdot f \cdot (n-1) \cdot T_C}{2}\right)}{d\left(\frac{2 \cdot f \cdot T_C}{2}\right)} \right| = \left| \frac{\left(\frac{2 \cdot f \cdot (n-1) \cdot T_C}{2}\right)}{\left(\frac{2 \cdot f \cdot T_C}{2}\right)} \right|$$



**Bild 4.9** Betrag des Amplitudenganges von  $|H_{TF}(f)|$

Die Frequenzen  $f_k$ , bei denen die Nullstellen des Amplitudenganges von  $|H_{TF}(f)|$  liegen, können aus der Gleichung (4.11) direkt abgelesen werden:

$$f_k = k \cdot \frac{f_c}{n-1} \quad \forall k=1,2,\dots,n-2. \quad (4.12)$$

Das Filter besitzt Tiefpaßcharakter, da die Nebenmaxima des Amplitudenganges bei zunehmender Frequenz mit  $1/f$  abnehmen. Entwickelt man Gleichung (4.11) in eine Reihe ( $\sin(x) \approx x - 1/6 \cdot x^3$  [77]), so kann für  $n \geq 2$  die -3dB-Eckfrequenz  $f_{-3dB}$  des Transversalfilters folgendermaßen berechnet werden:

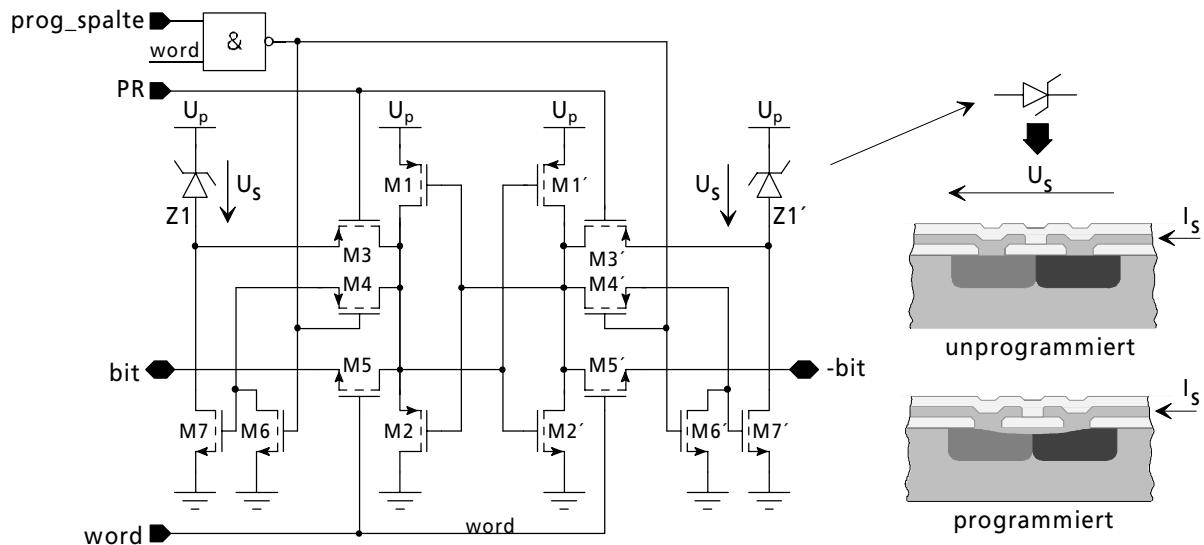
$$f_{-3dB}(n) \cong \sqrt{\frac{\sqrt{2}-1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{6}{\pi^2} \cdot \frac{1}{(n-1)^2 - 1/\sqrt{2}}} \cdot f_c \quad (4.13)$$

Die Eckfrequenz des Transversalfilters nimmt umgekehrt proportional mit der Anzahl  $n-1$  an verwendeten Verzögerungsgliedern ab. Sollte die Eckfrequenz durch die notwendige Anzahl an Verzögerungsgliedern kleiner als die maximale zu verarbeitende Signalfrequenz  $f_B$  werden, so kann sie durch eine erhöhte Taktfrequenz  $f_c$  wieder angehoben werden. Das Transversalfilter stellt keine wirksame Unterdrückung für das Quantisierungsrauschens dar, dessen Leistung aufgrund der Rauschübertragungsfunktion des  $\Sigma\Delta$ -Modulators in den Sperrbereich  $[f_B, f_c/2]$  verschoben wurde. An dieser Stelle ist Unterdrückung des Quantisierungsrauschens für den Interpolationsmechanismus sowieso unerwünscht, da es für das gewollte Hin- und Herspringen zwischen den Kennlinien-Einträgen verantwortlich ist. Das Transversalfilter dient an dieser Stelle lediglich zur Adressierung des Kennlinien-Speichers und legt über seine Wortbreite  $n_K$  gleichzeitig die Anzahl  $n=2^{n_K}$  an verwendeten Kennlinien-Einträgen fest.

### 4.3.4 Nichtflüchtige Speicherung in kombinierten RAM/PROM-Zellen

Für die nichtflüchtige Speicherung der zur Kompensation benötigten Einträge im Kennlinien-Speicher wurden kombinierte RAM/PROM-Zellen [78] entwickelt. Während der Kalibration fungieren die Speicherzellen als RAM, in der die benötigten Einstellungen reversibel abgelegt und falls erforderlich korrigiert werden können. Nach Abschluß der Kalibration können die ermittelten Kalibrationsinformationen nichtreversibel im Speicherbaustein abgelegt werden, indem die RAM-Zellen durch einen Brennvorgang in ROM-Zellen umgewandelt werden. Als nichtflüchtige Speicherelemente können Fuses oder Antifuses in den unterschiedlichsten Realisierungen verwendet werden. Hier wurden sog. Antifuses in Form von Zener-Zap-Dioden als nichtflüchtige Speicherelemente verwendet, da sich diese ohne Erweiterungen in einem CMOS-Standard-Prozeß herstellen lassen.

**Bild 4.10 a)** zeigt eine kombinierte RAM/PROM-Speicherzelle. Im RAM-Betriebsmodus sind über eine logische null an PR und prog\_spalte die Programmiertransistoren M7 und M7' gesperrt, und es existiert über M3 und M3' eine Verbindung zwischen den Antifuses und der RAM-Zelle, die aus zwei gegengekoppelten Invertern realisiert ist.



**Bild 4.10 a)** kombinierte RAM/PROM-Zelle mit Zener-Zap-Dioden

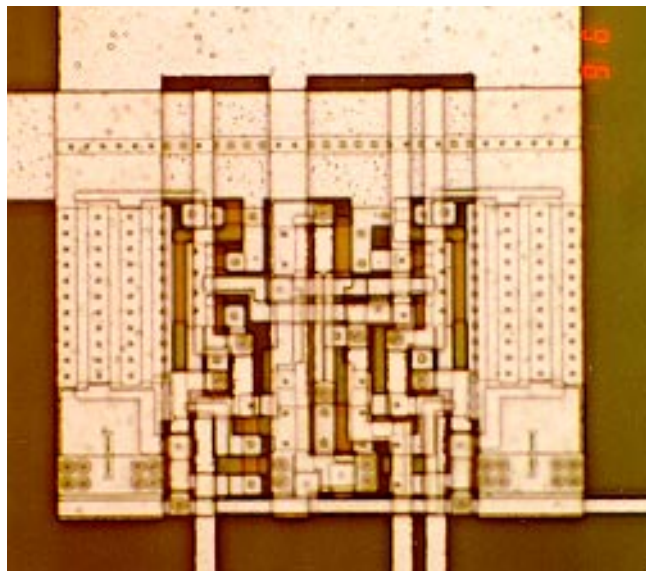
**b)** programmierte und unprogrammierte Zener-Zap-Diode im Querschnitt

Solange die Antifuses Z1 und Z1' noch nicht fest programmiert sind, d.h. einen hochohmigen Widerstand darstellen, kann die Zelle reversibel über die bit- und -bit-Leitungen programmiert werden. Bei einem Array von Speicherzellen dient die word-Leitung zur Selektierung des gespeicherten Datenwortes an einer ausdekodierten Adresse.

Bei der Festprogrammierung wird die Betriebsspannung  $U_p$  von 5V auf 12V angehoben. Zur Erhaltung des Speicherinhaltes aller Zellen wird über eine logische eins an PR die Verbindung zwischen den RAM-Zellen und den Zener-Zap-Dioden über die Transistoren M3 und M3' aufge-

trennt. Über die prog\_spalte- und word-Leitung wird die Zelle ausgewählt, die programmiert werden soll. Durch eine logische eins an den Pins prog\_spalte und word liegt das Gate von den Programmiertransistoren M7 und M7' der ausgewählten Zelle auf dem Potential der Ausgänge der gegengekoppelten RAM-Inverter. Auf der Seite, auf der der Ausgang des RAM-Inverters logisch eins war, wird der Programmiertransistor geöffnet, so daß die Zener-Zap-Diode durchbricht und sich ein Kurzschluß zur Betriebsspannung  $U_p$  hin ausbildet. Sobald die Zener-Zap-Diode durchgebrochen ist, wird die Betriebsspannung wieder auf ihren ursprünglichen Wert von 5V zurückgenommen.

Gleichzeitig werden die Programmiertransistoren über eine logische null an prog\_spalte gesperrt, und die Verbindung zwischen den Antifuses und der RAM-Zelle wird ebenfalls über eine logische null an PR wieder hergestellt. Nun zieht die kurzgeschlossene Zener-Zap-Diode den ihr zugeordneten Inverterausgang auf den logischen Pegel von eins und infolge der Mitkopplung den ihr gegenüberliegenden Inverterausgang auf den logischen Pegel von null. Die Zelle kann nun nicht mehr umprogrammiert werden, da sie nach versuchten Schreibaktionen immer wieder in den durch die kurzgeschlossene Zener-Zap-Diode bestimmten Zustand zurückfällt. **Bild 4.11** zeigt die Chipphotographie der zuvor beschriebenen kombinierten RAM/PROM-Speicherzelle.



**Bild 4.11** Chipphotographie der Speicherzelle

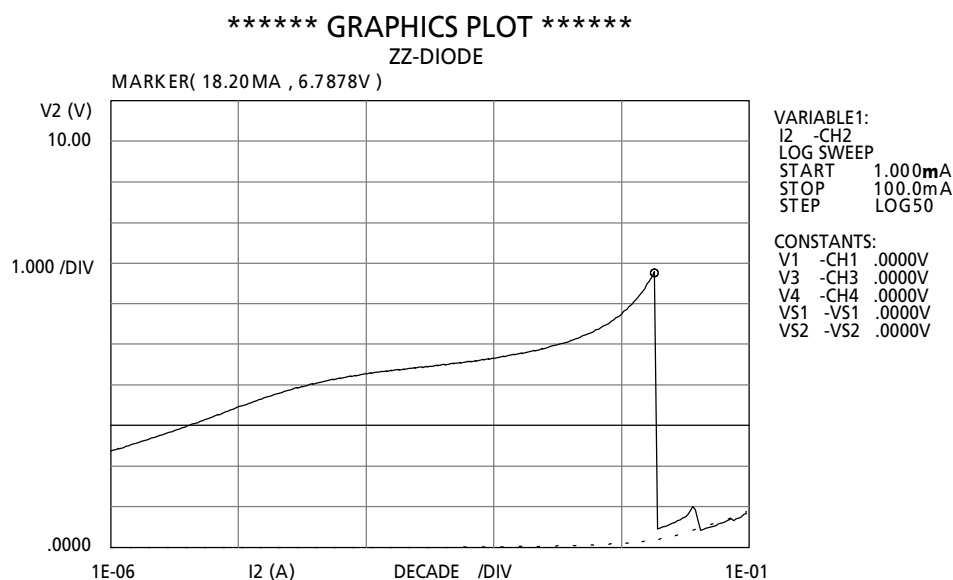
Bei den Zener-Zap-Dioden [79] handelt es sich um laterale pn-Dioden, die aus zwei aneinandergrenzenden und hochdotierten Implantationsgebieten geringer Schichtdicke bestehen. **Bild 4.10 b)** zeigt sowohl einen Querschnitt durch eine unprogrammierte als auch programmierte Diode.



Legt man eine hohe Spannung  $U_S$  in Sperrrichtung an die unprogrammierte Diode an, so steigt der Sperrstrom  $I_S$  stark an. Die kinetische Energie der Elektronen reißt jetzt Metallionen aus dem Kontaktlochgebiet heraus, die sich in dem pn-Übergang unter dem Oxid verteilen, solange bis sich eine leitende Verbindung zwischen den beiden Kontaktlöchern gebildet hat. Dieser Prozeß wird als Elektromigration bezeichnet. Normalerweise ist die Elektromigration ein unerwünschter Effekt, der hier jedoch zur Ausbildung einer leitenden Verbindung zwischen den Kontaktlöchern der Zener-Zap-Diode ausgenutzt wird.

Der Effekt der Elektromigration [80] kann über spezielle geometrische Layoutmaßnahmen der pn-Diode derart verstärkt werden, so daß sich die Lebensdauer [81] der Kontaktlöcher minimiert. Hat sich eine leitende Verbindung gemäß **Bild 4.10 b)** ausgebildet, so nimmt der Strom in Sperrrichtung abrupt zu, da der hohe Widerstand der Diode durch die entstandene Metallverbindung überbrückt wird.

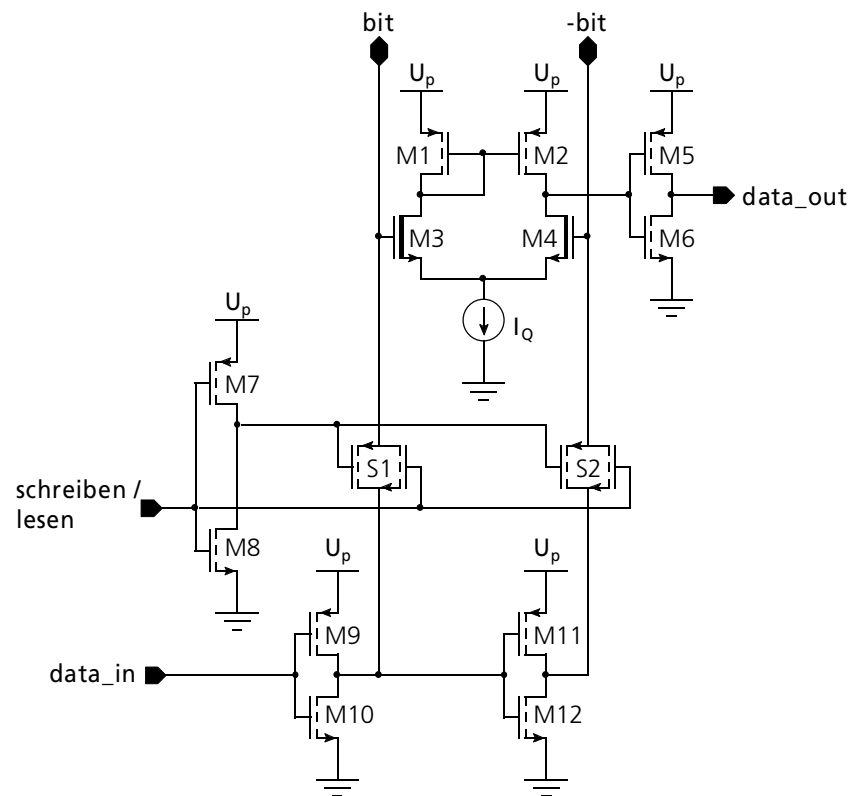
Die in **Bild 4.12** dargestellten Meßergebnisse zeigen die Kennlinie einer unprogrammierten Zener-Zap-Diode und zum Vergleich dazu die Kennlinie einer programmierten Zener-Zap-Diode, deren Layoutgeometrie nach speziellen Kriterien optimiert wurde [78]. Das Einsetzen des Lawinendurchbruchs zeigt sich bei etwa 4,5V. Ab dieser Spannung steigt der Strom stark an und bricht schließlich beim Erreichen des Programmierstroms von 18,2mA die Spannung von 6,8V durch den eintretenden Kurzschluß zusammen. Die Diode verhält sich im programmierten Zustand wie ein niederohmiger Widerstand. Die Chipfläche der Diode beträgt  $35,28\mu\text{m}^2$ .



**Bild 4.12** Kennlinie einer unprogrammierten und einer programmierten Zener-Zap-Diode

Zum Programmieren der in **Bild 4.10** beschriebenen Speicherzelle eignet sich der in **Bild 4.9** abgebildete Schreib-Lese-Verstärker. Bei einer Schreibaktion liegt die Steuerleitung schreiben/lesen auf einer logischen eins.

Dabei werden die Datenleitungen bit- und -bit über S1 und S2 auf den Schreibverstärker freigeschaltet, dessen Inverter den am Dateneingang data\_in anliegenden Wert über die bit- und -bit-Leitungen ins RAM transferieren. Diese Inverter besitzen jedoch eine viel größere Treiberfähigkeit als die mitgekoppelten Inverter der RAM-Zelle, um die vorliegenden Zustände ohne Probleme überschreiben zu können.



**Bild 4.13** Schreib-Lese-Verstärker für Speicherzelle

Bei einer Leseaktion liegt die Steuerleitung schreiben/lesen auf einer logischen null, so daß die bit und -bit Leitungen von den Invertern des Schreibverstärkers entkoppelt sind. Ein einfacher Differenzverstärker bestehend aus M1-M4 dessen Eingänge auf den bit- und -bit-Leitungen liegen, liest den Inhalt der selektierten RAM- oder PROM-Zelle aus. Ein nachfolgender Inverter dient abschließend zur Pegelanpassung und Erhöhung der Treiberfähigkeit des Datenausgangs data\_out.

### 4.3.5 Digital programmierbare SC-Verstärkerkette

Aufgabe des Abgleich ist es, sowohl bei Schwankungen der Sensorparameter als auch beim Einfluß von Störgrößen ein standardisiertes und von der Störgröße unabhängiges Ausgangssignal des Sensors sicherzustellen. Als Abgleichkriterium steht normalerweise nur das Ausgangssignal zur Verfügung, d. h. alle Änderungen der Einstellelemente sind darauf zu beziehen. Erschwerend kommt beim analogen Abgleich hinzu, daß die Einstellelemente nicht immer rückwirkungsfrei arbeiten. Um einen iterativen Abgleich zu vermeiden, müssen Schaltungen gefunden werden, die eine Einstellung vornehmen, ohne die bereits zuvor eingestellten Kennlinienparameter des Sensors zu verändern. Desweiteren sollten die eingestellten Kennlinienparameter in digitaler Form abspeicherbar sein. Häufige Anforderungen an die einstellbare Verstärkerkette sind:

- eine Nullpunktseinstellung,
- eine Einstellung der Grundverstärkung sowie
- ein störgrößenabhängiger Offset- und Empfindlichkeitsabgleich,

die alle von voneinander unabhängig veränderbar sein müssen. Aufgrund der Vielzahl von Aufgaben und der Forderung nach einer rückwirkungsfreien Einstellbarkeit, ohne die zuvor eingestellten Sensorparameter zu beeinflussen, wird eine Hintereinanderschaltung von mehreren SC-Verstärkern zu einer SC-Verstärkerkette verwendet. Ein weiterer Grund für die Kaskadierung von mehreren SC-Verstärkern ist, daß die nutzbare Bandbreite des verwendeten Operationsverstärkers mit zunehmender Gegenkopplung abnimmt, und das Einschwingverhalten auf den gewünschten Endwert bei zu kleiner Bandbreite nicht mehr gewährleistet werden kann. Eine einfache Faustformel für den maximalen Verstärkungsfaktor  $A_{\max}$  einer SC-Verstärkerstufe ergibt sich in Abhängigkeit von dem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt GBW des eingesetzten Operationsverstärkers und der verwendeten Taktfrequenz  $f_C$  des SC-Verstärkers zu:

$$A_{\max} = \frac{\text{GBW}}{5 \cdot f_C} \quad (4.14)$$

Bei einer Taktfrequenz von 250kHz und einem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt der verwendeten Operationsverstärker von 20-30MHz sind somit Verstärkungen von maximal 16-24 pro SC-Verstärkerstufe zulässig. Eine einstellbare Grundverstärkung im Bereich von 10..1000, wie sie oft von den Sensoranwendern gefordert wird, wäre somit mit einer einzelnen SC-Verstärkerstufe nicht realisierbar. **Bild 4.14** zeigt eine dreistufige SC-Verstärkerkette, mit der alle zuvor gestellten Anforderungen erfüllt werden können. An die Eingänge in+ und in- der SC-Verstärkerkette wird die Ausgangsgröße  $y_{S,1}$  bzw. die Ausgangsspannung  $U_S(\mu^*, \lambda^*)$  des ersten Sensors I angeschlossen. Um eine rückwirkungsfreie bzw. nichtiterative Einstellung aller Sensorparameter zu gewährleisten, muß in der ersten SC-Verstärkerstufe der Abgleich des Nullpunkts und des störgrößenabhängigen Offsets erfolgen.

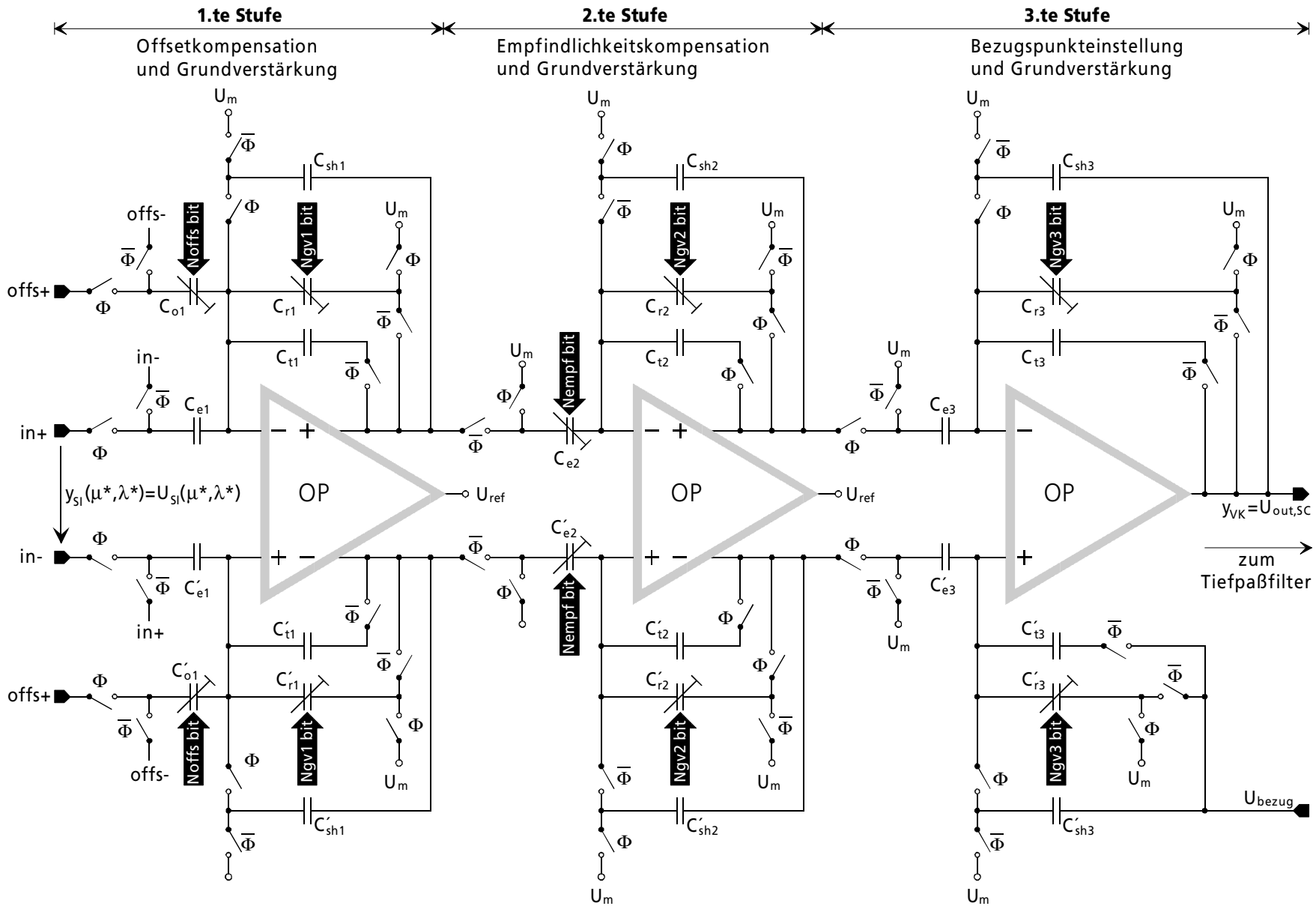


Bild 4.14 Schaltbild der digital programmierbaren SC-Verstärkerkette

Mit Hilfe einer sich anschließenden zweiten Stufe wird die störgrößenabhängige Empfindlichkeit abgeglichen. Da diese ersten beiden Stufen wegen einer größeren Störuneempfindlichkeit einen differentiellen Signalpfad aufweisen, konvertiert die dritte und letzte SC-Verstärkerstufe das differentielle Signal in ein potentialbezogenes Signal. Als Bezugspunkt dient die Spannung  $U_{\text{bezug}}$ . Weiterhin kann in allen drei Verstärkerstufen eine Grundverstärkung eingestellt werden. Bei den Einstellelementen handelt es sich jeweils um binär gewichtete Kondensatorarrays, die über digitale Steuerleitungen (Noffs, Nempff, Ngv1..Ngv3) programmierbar sind.

Alle drei Verstärkerstufen arbeiten nach dem Prinzip des kapazitiven Rücksetzens zur Reduzierung der Anforderungen an die verwendeten Operationsverstärker bzgl. der Slew-Rate SR und der Leerlaufverstärkung  $A_{V_{\text{VO}}}$ , da der Verstärkungsfehler nur noch mit  $1/A_{V_{\text{VO}}}^2$  in die Übertragungscharakteristik des SC-Verstärkers eingeht [82]. Weiterhin wird in jeder SC-Verstärkerstufe der Offset und das niederfrequente  $1/f$ -Rauschen der Operationsverstärker durch das Prinzip der korrelierten Doppelabtastung maximal mit seiner eigenen Leerlaufverstärkung  $A_{V_{\text{VO}}}$  unterdrückt [83]. Stammen die Daten für die Einstellungen des programmierbaren Kondensatorarrays aus dem Kennlinien-Speicher, so erfolgt eine Modulation des zu verstärkenden Sensorsignals  $U_{S,I}(\mu^*, \lambda^*)$  mit der störgrößenabhängigen Nichtlinearität der abgespeicherten Kennlinie. Wie bereits zuvor in Kapitel 3 gesehen, enthält der Ausgang der einzelnen SC-Verstärker Quantisierungsrauschen im Sperrbereich des im  $\Sigma\Delta$ -Modulators enthaltenen Schleifenfilters. Um die Leistung der in den Sperrbereich verschobenen Rauschanteile bereits am Ausgang des zur Modulation benutzten SC-Verstärkers zu unterdrücken, ist es außerordentlich sinnvoll, eine Bandbegrenzung oberhalb der maximal zulässigen Signalfrequenz  $f_{-3\text{dB}}$  in jede SC-Verstärkerstufe einzubauen (siehe dazu Anhang H). Für die Dimensionierung der Tiefpaßkapazität  $C_t$  einer SC-Verstärkerstufe kann bei Vorgabe der Rückkoppelkapazität  $C_r$  sowie der Takt- und Signalfrequenz  $f_C$  und  $f_{-3\text{dB}}$  die nachfolgende Gleichung verwendet werden:

$$C_t = C_r \cdot \frac{f_C - \pi \cdot f_{-3\text{dB}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{-3\text{dB}}} \quad (4.15)$$

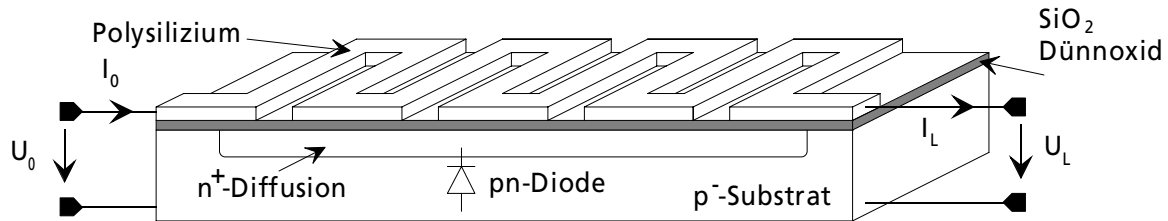
Hierbei muß jedoch beachtet werden, daß die Haltekapazität  $C_{\text{sh}}$  der SC-Verstärkerstufe viel größer als die Tiefpaßkapazität  $C_t$  sein sollte, damit das gewünschte Verhalten des kapazitiven Rücksetzens nicht zerstört wird. Zusätzlich wird durch die vor der halben Taktfrequenz  $f_C/2$  einsetzende Tiefpaßcharakteristik eine verbesserte Unterdrückung - speziell für die höherfrequenten Anteile - des Rauschleistungsdichtespektrums der verwendeten Operationsverstärker erzielt. Das noch am Ende der SC-Verstärkerkette im Ausgangsspektrum  $U_{\text{out,SC}}$  verbliebene Quantisierungsrauschen wird über ein nachfolgendes, zeitkontinuierliches Tiefpaßfilter unterdrückt. Gleichzeitig wandelt das verwendete Filter das zeitdiskrete Ausgangssignal  $U_{\text{out,SC}}$  in ein analoges Signal um. Hierzu können die nachfolgend beschriebenen analogen Dezimations- bzw. Glättungsfiler mit verteilten RC-Elementen verwendet werden.

### 4.3.6 Interpolationsfilter mit verteilten RC-Elementen

Da die Nullpunkts- und Verstärkungseinstellungen der digital programmierbaren SC-Verstärkerkette ständig mit der Abtastfrequenz  $f_C$  des  $\Sigma\Delta$ -Modulators  $M$ -ter Ordnung umgeschaltet werden, ändert sich dementsprechend mit derselben Frequenz die Spannung am Ausgang  $y_{VK}$  gemäß ihrer realisierten Übertragungsfunktion. Damit sich jedoch am Systemausgang  $y_A$  eine mittlere Spannung innerhalb einer der Sensor-Bandbreite  $f_B$  entsprechenden Zeit einstellt, muß das ursprünglich im Sperrbereich  $[f_B, f_C/2]$  mit  $M \cdot 20\text{dB/Dekade}$  ansteigende Quantisierungsrauschen derart unterdrückt werden, daß es über der Frequenz  $f$  nicht mehr ansteigen kann (siehe hierzu auch Bild 3.14, Spektrum am Ausgang  $y_A$ ). Das für die ständige Änderung der Spannung zuständige Quantisierungsrauschen kann über einen sog. Interpolationsfilter mit Tiefpaßcharakter beseitigt werden. Zusätzlich müssen die aufgrund der Abtastung des Meßsignals  $y_{S,I}$  entstandenen Seitenbänder von dem des korrigierten Basisbandes getrennt werden, um die ursprüngliche Meßwertinformation nicht zu verfälschen. Die Anforderungen an die Übertragungsfunktionen dieser Filter liegen somit auf der Hand. Zum einen wird ein möglichst flacher Verlauf im Durchlaßbereich  $[0, f_B]$  gefordert, um die Meßwertinformation nicht unnötig zu verfälschen. Zum anderen muß das Quantisierungsrauschen im Sperrbereich  $[f_B, f_C/2]$  derart unterdrückt bzw. gedämpft werden, daß es über der Frequenz  $f$  nicht mehr ansteigt. Basierend auf den Untersuchungsergebnissen von Candy [63] muß für eine erfolgreiche Unterdrückung des Quantisierungsrauschens die Ordnung  $M_{TP}$  des Tiefpaßfilters mindestens mit der Ordnung  $M$  des verwendeten  $\Sigma\Delta$ -Modulators übereinstimmen. Reicht die Ordnung  $M_{TP}$  des Tiefpaßfilters nicht aus, um die Seitenbänder ausreichend zu unterdrücken, so muß die Ordnung des Filters weiter erhöht werden.

Eine häufig für diese Art von Filterstufen verwendete Struktur ist das sog. Sallen-Key-Tiefpaßfilter. Mit dieser Struktur können aktive Filter bis maximal dritter Ordnung mit nur einem einzigen Operationsverstärker aufgebaut werden [84]. Je nach Filterordnung  $M_{TP}$  fällt der Betrag der Übertragungsfunktion bei der Verwendung von konzentrierten Bauelementen hinter der  $-3\text{dB}$ -Eckfrequenz  $f_{-3\text{dB}}=f_B$  mit  $M_{TP} \cdot 20\text{dB}$  pro Dekade ab. Extrem kleine Überabtastraten während der zeitdiskreten Signalverarbeitung können bei der anschließenden Filterung zu dem Problem führen, daß die Dämpfung nicht schnell genug ihren geforderten Endwert erreicht. Ein steilerer Abfall der Dämpfung kann durch die Verwendung von verteilten RC-Elementen erzielt werden, ohne dabei den Bedarf an Chipfläche zu erhöhen [85]. **Bild 4.15** zeigt einen Querschnitt der zuvor erwähnten RC-Komponente mit verteilten Elementen. Die Deckelektrode besteht dabei aus einem meanderförmig strukturiertem Material aus Polysilizium, das über ein Dünnoxid von einer niederohmigen Gegenelektrode isoliert ist.

Die niederohmige Gegenelektrode wird über eine n<sup>+</sup>-Implantation in einem p<sup>-</sup>-Substrat hergestellt, die zudem über die entstandene und in Sperrrichtung gepolte pn-Diode vom p<sup>-</sup>-Substrat isoliert ist.



**Bild 4.15** Querschnitt durch ein verteiltes RC-Element

Die Zusammenhänge zwischen den Spannungen bzw. den Strömen an den Ein- und Ausgängen eines verteilten RC-Elementes bestimmter Länge können über die Theorie homogener Leitungen berechnet werden [86]. Für die Kettenmatrix  $\mathbf{K}_v$  eines verteilten RC-Elements der Länge L gilt folgender Zusammenhang:

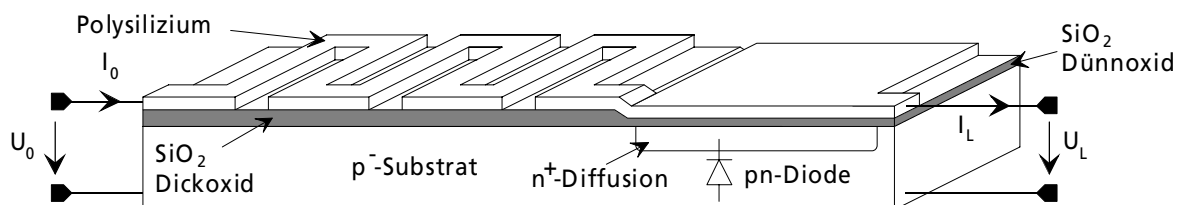
$$\begin{pmatrix} U_0 \\ I_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) & \frac{k_1}{W \cdot \sqrt{s}} \cdot \sinh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) \\ \frac{W \cdot \sqrt{s}}{k_1} \cdot \sinh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) & \cosh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_L \\ I_L \end{pmatrix} = \mathbf{K}_v \cdot \begin{pmatrix} U_L \\ I_L \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

mit den Technologiekonstanten  $k_1 = \sqrt{R_{sq} / C'_{ox}}$  und  $k_2 = \sqrt{R_{sq} \cdot C'_{ox}}$ ,

wobei s die komplexe Frequenz,  $R_{sq}$  der Squarewiderstand des meanderförmig strukturierten Deckmaterials und  $C'_{ox}$  der flächenbezogene Kapazitätsbelag ist. Da der Designer auf die Technologiekonstanten  $k_1$  und  $k_2$  keinen Einfluß hat, können für das Einstellen benötigter Zeitkonstanten lediglich die Designparameter W und L des RC-Elementes verändert werden.

Auch für das konzentrierte RC-Element in **Bild 4.16** kann eine Kettenmatrix  $\mathbf{K}_k$  angegeben werden, die die Zusammenhänge zwischen den Spannungen und Strömen an den Ein- und Ausgängen gemäß folgender Gleichung beschreibt:

$$\begin{pmatrix} U_0 \\ I_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + s \cdot R \cdot C & R \\ s \cdot C & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_L \\ I_L \end{pmatrix} = \mathbf{K}_k \cdot \begin{pmatrix} U_L \\ I_L \end{pmatrix} \quad (4.17)$$



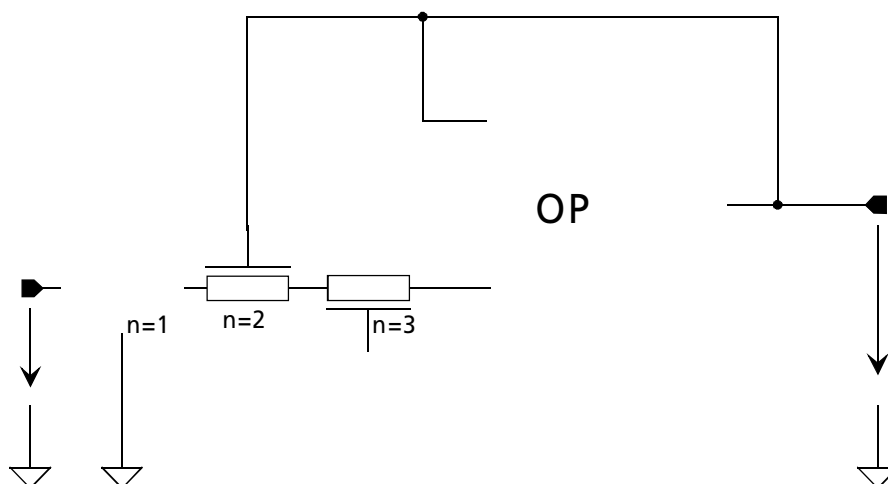
**Bild 4.16** Querschnitt durch ein konzentriertes RC-Element

Die Kettenmatrizen der Gleichungen (4.16) und (4.17) können für die Bestimmung der Übertragungsfunktion  $H_v(s)$  des verteilten und  $H_k(s)$  des konzentrierten RC-Elementes herangezogen werden. Der Kettenparameter  $K_{11}$  steht dabei für die reziproke Leerlauf-Spannungs-Übertragungsfunktion:

$$H_v(s) = \frac{U_L}{U_0} \Big|_{I_L=0} = \frac{1}{K_{11}} = \frac{1}{\cosh(\sqrt{\tau_v} \cdot s)}; \quad H_k(s) = \frac{U_L}{U_0} \Big|_{I_L=0} = \frac{1}{K_{11}} = \frac{1}{1 + \tau_k \cdot s} \quad (4.18)$$

Ein Vergleich der Übertragungsfunktion eines verteilten RC-Elementes mit einem RC-Glied aus konzentrierten Bauelementen ergibt, daß die Zeitkonstante  $\tau_v = L^2 \cdot R_{SQ} \cdot C'_{ox}$  des verteilten Bauelementes, die sich aus der Lage des ersten dominanten Pols ergibt, um den Faktor  $\pi^2/4$  größer ist als die Zeitkonstante  $\tau_k = R \cdot C$  bei Verwendung eines RC-Gliedes mit konzentrierten Bauelementen [85, 87]. Aufgrund der hyperbolischen Cosinus-Funktion im Nenner der Übertragungsfunktion besitzt das verteilte RC-Element im Gegensatz zum konzentrierten RC-Glied unendlich viele Polstellen, wodurch die Dämpfung mit zunehmender Frequenz stark ansteigt. Somit eignen sich diese verteilten RC-Elemente für den Einsatz in Filtern, dessen Dämpfung im Sperrbereich sehr stark ansteigen muß, um eine große Selektivität zwischen dem Basisband und den Seitenbändern zu erzielen [87].

Da im weiteren Verlauf dieses Kapitels bei den Realisierungsbeispielen (Kapitel 4.4) aufgrund ihrer hervorragenden Interpolationseigenschaften ausschließlich  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren 3.ter Ordnung zum Einsatz kommen, soll im nachfolgenden die Realisierung eines Interpolationsfilter 3.ter Ordnung mit einer Sallen-Key-Struktur gemäß **Bild 4.17** vorgestellt werden.





der verteilten RC-Elemente ist der kapazitive Abgriff jedoch mit dem Ausgang  $U_{\text{out}}$  des Filters verbunden. Die Übertragungsfunktion  $H_{\text{LPF}}(s)$  des verteilten RC-Tiefpaßfilters ergibt sich zu:

$$H_{\text{LPF}}(s) = \frac{1}{B_1 \cdot [C_2 \cdot (A_3 - 1) + A_2 \cdot C_3] + A_1 \cdot [A_2 \cdot (A_3 - 1) + B_2 \cdot C_3 + 1]} \quad (4.19)$$

mit:  $A_n = \cosh(l_n \cdot k_2 \cdot \sqrt{s})$ ,  $B_n = \frac{-k_1}{w_n \cdot \sqrt{s}} \sinh(l_n \cdot k_2 \cdot \sqrt{s})$  und:  $C_n = \frac{-w_n \cdot \sqrt{s}}{k_1} \sinh(l_n \cdot k_2 \cdot \sqrt{s})$  (4.20)

Üblicherweise wird beim klassischen Polynom-Filterentwurf der Nenner der erhaltenen Übertragungsfunktion mit einem charakteristischen Polynom  $P(s)$ :

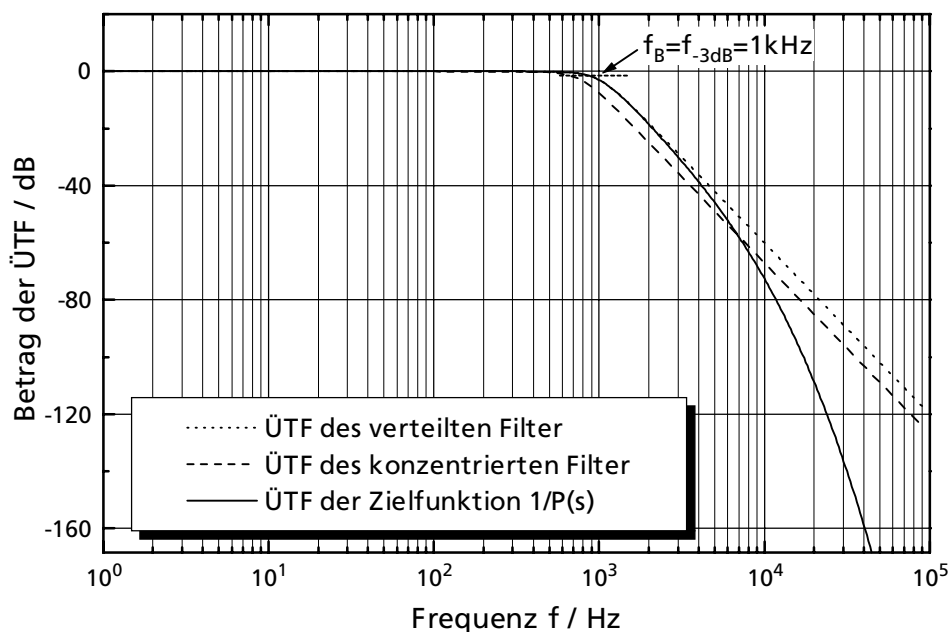
$$P(s) = \prod_i \left( 1 + a_i \cdot \left( \frac{s}{2\pi f_g} \right) + b_i \cdot \left( \frac{s}{2\pi f_g} \right)^2 \right) \quad (4.21)$$

verglichen. Die Koeffizienten dieses Polynoms sind für verschiedene Ordnungen und unterschiedliche Filtercharakteristiken aus speziellen Tabellenwerken der Literatur [88] zu entnehmen. Bedingt durch die hyperbolischen Funktionen in der resultierenden Übertragungsfunktion  $H_{\text{LPF}}(s)$  des verteilten Filters ist es jedoch unmöglich eine gewünschte Filtercharakteristik (z.B. Bessel, Butterworth oder Tschebyscheff) mit der zuvor beschriebenen Methode gezielt einzustellen. Um jedoch die klassische Methode weiterhin anwenden zu können, wird das verteilte RC-Element für Dimensionierungszwecke zeitweilig durch eine T-Ersatzschaltung aus konzentrierten RC-Elementen ersetzt. Die konzentrierten Elemente R und C benutzen dabei dieselben Designparameter W und L wie die verteilten RC-Elemente. Damit sich jedoch beim Austauschen der konzentrierten Elemente durch ihre verteilten Elemente die gewünschte Filtercharakteristik im Durchlaßbereich unterhalb der -3dB-Eckfrequenz einstellt, müssen modifizierte Koeffizienten [89] laut der nachfolgenden **Tabelle 4.1** verwendet werden.

**Tabelle 4.1** modifizierte Koeffizienten zur Berechnung verteilter Tiefpaßfilter 3.ter Ordnung

Filter Charakteristik	Koeffizient $a_1$	Koeffizient $b_1$	Koeffizient $a_2$	Koeffizient $b_2$
Aperiodisch	0,839	0,000	0,951	0,386
Bessel	1,092	0,000	1,078	0,810
Butterworth	1,371	0,000	1,257	1,666
Tschebyscheff (0,5dB)	2,332	0,000	1,096	2,072
Tschebyscheff (1dB)	2,669	0,000	1,046	2,100
Tschebyscheff (2dB)	3,307	0,000	0,970	2,126
Tschebyscheff (3dB)	3,899	0,000	0,918	2,135

**Bild 4.18** zeigt die Übertragungsfunktion eines verteilten Tiefpaßfilters mit Butterworth-Charakteristik und einer -3dB-Eckfrequenz von 1kHz, das bei einem der später behandelten Realisierungsbeispielen aus Kapitel 4.4 verwendet wird. Zum Vergleich dazu ist in dieses Bild ebenfalls die Übertragungsfunktion eines Tiefpaßfilters aus konzentrierten Elementen mit einer identischen Eckfrequenz eingezeichnet. Zusätzlich ist die Zielfunktion  $1/P(s)$  für die Dimensionierung des verteilten Filters mit Hilfe von konzentrierten Elementen gezeigt, die durch das charakteristische Polynom  $P(s)$  und den modifizierten Koeffizienten aus der **Tabelle 4.1** beschrieben wird.

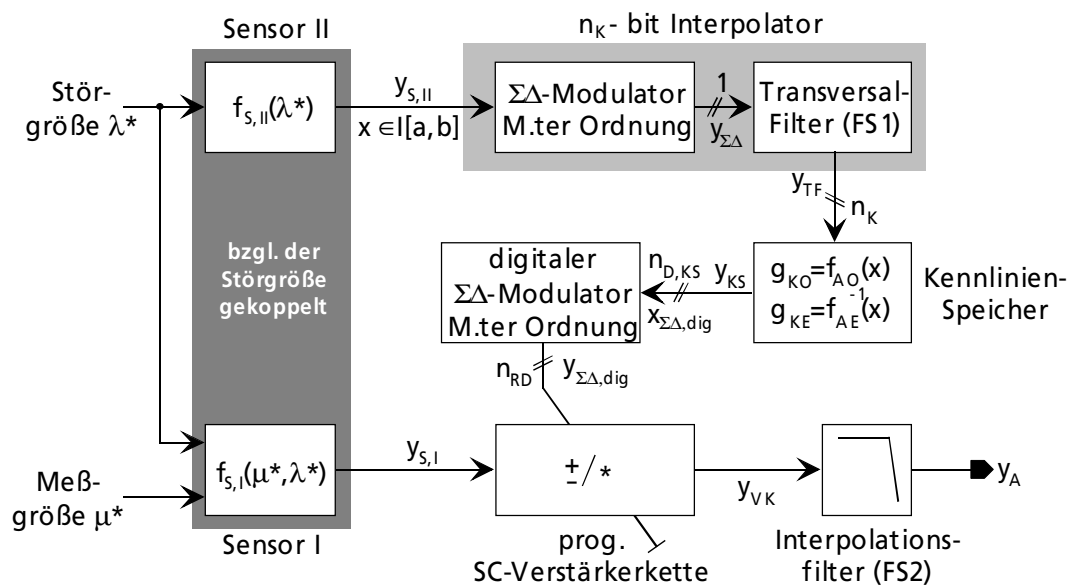


**Bild 4.18** berechnete Übertragungsfunktion mit eingestellter Butterworth-Charakteristik

Beim Einsatz von verteilten RC-Elementen ist bei Filtern mit Butterworth-Charakteristik die erzielte Dämpfung im Sperrbereich bereits nach  $1\frac{1}{2}$  Dekaden hinter der -3dB-Eckfrequenz um 80dB größer, als beim Einsatz konzentrierter RC-Elemente. Filter mit verteilten RC-Elementen besitzen neben einem steileren Anstieg der Dämpfung im Sperrbereich zusätzlich eine größere Störsignalunterdrückung [85, 87]. Die beim konzentrierten Filter kapazitiv über das Substrat in die Widerstände eingekoppelten Störsignale werden hier durch den Abschirmungseffekt der unmittelbar darunterliegenden und niederohmig mit Masse verbundenen  $n^+$ -Elektrode vermindert. Zudem wird das Übersprechen zwischen unmittelbar benachbarten Widerstandsbahnen der meanderförmig strukturierten Deckelektrode des verteiltes RC-Elements über eine bessere Feldverteilung reduziert. Lediglich die  $n^+$ -Elektrode des mittleren auf den Ausgang zurückgekoppelten RC-Elements ist nicht direkt niederohmig mit Masse verbunden. Als Widerstand nach Masse liegt noch der Ausgangswiderstand des verwendeten Operationsverstärkers. Für eine möglichst geringe Störeinkopplung sollte aus diesem Grund der Ausgang so niederohmig wie möglich ausgelegt sein.

### 4.3.7 Reduzierung der Chipfläche bei Systemen mit hohen Genauigkeitsanforderungen

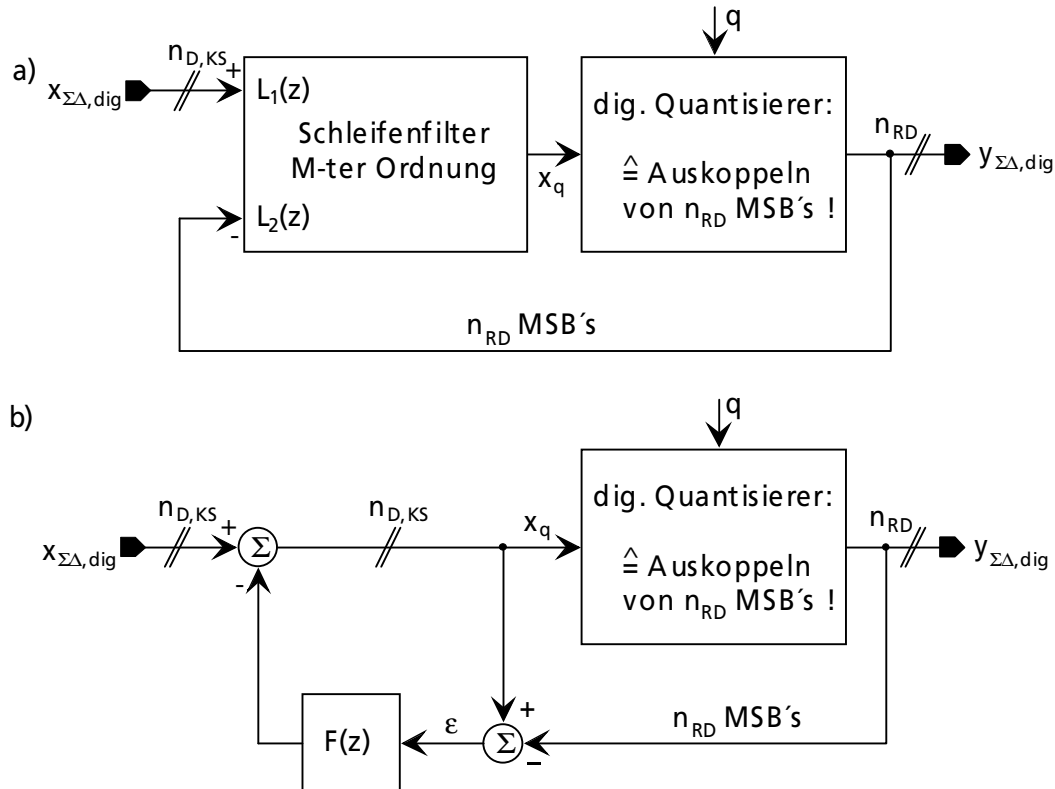
Da die Einstellelemente der digital programmierbaren SC-Verstärkerkette in Kapitel 4.3.5 aus binär gewichteten Kondensatorarrays bestehen, verdoppelt sich der Flächenbedarf bei jeder Erhöhung der Einstellgenauigkeit um ein bit. Infolge dessen verdoppelt sich mit jedem zusätzlichen bit die maximale kapazitive Belastung der verwendeten Operationsverstärker. Da einstufige Operationsverstärker zum Einsatz kommen, nimmt durch die zunehmende kapazitive Belastung das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt GBW ab und die Anforderungen an die Anstiegsgeschwindigkeit SR nehmen zu. Für Einstellgenauigkeiten größer als 8bit reduziert man daher die Wortbreite  $n_D$  der aus dem Kennlinien-Speicher stammenden Daten über eine digitale Pulshäufigkeitsmodulation gemäß dem nachfolgenden **Bild 4.19**. Damit beim Reduzieren der Wortbreite keine großen Fehler innerhalb der Sensorsignalbandbreite auftreten, können hier wieder Rauschformungsverfahren - wie beispielsweise die  $\Sigma\Delta$ -Modulation - Anwendung finden. Nach der digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulation der Kennliniendaten steht ein  $n_{RD}$  bit breites Wort mit  $n_{RD} < n_{D,KS}$  für die Einstellung der programmierbaren SC-Verstärkerkette zur Verfügung, ohne an Einstellgenauigkeit zu verlieren.



**Bild 4.19** Einsatz von digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren zur Reduzierung der Datenwortbreite für die Einstellung der digital programmierbaren SC-Verstärkerkette

Die Realisierung eines digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulators kann unmittelbar aus der bekannten Struktur eines analogen  $\Sigma\Delta$ -Modulators abgeleitet werden. Eine allgemein übliche Form eines digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulators ist in **Bild 4.20 a)** zu sehen [66]. Der Modulator besteht aus einem digitalen Schleifenfilter und einem digitalen Quantisierer, der das Auskoppeln von den höchstwertigsten bits  $n_{RD}$  übernimmt.

Die Differenz zwischen dem rückgekoppelten  $n_{RD}$  bit breiten Ausgang  $y_{\Sigma\Delta,dig}$  und dem  $n_{D,KS}$  bit breiten Eingang  $x_{\Sigma\Delta,dig}$  gelangt über das digitale Schleifenfilter auf den Eingang  $x_q$  des digitalen Quantisierers.



**Bild 4.20 a)** allg. übliche Struktur eines digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulators M-ter Ordnung  
**b)** alternative Struktur eines digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulators M-ter Ordnung

Die Signal- und Rauschübertragungsfunktionen  $H_{STF}(z)$  und  $H_{NTF}(z)$  des digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulators ergeben sich entsprechend dem analogen Modulator zu:

$$H_{STF}(z) = \frac{L_1(z)}{1+L_2(z)} \quad (4.22)$$

und:

$$H_{NTF}(z) = \frac{1}{1+L_2(z)}. \quad (4.23)$$

Für diese Art des digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulators sind ähnlich wie beim analogen  $\Sigma\Delta$ -Modulator die unterschiedlichsten Realisierungsformen denkbar. Einige dieser Realisierungsformen sind in [66] nachzulesen. Eine alternative Struktur, die besonders bei Modulatoren höherer Ordnung M eine einfachere Realisierung zuläßt, ist schematisch in **Bild 4.20 b)** gezeigt. Bei dieser Struktur wird anstelle der Ausgangs  $y_{\Sigma\Delta,dig}$ , der Fehler  $\epsilon$  zwischen dem Ein- und Ausgang des digitalen Quantisierers über ein digitales Filter  $F(z)$  M-ter Ordnung auf den Eingang  $x_{\Sigma\Delta,dig}$  zurückgekoppelt.

Eine Analyse im z- Bereich ergibt für den Ausgang  $y_{\Sigma\Delta,dig}(z)$  des Modulators:

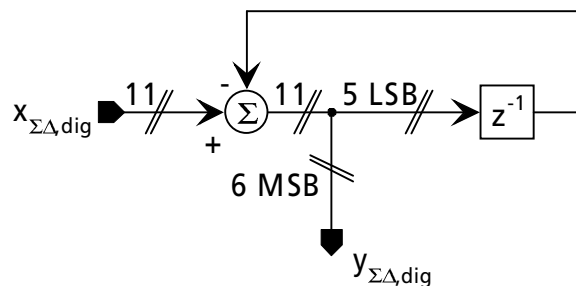
$$\begin{aligned} y_{\Sigma\Delta,dig}(z) &= x_{\Sigma\Delta,dig}(z) + (1-F(z)) \cdot q(z) \\ &= x_{\Sigma\Delta,dig}(z) \cdot H_{STF}(z) + H_{NTF}(z) \cdot q(z) \end{aligned} \quad (4.24)$$

Die Signal- und Rauschübertragungsfunktionen ergeben sich somit zu:

$$H_{STF}(z) = 1 \quad (4.25)$$

$$\text{und:} \quad H_{NTF}(z) = 1 - F(z). \quad (4.26)$$

Interessant zu bemerken, daß sich bereits im einfachsten Fall einer Verzögerung mit  $F(z)=z^{-1}$  eine Rauschunterdrückung erster Ordnung mit 20dB/Dekade ergibt. **Bild 4.21** zeigt einen digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulator, der auf dem zuvor beschriebenen Prinzip basiert. In dem gezeigten Beispiel wird ein 11 bit breites Eingangswort auf eine Wortbreite von 6 bit reduziert. Das zurückgekoppelte Fehlersignal  $\varepsilon$  wird durch eine einfache Verzögerung der 5LSB's erzielt, die nach dem Auskoppeln der höchstwertigsten bit übrig bleiben. Um einen Überlauf des Addierers zu vermeiden muß entweder der gültige Eingangsbereich von  $x_{\Sigma\Delta,dig}$  begrenzt werden, oder die interne Verarbeitungswortbreite erhöht werden.

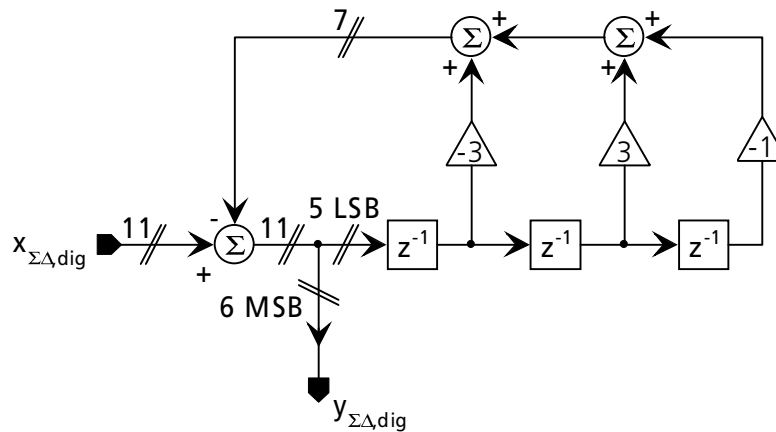


**Bild 4.21** digitaler  $\Sigma\Delta$ -Modulator 1.ter Ordnung (11bit  $\rightarrow$  6bit)

Erhöht man die Ordnung  $M$  der Filterfunktion  $F(z)$ , so wird im Durchlaßbereich des Filters vermehrt Rauschleistung unterdrückt, was unweigerlich zu einer Erhöhung der Auflösung führt. Wird als Übertragungsfunktion des digitalen Filters:

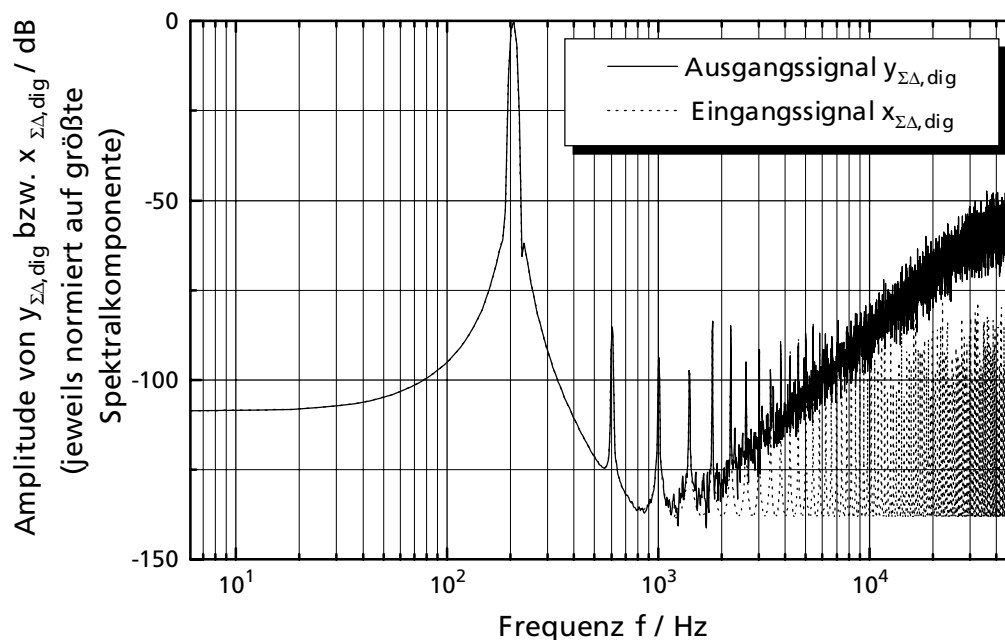
$$F(z) = (1 - z^{-1})^3 \quad (4.27)$$

verwendet, kann ein  $\Sigma\Delta$ -Modulator dritter Ordnung nach **Bild 4.22** mit einer Rauschunterdrückung von 60dB/Dekade realisiert werden. Die Koeffizienten des verwendeten FIR-Filters ergeben sich zu -3, 3 und -1. Da intern nur mit der maximalen Eingangswortbreite von 11bit gerechnet wird, muß der Eingangssignalebene im hier vorliegenden Beispiel auf 224..1824 begrenzt werden, um einen Überlauf des Addierers zu vermeiden. Um Aliasingeffekte zu vermeiden, wird der digitale  $\Sigma\Delta$ -Modulator mit einer Taktfrequenz  $f_C$  betrieben, die identisch mit der Zugriffsfrequenz auf den Kennlinien-Speichers ist.



**Bild 4.22** digitaler  $\Sigma\Delta$ -Modulator 3.ter Ordnung (11bit  $\rightarrow$  6bit)

**Bild 4.23** zeigt die Spektren des Ein- und Ausgangssignals  $x_{\Sigma\Delta,dig}$  und  $y_{\Sigma\Delta,dig}$  des digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulators, der mit einer Taktfrequenz  $f_C$  von 100kHz betrieben wurde. Als Eingangssignal wurde ein 11 bit digitalisierter Sinus mit einer Frequenz von 200Hz verwendet. Die Verzerrungen im Spektrum des Eingangssignals  $x_{\Sigma\Delta,dig}$  sind auf die Digitalisierung zurückzuführen. Deutlich zu erkennen ist, daß das 6 bit breite Ausgangssignal  $y_{\Sigma\Delta,dig}$  bis zu einer Frequenz  $f$  von ungefähr 1kHz mit der Auflösung des Eingangssignals  $x_{\Sigma\Delta,dig}$  übereinstimmt. Ab dieser Frequenz steigt das Rauschens mit den für die Rauschübertragungsfunktion  $H_{NTF}$  eines digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulators 3.ter Ordnung typischen 60dB/Dekade an.



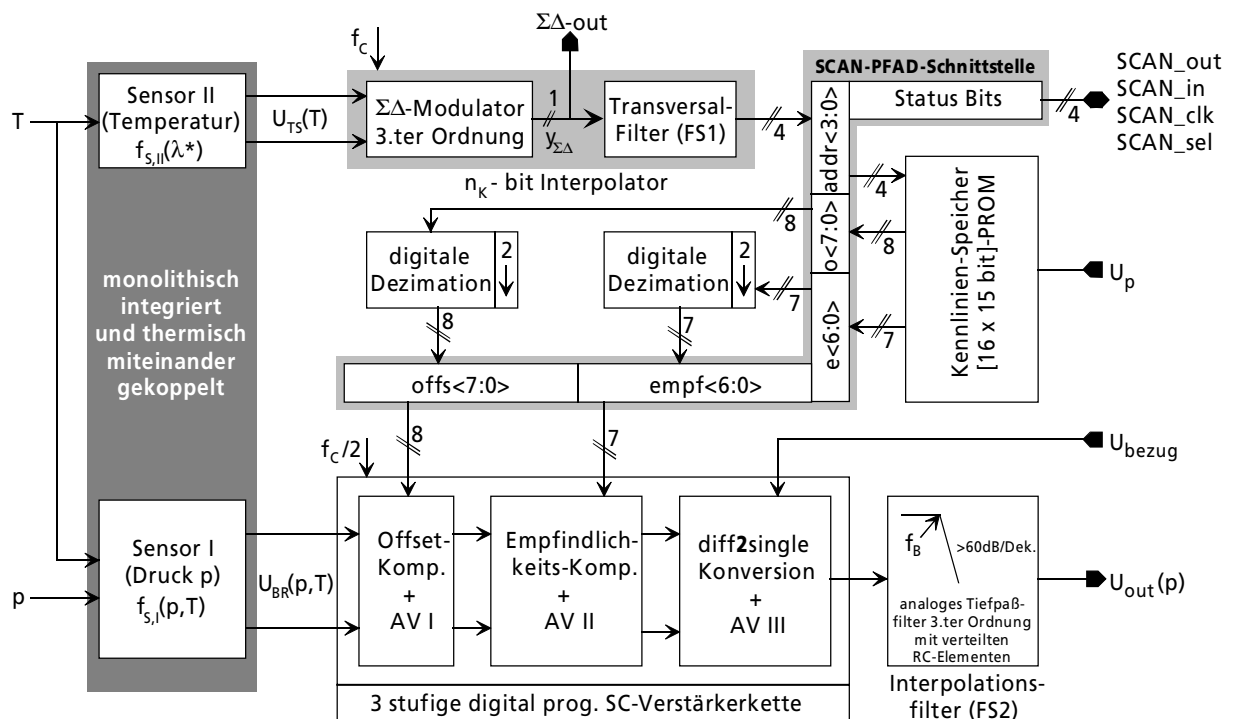
**Bild 4.23** Spektrum des digitalen  $\Sigma\Delta$ -Modulators dritter Ordnung

## 4.4 Realisierungsbeispiele

Basierend auf dem allgemein beschriebenen Systemkonzept aus Kapitel 4.2 wurden mehrere Sensorsysteme sowohl auf monolithischer als auch hybrider Basis realisiert. Bei den zu kompensierenden Einfluß- bzw. Störgrößen handelt es sich fast ausschließlich um die Temperatur  $T$ . Als erstes wird ein monolithisch, integrierter Druckumformer auf piezoresistiver Basis vorgestellt [55, 58]. Abschließend wird ein Auslese-IC für resistive Sensoren vorgestellt, mit dem der Aufbau hybrider Meßumformer möglich ist.

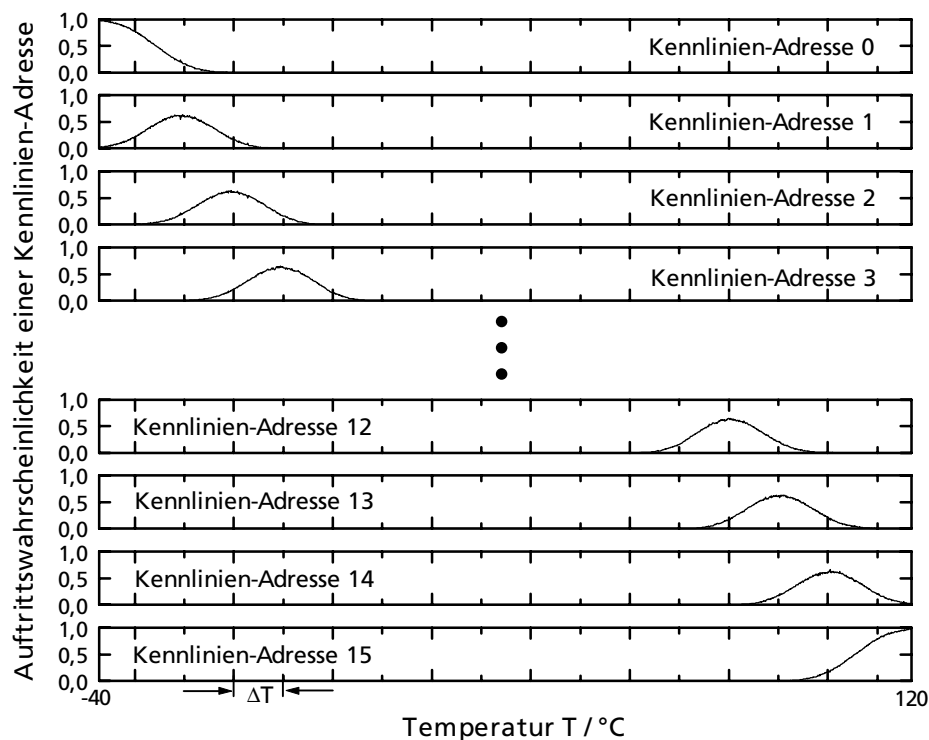
### Monolithisch integrierter Druckmeßumformer auf piezoresistiver Basis

Die Architektur des monolithisch integrierten Druckmeßumformers auf piezoresistiver Basis, dessen Signalverarbeitungskonzept im Rahmen eines BMBF-Projekts [90] entwickelt wurde, ist in **Bild 4.24** gezeigt. Der Drucksensor besteht gemäß Kapitel 2.3.1 aus einer dünnen monokristallinen Siliziummembran, in deren Oberfläche durch Ionenimplantation vier piezoresistive Widerstände integriert und zu einer Wheatstone'schen Meßbrücke verschaltet sind. Bei konstanter Versorgungsspannung der Meßbrücke ist demnach die Brückenspannung  $U_{BR}(p,T)$  proportional zur Meßgröße  $p$ , die zudem noch von der Störgröße  $T$  beeinflusst wird. Da uns aber nur die reine Druckinformation  $p$  interessiert, müssen wir den störenden Temperatureinfluß beseitigen. Hierzu wird ein zweiter Sensor verwendet, der uns Angaben über die aktuell anliegende Temperatur zur Verfügung stellt.



**Bild 4.24** monolithisch integrierter Druckmeßumformer

Aufgrund der hervorragenden Eignung für die monolithische Integration in einer CMOS-Technologie wurde hierfür der bereits in Kapitel 4.3.1 vorgestellte Temperatursensor verwendet, der das temperaturabhängige Verhalten parasitärer Bipolartransistoren ausnutzt. Um eine möglichst gute thermische Kopplung zwischen dem Temperatursensor und der piezoresistiven Druckmeßbrücke zu gewährleisten, werden die beiden Sensoren auf dem Chip unmittelbar nebeneinander platziert. Das Ausgangssignal  $U_{TS}(T)$  des Temperatursensors wird einem  $\Sigma\Delta$ -Modulator 3.ter Ordnung zugeführt, der einen digitalen pulshäufigkeitsmodulierten und zur aktuellen Temperatur  $T$  proportionalen Bitstrom liefert. Dieser Bitstrom, der eine überabgetastete Kopie des Temperatursignals im Basisband darstellt, wird über das nachfolgende Transversalfilter in ein 4 bit breites Wort konvertiert, das zur Adressierung des Kennlinien-Speichers dient. Der Kennlinien-Speicher enthält somit jeweils 16 Einträge - für den Abgleich der temperaturabhängigen Offset- und Empfindlichkeitsdrift - die äquidistant über den maximal zu kompensierenden Temperaturbereich von  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+120^{\circ}\text{C}$  verteilt sind. Mit den 16 Einträgen in dem Kennlinien-Speicher wird eine hohe Flexibilität bzgl. der Kompensation von stark nichtlinearen Temperaturabhängigkeiten ermöglicht. **Bild 4.25** gibt die Auftrittswahrscheinlichkeiten der möglichen Kennlinien-Adressen in Abhängigkeit von der Temperatur  $T$  in Form sog. Verteilungsfunktionen wieder [55]. Abgesehen von den beiden äußersten besitzen alle inneren Verteilungsfunktionen dieselben Verläufe, die lediglich um den Abstand  $\Delta T$  zweier benachbarter Kennlinien-Adressen gegeneinander verschoben sind. Da der  $\Sigma\Delta$ -Modulator ein Schleifenfilter 3.ter Ordnung enthält, lassen sich die Verteilungsfunktionen gemäß Kapitel 3.3.3 durch stückweise kubische Funktionen beschreiben.



**Bild 4.25** Auftrittswahrscheinlichkeit der Kennlinien-Adressen über der Temperatur  $T$



Die Einträge in dem Kennlinien-Speicher können über das Anlegen einer Programmierspannung  $U_p$  dauerhaft fixiert werden. Als Festspeichermedium dienen Antifuses in Form von Zener-Zap-Dioden, die auch bei hohen Betriebstemperaturen ihre Informationen zuverlässig behalten. Alternative Speichermedien für den Kennlinien-Speicher sind Metall-Fuses oder EEPROM-Strukturen. Vor der Festprogrammierung kann der Kennlinien-Speicher als wiederbeschreibbares Speichermedium benutzt werden.

Da die Daten am Ausgang des Kennlinien-Speichers mit der Taktfrequenz des  $\Sigma\Delta$ -Modulators auftreten, die nachfolgend digital programmierbare SC-Verstärkerkette aber nur mit der halben Taktfrequenz des  $\Sigma\Delta$ -Modulators arbeitet, müssen die Daten um den Faktor 2 dezimiert werden um auftretende Aliasingeffekte zu vermeiden.

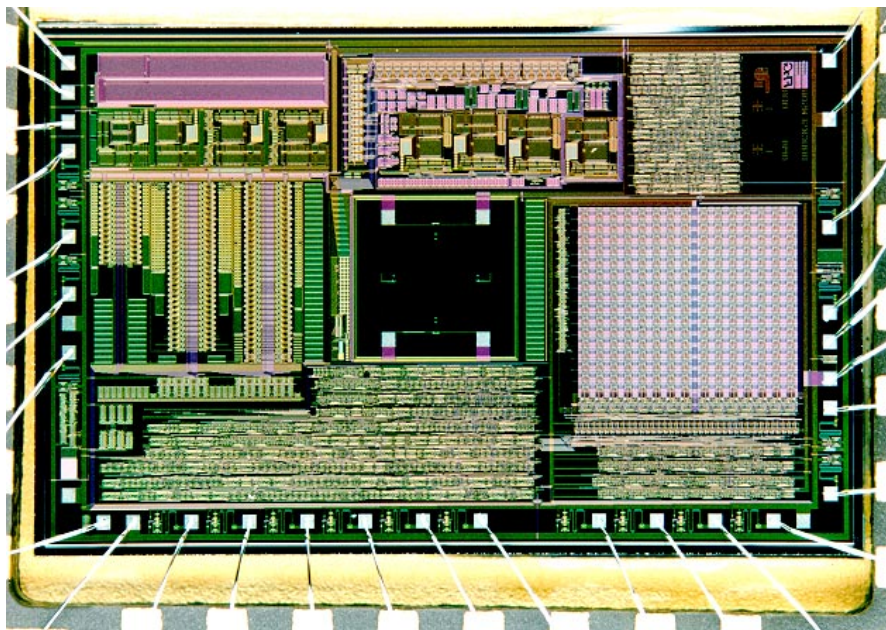
Die bei einer Temperatur  $T$  mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit auftretenden Adresswerte werden über den Kennlinien-Speicher in einen Satz von entsprechenden Kompensationswerten konvertiert, die zur Einstellung der digital programmierbaren SC-Verstärkerkette verwendet werden. Ist die richtige Charakteristik zur Kompensation der unerwünschten Temperaturabhängigkeit im Kennlinien-Speicher abgelegt, so wird die Ausgangsspannung  $U_{out}$  über eine Offset- und Verstärkungseinstellung der digital programmierbaren SC-Verstärkerkette derart korrigiert, daß sie nahezu unabhängig von der Temperatur  $T$  ist. Für die Korrektur der temperaturabhängigen Offset- und Empfindlichkeitsdrift besitzt die digital programmierbare SC-Verstärkerkette 256 bzw. 127 verschiedene Einstellmöglichkeiten.

Aufgrund der hohen Überabtastung des  $\Sigma\Delta$ -Modulators erfolgen die Einstellungen an der digital programmierbaren SC-Verstärkerkette mit einer Frequenz, die viel größer als die maximal auftretende Signalfrequenz der Sensoren ist. Damit sich letztendlich am Ausgang der Verstärkerkette ein mittlerer Durchschnitt für den Offset- und Verstärkungsfaktor innerhalb einer der Bandbreite  $f_B$  entsprechenden Zeit einstellt, müssen die Ausgangswerte der SC-Verstärkerkette am besten mit der maximalen Eckfrequenz  $f_B$  des Sensorsignals tiefpaßgefiltert werden. Zugleich wird über die Tiefpaßfilterung aus dem zeitdiskreten Signal am Ausgang des SC-Verstärkerkette ein analoges Ausgangssignal  $U_{out}$  zur Verfügung gestellt, dessen Spektrum frei vom Quantisierungsrauschen des verwendeten  $\Sigma\Delta$ -Modulators ist. Die Tiefpaßfilterung erfolgt mit Hilfe eines verteilten RC-Filters, dessen Funktionsweise in Kapitel 4.3.6 ausführlich erläutert wurde. Da nach Candy [63] für eine wirksame Unterdrückung des Quantisierungsrauschen die Ordnung des Interpolationsfilters mit Tiefpaßcharakter um eins höher sein soll als die Ordnung des verwendeten  $\Sigma\Delta$ -Modulators, wurde hier ein Tiefpaßfilter 3.ter Ordnung verwendet, da mit dem Transversalfilter zur Adressgenerierung bereits eine Filterung erster Ordnung erfolgt ist.

Der piezoresistive Druckmeßumformer verfügt letztendlich noch über eine serielle SCAN-Pfad-Schnittstelle, die als Test- und Kalibrierinterface genutzt wird. Die serielle Schnittstelle besteht aus den 4 Signalen `SCAN_sel`, `SCAN_clk`, `SCAN_in` und `SCAN_out`, die starke Ähnlichkeit mit dem bekannten SPI-Interface aufweist.

Mit Hilfe dieser Schnittstelle können alle Systemkomponenten getestet und die Kalibrierdaten in den Kennlinien-Speicher übertragen werden.

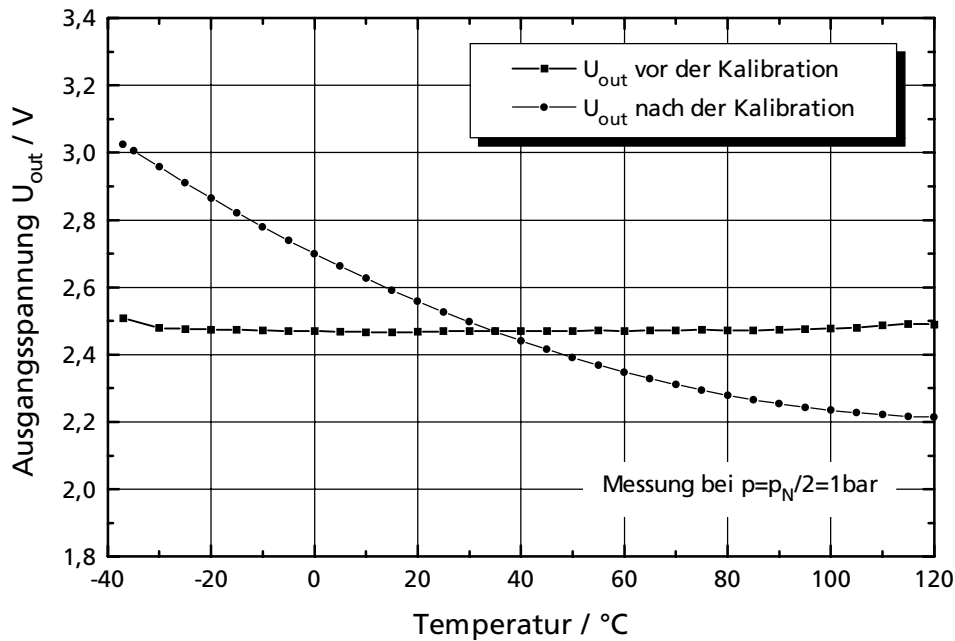
**Bild 4.26** zeigt die Chipphotographie des monolithisch integrierten, piezoresistiven Druckmeßumformers, der auf der Basis eines  $2\mu\text{m}$  Standard CMOS n-Wannen Prozeß des Fraunhofer-Instituts für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme in Duisburg gefertigt wurde. An den fertig abgeschlossenen CMOS-Prozeß ist ein zusätzlicher Prozeßschritt zur rückseitigen Strukturierung der Sensormembran notwendig, der von der TU Berlin durchgeführt wurde. Die gesamte Chipfläche beträgt  $34\text{mm}^2$  wovon  $1\text{mm}^2$  auf das Sensorelement entfällt.



**Bild 4.26** Chipphotographie des monolithisch integrierten Druckmeßumformers

Da es jedoch Probleme mit der Festprogrammierbarkeit des Kennlinien-Speichers gab, die auf die zusätzlich notwendigen Schritte im CMOS-Prozeß zurückzuführen waren, wurde die Elektronik neu aufgelegt. Da die Technologie des Fraunhofer-Instituts zu diesem Zeitpunkt bereits von einer 4"- auf eine 6"-Linie umgerüstet worden war, konnten nur noch 6"-Scheiben zur Verfügung gestellt werden, die von der TU Berlin zum damaligen Zeitpunkt nicht von der Rückseite bearbeitet werden konnten. Aus diesem Grund wurden alle nachfolgenden Messungen nicht an der monolithisch integrierten Version, sondern an der neu aufgelegten Elektronik mit einem externen 2bar Relativ-Drucksensor durchgeführt.

**Bild 4.27** zeigt die Messung der Temperaturabhängigkeit des Drucksensors vor und unmittelbar nach der Kalibration bei halbem Nenndruck  $p_N/2$ . Die Nichtlinearität der Temperaturabhängigkeit vor der Kalibration zeigte vor der Kalibration quadratisches Verhalten. Ein Vergleich der beiden Kurven ergibt nach erfolgter Kalibration eine Verbesserung des Temperaturkoeffizienten von  $1315\text{ppm/K}$  auf  $86\text{ppm/K}$ .



**Bild 4.27** Temperaturabhängigkeit vor und nach der Kalibration

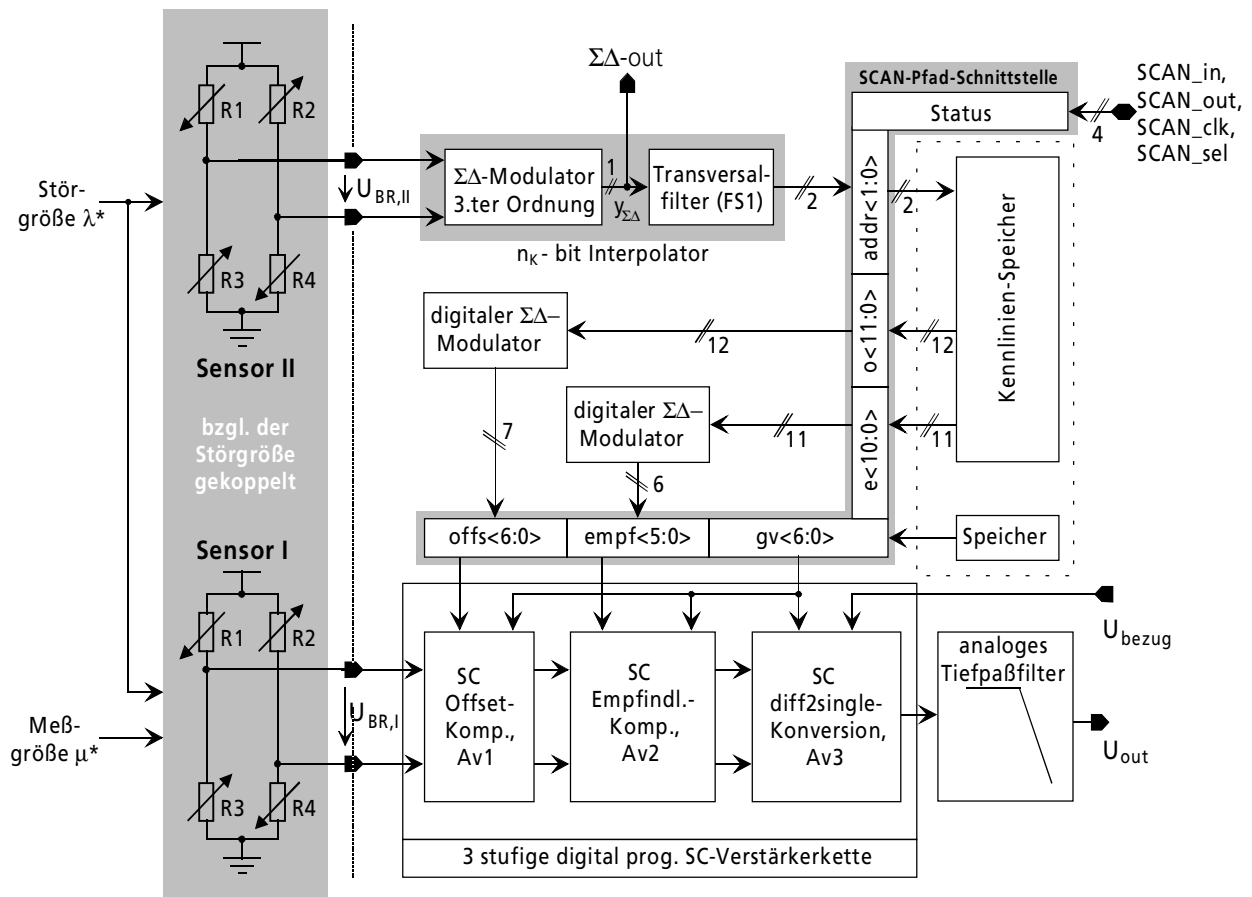
In der nachfolgenden **Tabelle 4.2** sind die Daten der Druckmeßumformers mit dem externen 2bar-Relativ-Drucksensors zusammengestellt.

**Tabelle 4.2** Daten des piezoresistiven Druckmeßumformers

Parameter	Wert
Betriebsspannung $U_{DD}$	5V
Leistungsverbrauch PW @ $U_{DD}=5V$	25mW
Systemtakt $f_C$	250 kHz
max. Ausgangsspanne FSO <sup>1)</sup>	$0,9 \cdot U_{DD}$
Systembandbreite $f_{-3dB}$	6 kHz
Klirrfaktor bei: $0,1 \cdot V_{pp} / 1 \cdot V_{pp} / 4 \cdot V_{pp}$	67dB / 52dB / 41dB
Signal-Rauschleistungs-Verhältnis SNR	10 bit
Betriebsspannungsunterdrückung PSRR	78 dB
Temperatur Koeffizient <sup>2)</sup> :	
vor der Kalibration	1315 ppm/K
nach der Kalibration	86 ppm/K
Anzahl der Stützstellen / Interpolationsverhalten	16 / stückweise kubisch
Chipfläche (in $2\mu m$ Standard-CMOS-Prozeß)	34 mm <sup>2</sup>
<sup>1)</sup> Für $R_L > 2,25 k\Omega$ und $C_L < 10 nF$	
<sup>2)</sup> Gemessener Temperaturbereich: $-40^\circ C - +120^\circ C$	

### Universales Sensor-Auslese-IC für den Aufbau hybrider Meßwertumformer

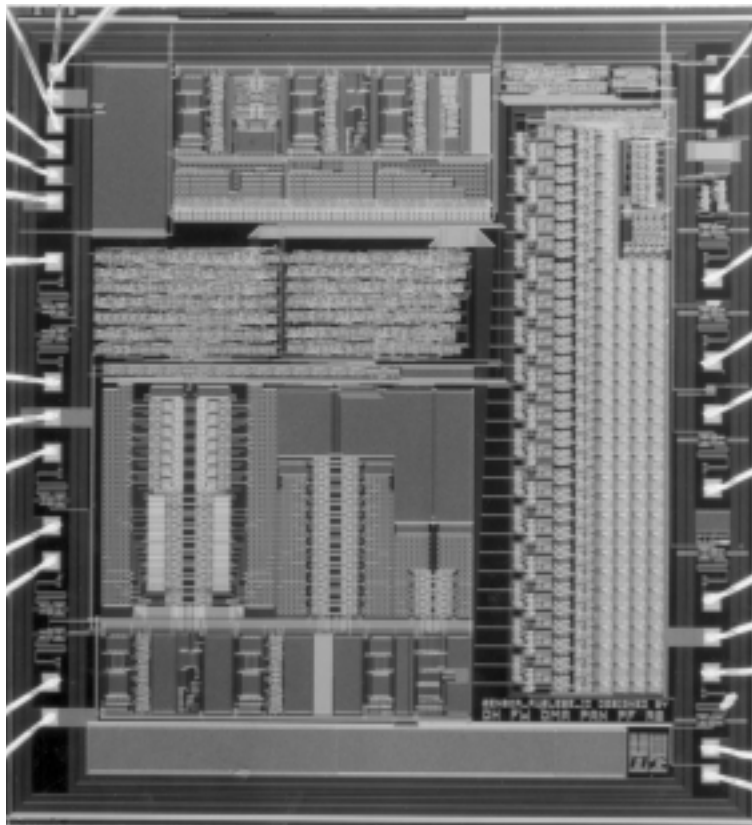
Im Rahmen der Realisierungsbeispiele soll abschließend ein universales Sensor-Auslese-IC vorgestellt werden, mit dem der Aufbau hybrider Meßwertumformer möglich ist. Zum einen besitzt das universale Sensor-Auslese-IC aus **Bild 4.28** die Möglichkeit eine externe, resistive Meßbrücke (Sensor I) anzuschließen, deren Ausgangsspannung  $U_{BR,I}$  neben der Meßgröße  $\mu^*$  von einer Störgröße  $\lambda^*$  beeinflusst wird. Um die Selektivität des Sensors gegenüber der Meßgröße zu erhöhen, muß der Einfluß der Störgröße verringert werden. Das bereits zuvor vorgestellte Konzept auf Kennlinienbasis wird hierbei wieder für die nichtlineare Kompensation der Störgröße verwendet. Die Ausgangsspannung  $U_{BR,II}(\lambda^*)$  einer zweiten, externen Meßbrücke (Sensor II) gibt eine Information über die aktuell vorherrschenden Störgröße an und kann ebenfalls an das universale Sensor-Auslese-IC angeschlossen werden. Beide externen Sensoren sollten dabei eine möglichst enge Kopplung besitzen, da die zu eliminierende Störgröße idealerweise direkt vor Ort der eigentlichen Meßwertaufnahme erfolgen soll.



**Bild 4.28** universales Sensor-Auslese-IC für den Aufbau hybrider Meßwertumformer

Die Ausgangsspannung  $U_{BR,I}$  des Sensors I wird über eine dreistufige, digital programmierbare SC-Verstärkerkette verarbeitet. Die erste und zweite Verstärkerstufe sind zur Verringerung der Störempfindlichkeit wie bereits im vorherigen Beispiel in Differenzpfadtechnik ausgelegt.

Der Übergang in ein potentialbezogenes Signal erfolgt erst in der dritten und zugleich letzten Verstärkerstufe, wo der Signalhub bereits so hoch ist, das eine genügend hohe Störsicherheit gewährleistet werden kann. Die Eingangsspannung  $U_{BR,I}$  der SC-Verstärkerkette kann über eine digital programmierbare Gundverstärkung auf den maximalen Ausgangshub FSO angehoben werden, sofern die Meßbrücke bei einer Versorgungsspannung  $U_{DD}$  von 5V, Spannungen zwischen 40 und 300mV bei maximal anliegender Meßgröße  $\mu^*$  liefert. Somit kann eine Vielzahl von Sensoren mit den unterschiedlichsten Sensorempfindlichkeiten verwendet werden. Zur Korrektur der störgrößenabhängigen Offset- und Empfindlichkeitsdrift der Meßbrücke (Sensor I) werden 4096 bzw. 2048 verschiedene Einstellungen zur Verfügung gestellt. Aufgrund des großen Programmierbereichs werden diese Datenworte über digitale  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren in 7 bzw. 6bit breite pulshäufigkeitsmodulierte Datenworte umgesetzt, die dann letztendlich zur Steuerung programmierbarer Kondensatorarrays verwendet werden, um den Offset und die Empfindlichkeit einzustellen. Das IC verfügt über eine serielle Schnittstelle in Form eines SCAN-Pfades mit der die Abgleichdaten in einem kombinierte RAM/PROM-Speicher reversibel abgelegt werden können. Erst nach Abschluß der Kalibration können die im Speicher abgelegten Daten über das Anlegen einer Programmierspannung nichtreversibel fixiert werden. **Bild 4.29** zeigt eine Chipphotographie des realisierten Systems. Dieses System wurde in einem  $1,2\mu\text{m}$  n-Wannen CMOS Standard Prozeß des Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme in Duisburg gefertigt. Die gesamte Chipfläche beträgt  $20\text{mm}^2$ .



**Bild 4.29** Chipphotographie des Sensor-Auslese-IC's

In der nachfolgenden **Tabelle 4.3** sind die Daten des universalen Sensor-Auslese-IC's aufgeführt. Das IC kann mit einer Versorgungsspannung zwischen 5 Volt und 8 Volt betrieben werden. Bei einer Versorgungsspannung von 5 Volt nimmt das IC weniger als 2mA auf, so daß der Realisierung einer 4-20mA Stromschnittstelle keine Probleme bereitet. Bei einer resistiven Belastung  $R_L$  des analogen Ausgangs mit mehr als 50k $\Omega$  sowie einer kapazitiven Last  $C_L$  von weniger als 1nF ist ein Ausgangshub (FSO) von maximal 90% der Versorgungsspannung  $U_{DD}$  gewährleistet. Das IC verwendet einen internen on-Chip RC-Oszillator mit einer Frequenz  $f_C$  von 100kHz. Die Gleichtakt- und Betriebsspannungsunterdrückungen CMRR und PSRR nehmen mit Werten von jeweils mehr als 60dB überaus akzeptable Werte an. Der Nullpunkt und die Ausgangsspanne können bei einem fest definierten Bezugspunkt  $\lambda_0$  der Störgröße mit einer Genauigkeit von  $\pm 0,125\% \text{FSO}$  abgeglichen werden. Die Abgleichgenauigkeit über dem gesamten Störsignalbereich  $\Delta\lambda = \lambda_{\min} \dots \lambda_{\max}$  beträgt weniger als 1%FSO. Für die Approximation der Kennlinie zur Kompensation der unerwünschten Störgröße stehen 4 Stützstellen zur Verfügung.

**Tabelle 4.3** Daten des universalen Sensor-Auslese-IC's

Parameter	Wert
Versorgungsspannung $U_{DD}$	5-8V
max. Stromaufnahme $I_{\max}$ @ $U_{DD}=5V$	$\leq 2mA$
max. Ausgangsspanne FSO <sup>1)</sup>	$0,9 \cdot U_{DD}$
Taktfrequenz $f_C$	100kHz $\pm 20\%$
Gleichtaktunterdrückung CMRR	$\geq 60dB$
Betriebsspannungsunterdrückung PSRR	$\geq 60dB$
Abgleichgenauigkeit @ $\lambda = \lambda_0$ <sup>2)</sup> :	
Nullpunkt	$0,1 \cdot U_{DD} \pm 0,125\% \text{FSO}$
Ausgangsspanne FSO	$0,9 \cdot U_{DD} \pm 0,125\% \text{FSO}$
Abgleichgenauigkeit über $\lambda_{\min} \dots \lambda_{\max}$ <sup>3)</sup> :	
Nullpunkt	$\leq 1\% \text{FSO}$
Ausgangsspanne FSO	$\leq 1\% \text{FSO}$
Anzahl der Stützstellen / Interpolationsverhalten	4 / stückweise kubisch
Chipfläche (1,2 $\mu\text{m}$ CMOS)	20 mm <sup>2</sup>
<sup>1)</sup> für $R_L \geq 50 \text{ k}\Omega$ und $C_L \leq 1 \text{ nF}$ <sup>2)</sup> $\lambda_0 \equiv$ Bezugspunkt für Störsignal $\lambda^*$ <sup>3)</sup> $\lambda_{\min} \dots \lambda_{\max} \equiv$ kompensierter Störsignalbereich	

Mit diesem universalen Sensor-Auslese-IC wurde ein kompletter Druckmeßumformer aufgebaut, der eine Meßgenauigkeit von weniger als 1% aufweist und in **Bild 4.30** abgebildet ist. Da eine piezoresistive Meßbrücke für die Aufnahme der Druckinformation verwendet wird, muß eine Korrektur der temperaturabhängigen Kenndaten erfolgen, um in die zuvor angesprochene Genauigkeitsklasse zu gelangen. Eine zusätzliche Linearisierung der Druckkennlinie ist nicht erforderlich, da die verwendete Meßbrücke mit einer Nichtlinearität von weniger als 0,2% weit genug unterhalb der geforderten Genauigkeitsklasse liegt. Durch die geringe Stromaufnahme des universalen Sensor-Auslese-IC's von weniger als 2mA kann neben einem Spannungsausgang mit einigen wenigen diskreten Zusatzkomponenten ein Meßumformer mit einer 4-20mA-Schnittstelle aufgebaut werden.



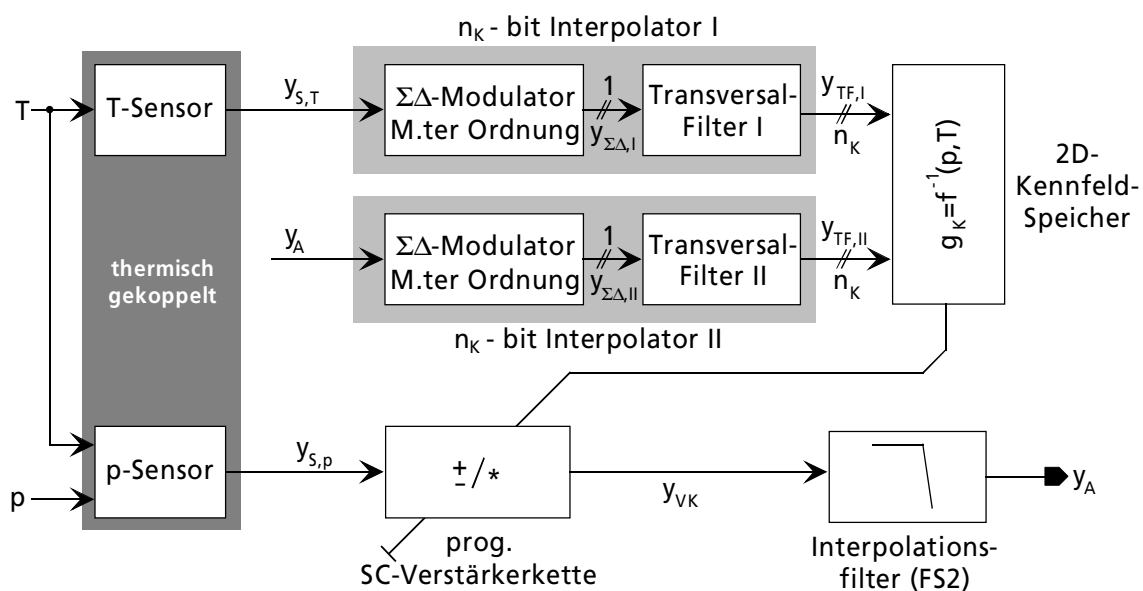
**Bild 4.30** komplett aufgebauter Druckmeßumformer

Aus dem Gesichtspunkt einer hohen Medienverträglichkeit gegenüber aggressiven Meßmedien wird eine metallische Trennmembran zwischen dem Meßmedium und dem piezoresistiven Drucksensor verwendet. Zur Druckübertragung zwischen der Trenn- und Sensormembran des piezoresistiven Drucksensors wird derzeitig Silikonöl eingesetzt. Der mit der Trennmembran geschützte Sensor befindet sich in einem metallischen Edelstahlgehäuse mit Gewindeanschluß. Der für die Temperaturkompensation notwendige Temperatursensor ist mit dem Edelstahlgehäuse, in dem der piezoresistive Drucksensor montiert ist, thermisch gekoppelt.

## 4.5 Erweiterungsfähigkeiten des vorliegenden Sensorkonzepts

Das in Kapitel 4.3 vorgestellte kennlinienbasierte Konzept und auch die darauf beruhenden Realisierungsbeispiele aus Kapitel 4.4 sind nur für die Kompensation einer Querempfindlichkeit gegenüber einer Störgröße ausgelegt gewesen. Dieser Abschnitt soll anhand eines Beispiels kurz verdeutlichen, wie einfach das System auf andere Problemstellungen aus der Sensorsignalverarbeitung angepaßt werden kann. So besteht zum Beispiel bei einigen Drucksensoren, die Notwendigkeit, neben einer Querempfindlichkeit gegenüber einer Störgröße (zumeist gegenüber der Temperatur  $T$ ) auch nichtlineare Effekte in der Druckcharakteristik zu beseitigen. Sind zusätzlich die auftretenden Druck- und Temperatureffekte nicht voneinander separierbar, d.h. können die nichtidealen Effekte nicht durch zwei getrennte Kennlinien korrigiert werden, so muß ein zweidimensionales Kennfeld verwendet werden [91].

Wie auch schon bei der Definition einer Kennlinie muß die Anzahl der Einträge im zweidimensionalen Kennfeld-Speicher niedrig gehalten werden. Fehlende Werte im Kennfeld-Speicher müssen jetzt über eine zweidimensionale Interpolation zur Verfügung gestellt werden. Hierzu wird das kennlinienbasierte Sensorkonzept durch einen zusätzlichen, zweiten  $\Sigma\Delta$ -Modulator mit nachgeschaltetem Transversalfilter gemäß dem nachfolgendem **Bild 4.31** erweitert. Einer der  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erhält wie auch zuvor das Signal des Temperatursensors  $y_{S,T}$ . Der zusätzlich hinzugekommene  $\Sigma\Delta$ -Modulator erhält das Ausgangssignal  $y_A$  des Drucksensors, das von seinen Temperatureinflüssen und seiner nichtlinearen Druckcharakteristik befreit werden soll.

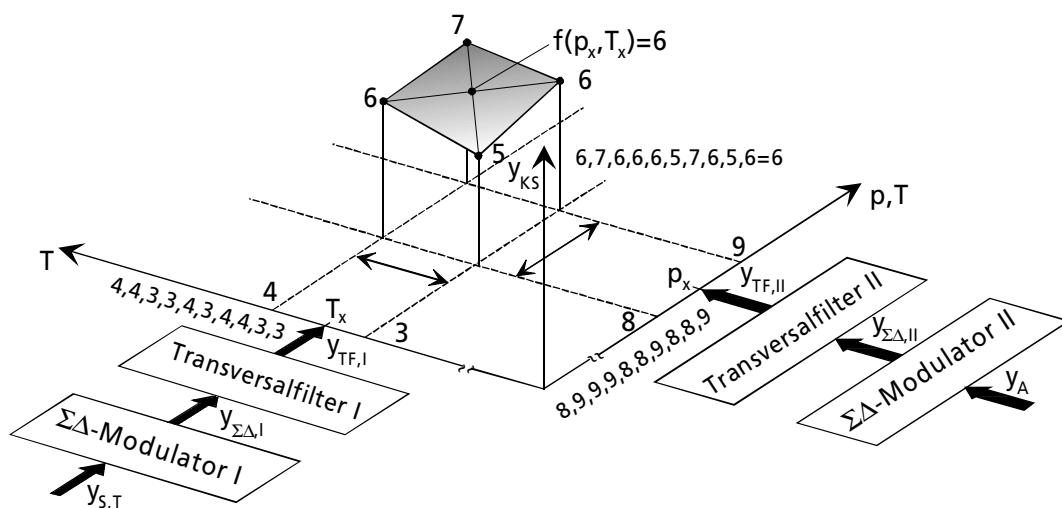


**Bild 4.31** Erweiterung des Systems zur Linearisierung der Meßgröße und zur gleichzeitigen Kompensation einer Störgröße



Die beiden  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren wandeln das Signal  $y_{S,T}$  des Temperatursensors und das Ausgangssignal  $y_A$  des kompletten Drucksensordsystems in zwei binäre pulshäufigkeitsmodulierte Datenströme  $y_{\Sigma\Delta,I}$  und  $y_{\Sigma\Delta,II}$ . Werden diese beiden Signale über jeweils ein Transversalfilter auf FIR-Basis gefiltert, so erhält man folglich zwei Adresssignale  $y_{TF,I}$  und  $y_{TF,II}$ . Werden  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren 1.ter Ordnung verwendet, so springt gemäß den Ergebnissen zum Interpolationsverhalten aus Kapitel 3.3.3 jedes dieser Adresssignale mit der Abtastfrequenz  $f_C$  der  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren zwischen jeweils zwei benachbarten Kennfeld-Einträgen hin und her. Das mit der Taktfrequenz  $f_C$  gewollte Hin- und Herspringen zwischen den Kennfeld-Einträgen liegt an der noch vorhandenen Rauschleistung im Sperrbereich nahe der halben Abtastfrequenz  $f_C/2$ . Im Kennfeld-Speicher sind entsprechende Verstärkungswerte für die nachfolgend digital programmierbare SC-Verstärkerkette zur Korrektur der Nichtlinearität und Temperaturabhängigkeit abgelegt. Die Korrekturwerte verändern ebenfalls mit der Taktfrequenz  $f_C$  die Verstärkung der digital programmierbaren SC-Verstärkerkette, so daß sich am Ausgang  $y_{VK}$  ein zeitdiskretes Signal ergibt, das ständig seinen Wert ändert. Erst eine abschließende Filterung mittels eines zeitkontinuierlichen, analogen Tiefpasses ermittelt den Ausgangswert  $y_A$ , der im allgemeinen einer Korrektur mit einem nicht im Kennfeld vorhandenen stattdessen aber mit einem daraus interpoliertem Korrekturwert entspricht.

Die zuvor beschriebene Interpolation entspricht einer zweidimensionalen Interpolation in einen 2D-Kennfeld-Speicher. Zur Verdeutlichung dieses zweidimensionalen Interpolationsprozesses soll das nachfolgende **Bild 4.32** betrachtet werden. Am einfachsten kann das Interpolationsverhalten anhand eines Zahlenbeispiels erläutert werden. Dafür soll die Ordnung  $M$  des  $\Sigma\Delta$ -Modulators zunächst eins betragen. Liegt an den beiden Sensoren eine Temperatur  $T_x$  und ein Druck  $p_x$  an, so befindet man sich im vorliegenden Beispiel genau zwischen zwei Einträgen des Kennfeld-Speichers. Somit springen die Ausgangssignale  $y_{TF,I}$  und  $y_{TF,II}$  des ersten und zweiten Transversalfilters zwischen den Adressen 3 und 4 sowie zwischen den Adressen 8 und 9 mit jeweils einer Wahrscheinlichkeit von 50% hin und her.

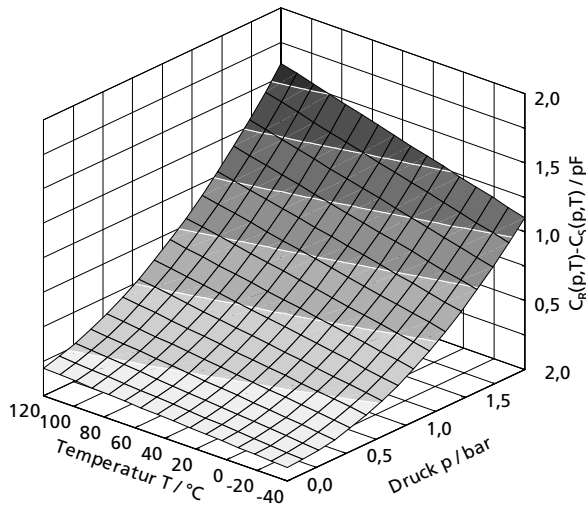


**Bild 4.32** Prinzip der zweidimensionalen Interpolation mit  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren

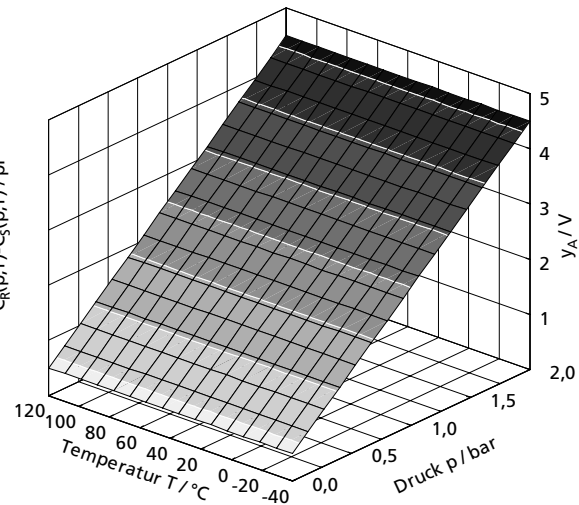
Diese Kombinationen von Adresswerten sprechen maximal vier Einträge aus dem Kennfeld-Speicher an. Eine Adresskombination von 3 und 8 spricht beispielsweise den Wert 5 aus dem Kennfeld-Speicher an, während bei einer anderen Adresskombination von 4 und 9 aus dem Kennfeld-Speicher der Wert 7 ausgegeben wird. Diese zwei Folgen der unterschiedlichen Adresssignale  $y_{TF,I}$  und  $y_{TF,II}$  werden über die im Kennfeld abgespeicherte Funktionalität in eine Folge von Fünfen, Sechsen und Siebenen umgewandelt. Da dieser Vorgang mit der Taktfrequenz  $f_C$  der  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erfolgt, die Signalbandbreite der Sensoren jedoch viel geringer ist, ergibt sich innerhalb einer der Bandbreite der Sensoren entsprechenden Zeit ein mittlerer Wert von 6. Approximiert man den Zwischenwert an den Punkten  $p_x$  und  $T_x$  über eine durch die Kennfeld-Einträge aufgespannte und im allgemeinen bilineare Fläche, so ergibt sich ebenfalls der zuvor bestimmte Zwischenwert. Der zuvor beschriebene Approximationsprozeß mit zwei  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren erster Ordnung entspricht somit einer bilinearen, zweidimensionalen Interpolation. Bei der Verwendung von  $\Sigma\Delta$ -Modulatoren höherer Ordnung kann die Anzahl der Einträge im Kennfeld-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.

Zum Abschluß dieses Kapitels soll die Funktionsweise des in **Bild 4.31** gezeigten Sensor-konzepts zur Linearisierung einer nichtlinearen Druckcharakteristik und gleichzeitigen Kompensation einer Querempfindlichkeit demonstriert werden. Für die Korrektur der nicht-idealen Effekte stehen im vorliegenden Beispiel 16x16 Einträge im 2D-Kennfeld-Speicher zur Verfügung. Zur Aufnahme der Meßgröße verwenden wir einen kapazitiven Drucksensor, dessen Druck- und der Temperaturverhalten in **Bild 4.33 a)** zu sehen ist. Wie aus dieser Übertragungscharakteristik zu entnehmen, besitzt der Drucksensor aufgrund eines in die Kapazitätsänderung umgekehrt proportional eingehenden Elektrodenabstandes eine sehr starke Nichtlinearität gegenüber dem Druck. **Bild 4.33 b)** zeigt dagegen das Zielverhalten am Sensorausgang  $y_A$ , dessen Spannung zum einen bei einer Veränderung der Temperatur konstant bleibt, zum anderen die Spannung mit zunehmenden Druck von 0,5-4,5V linear ansteigt. Das Verhalten am Ausgang  $y_A$  ohne jegliche Korrekturmaßnahmen bis auf eine Anpassung an den maximalen Ausgangshub von 4V ist in **Bild 4.33 c)** wiedergegeben. Der absolute Fehler zwischen dem Spannungsverlauf am Ausgang  $y_A$  ohne Korrekturmaßnahmen und dem Zielverhalten zeigt **Bild 4.33 d)**. Der maximale Fehler beläuft sich hierbei auf bis zu über 25%. Korrigiert man die nichtidealen Druck- und Temperatureffekte über entsprechend geeignete Korrekturwerte im Kennfeld-Speicher, so ergibt sich gemäß **Bild 4.33 e)** ein Spannungsverlauf am Ausgang  $y_A$ , der dem Zielverhalten sehr nahe kommt. Der absolute Fehler aus **Bild 4.33 f)** verdeutlicht, daß trotz der stark ausgeprägten, nichtidealen Druck- und Temperatureffekte des Drucksensors das Verhalten am Ausgang  $y_A$  mit einer Genauigkeit von mehr als  $\pm 0.05\%$  mit dem in **Bild 4.33 b)** gezeigten Zielverhalten übereinstimmt.

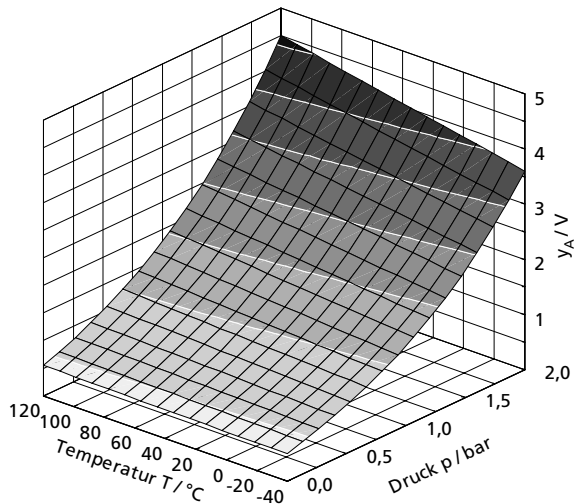
a) Übertragungscharakteristik des verwendeten kapazitiven Drucksensors



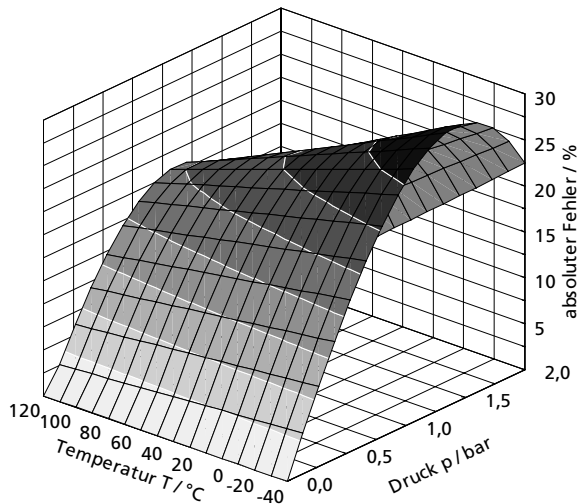
b) vorgegebenes Zielverhalten am Ausgang  $y_A$



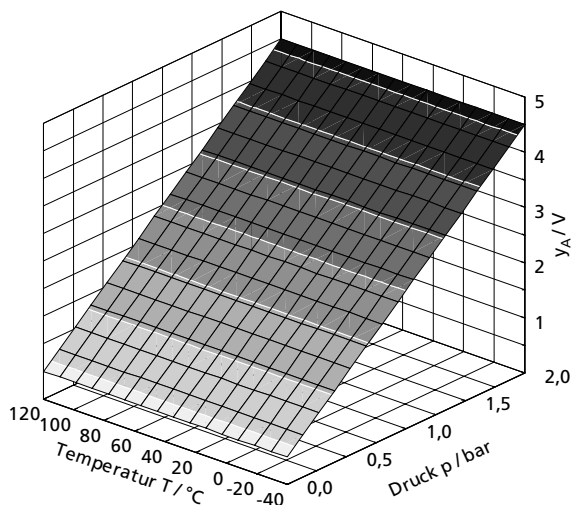
c) Verhalten am Ausgang  $y_A$  ohne Korrekturmaßnahmen



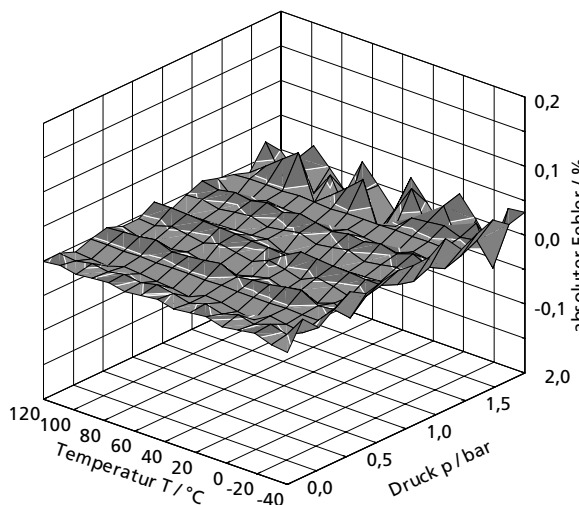
d) absoluter Fehler ohne Korrekturmaßnahmen



e) Verhalten am Ausgang  $y_A$  mit Korrekturmaßnahmen



f) absoluter Fehler mit Korrekturmaßnahmen



**Bild 4.33 a)-f)** Verifizierung des Sensorkonzept zur Linearisierung und gleichzeitigen Kompensation einer Querempfindlichkeit