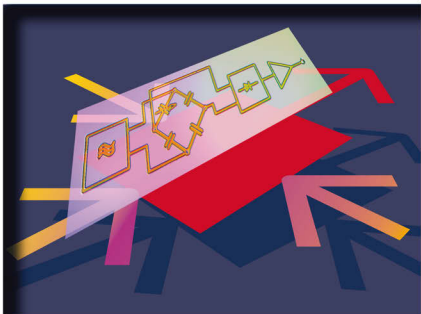


Vogel Fachbuch

Wolf-Dieter Schmidt

# Sensor- schaltungstechnik

Elektronik 8





Elektronik 8

---

Dr. sc. nat. Wolf-Dieter Schmidt

# Sensorschaltungstechnik

3., überarbeitete Auflage

Vogel Buchverlag

Dr. sc. nat. Dipl.-Ing. **WOLF-DIETER SCHMIDT**

Jahrgang 1946

studierte nach dem Abitur von 1965 bis 1970 an der TU Dresden (Schwachstromtechnische Fakultät) die Fachrichtung «Hochfrequenztechnik und Nachrichtenelektronik».

Von 1970 bis 1996 an der Friedrich-Schiller-Universität Jena als wissenschaftlicher Mitarbeiter bzw. Oberassistent auf den Gebieten der Kryoelektronik, der elektronischen Schaltungstechnik, der Mess- und Sensortechnik sowie der Optoelektronik tätig. Bei praxisrelevanten Aufgabenstellungen arbeitete er auf den Gebieten der integrierten Sensorik und Optoelektronik eng mit Firmen wie Zeiss Jena, Zentrum Mikroelektronik Dresden und Jenoptik Jena zusammen. Daneben vertrat er in seiner Lehrtätigkeit für Physik-, Lehrer- und Ingenieurstudenten vor allem die Fächer «Elektronik», «Elektronische Mess- und Sensortechnik» und «Grundlagen der Elektrotechnik». Jetzt ist er als Projektleiter Spektroskopik für die Medizintechnik in dem Jenaer Forschungsinstitut GMBU e.V. tätig. Während dieser Zeit verfasste er 112 wissenschaftliche Publikationen – davon 13 Patente und einen Lehrbrief – und hielt ca. 170 Vorträge.

---

**Weitere Informationen:**  
**[www.vogel-buchverlag.de](http://www.vogel-buchverlag.de)**

---

ISBN 978-3-8343-3111-3

3. Auflage, 2007

Alle Rechte, auch der Übersetzung, vorbehalten.

Kein Teil des Werkes darf in irgendeiner Form (Druck, Fotokopie, Mikrofilm oder einem anderen Verfahren) ohne schriftliche Genehmigung des Verlages reproduziert oder unter Verwendung elektronischer Systeme verarbeitet, vervielfältigt oder verbreitet werden. Hier- von sind die in §§ 53, 54 UrhG ausdrücklich genann- ten Ausnahmefälle nicht berührt.

Printed in Germany

Copyright 1997 by Vogel Industrie Medien

GmbH & Co. KG, Würzburg

Umschlaggrafik: Michael M. Kappenstein, Frankfurt

# Vorwort

Physikalische, chemische und zunehmend auch biologische Sensoren stehen am Anfang einer Messkette, die überall in der Volkswirtschaft die Beobachtung, Steuerung und Regelung technischer Prozesse ermöglicht. Die Integration von Mikrosensoren mit anderen Mikrokomponenten – insbesondere mit mikroelektronischen Signalverarbeitungsschaltungen – führt in der Zukunft zu neuen Produktqualitäten und Applikationsfeldern. Die Sensorsignale sind im Allgemeinen analoger und nichtlinearer Natur. Sie weisen kleine, rausch- und driftbehaftete Signalamplituden auf. Dem Bindeglied zwischen der Sensorik und der analogen bzw. digitalen Verarbeitung von Messsignalen muss dabei besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden.

Im Rahmen der Vogel-Fachbuchreihe «Elektronik» wird in dem vorliegenden Band ein Überblick über die verschiedenen Prinzipien, Baugruppen, Schaltungen und Dimensionierungsvorschriften in der Sensorschaltungstechnik gegeben. Die Auswahl der Sensorschaltungen erfolgt beispielhaft für ausgewählte Sensoren. Viele der vorgestellten Schaltungen lassen sich jedoch auch bei anderen Sensorgruppen einsetzen, wenn diese ein vergleichbares Sensor-signalumfeld aufweisen. Deshalb werden auch kurz verschiedene physikalische und chemische Sensoren vorgestellt, da ihre Eigenschaften die Spezifik der Signalverarbeitung bedingen. Die Möglichkeiten zum Einsatz integrierter Schaltkreise werden besonders betont. Großer Wert wird dabei auf eine inhaltlich und mathematisch verständliche Ableitung der Schaltungseigenschaften und der Dimensionierungsvorschriften gelegt. Dazu werden vom Leser einfache Kenntnisse der Mathematik, Physik und Elektronik vorausgesetzt, wie sie in den Bänden «Elektronik 1, 2, 3 und 6» sowie im Buch «Sensortechnik und Messwertaufnahme» dieser Fachbuchreihe vermittelt werden. Praktische Einsatzhinweise und Übersichten ergänzen die beschriebenen Sensorschaltungen.

Das Buch wendet sich an einen breiten Leserkreis in Fachschulen, Fachhochschulen, aber auch an Universitäten, der nach praxisorientierter Fachliteratur an der Schnittstelle zwischen Sensorik und elektronischer Schaltungstechnik sucht. Gleichmaßen sind aber auch Facharbeiter, Meister und Ingenieure angesprochen, die sich in das Gebiet der Sensorschaltungstechnik einarbeiten möchten oder auf diesem Gebiet eine Weiterbildung anstreben.

Das Buch soll nicht zuletzt für den Praktiker eine schnelle Orientierungshilfe auf dem umfangreichen Gebiet der elektronischen Sensorschaltungstechnik darstellen.

Die zweite Auflage des Buches wurde hinsichtlich einiger moderner Entwicklungstendenzen in der Sensorschaltungstechnik wie den Sensor-Analog-Digital-Umsetzern, der Websensorik, Bildsensoren oder Fluxgate-Magnetometern erweitert. Ein neues Kapitel ist den Biosensoren gewidmet, da dem Sensorschaltungstechniker auf den Gebieten der Biotechnologie und Gentechnik zukünftig viel Arbeit erwachsen wird. Zwar lassen sich eine Reihe von Schaltungstechniken von den chemischen und physikalischen Sensoren auf die Biosensorik übertragen, jedoch gibt es Anforderungen, die mit dem besonderen Gegenstand biologischer Spezies bei der Messwerterfassung zu tun haben. Daher werden einige wesentliche Grundlagen der Biosensoren mit deren Auswerteschaltungen in diesem Kapitel ausführlicher besprochen.

Die für ein tieferes Verständnis angeführten Literaturstellen sind gestrafft und aktualisiert worden. Da heute von allen Herstellern der neueste Informationsstand bezüglich der Bauelemente- und Sensorentwicklung als Datenblatt im Internet bereitgestellt wird, sind die Internet-Adressen von im Buch zitierten Sensor- und Halbleiterfirmen als Anhang C ergänzt.

Bei der Überarbeitung für diese dritte Auflage wurden einige Korrekturen vorgenommen.

Zur Fachbuchgruppe «Elektronik» gehören die Bände:

Klaus Beuth/Olaf Beuth: Elementare Elektronik

Heinz Meister: Elektrotechnische Grundlagen  
(Elektronik 1)

Klaus Beuth: Bauelemente  
(Elektronik 2)

Klaus Beuth/Wolfgang Schmusch: Grundsaltungen  
(Elektronik 3)

Klaus Beuth: Digitaltechnik  
(Elektronik 4)

Helmut Müller/Lothar Walz: Mikroprozessortechnik  
(Elektronik 5)

Wolfgang Schmusch: Elektronische Messtechnik  
(Elektronik 6)

Klaus Beuth/Richard Hanebuth/Günter Kurz:  
Nachrichtentechnik (Elektronik 7)

Wolf-Dieter Schmidt: Sensorschaltungstechnik  
(Elektronik 8)

Olaf Beuth/Klaus Beuth:  
Leistungselektronik (Elektronik 9)

# Inhaltsverzeichnis

<b>Vorwort</b> . . . . .	5
Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen . . . . .	11
<b>1 Grundstrukturen der Sensorschaltungstechnik</b> . . . . .	15
1.1 Einführung . . . . .	15
1.2 Reihenstruktur . . . . .	16
1.3 Parallelstruktur . . . . .	17
1.4 Kreisstruktur . . . . .	19
1.5 Integrierte und intelligente Sensoren . . . . .	20
1.6 Lernziel-Test . . . . .	22
<b>2 Rausch- und driftarme Operationsverstärkerschaltungen</b> . . . . .	25
2.1 Einführung . . . . .	25
2.2 Operationsverstärker in der Sensorschaltungstechnik . . . . .	31
2.3 Elektronische Rauschquellen . . . . .	34
2.4 Rauschen von Operationsverstärkerschaltungen . . . . .	39
2.5 Elektronische Drift- und Störquellen . . . . .	44
2.6 Nachweis kleiner Signale mit Operationsverstärkerschaltungen . . . . .	49
2.7 Lernziel-Test . . . . .	50
<b>3 Analog-Digital-Umsetzer für die Sensorik</b> . . . . .	51
3.1 Einführung . . . . .	51
3.2 Dual-slope-Umsetzer für die Sensortechnik . . . . .	54
3.3 Sigma-Delta-Umsetzer für die Sensorik . . . . .	57
3.4 Sensor-Interfaces . . . . .	61
3.5 Integrierte Sensor-Analog-Digital-Umsetzer . . . . .	66
3.6 Lernziel-Test . . . . .	68
<b>4 Schaltungstechnik für Temperatursensoren</b> . . . . .	69
4.1 Temperatursensoren . . . . .	69
4.2 Linearisierung von Silizium-Widerstandssensoren . . . . .	70
4.3 Thermoelemente und integrierte Verstärkertechnik . . . . .	75
4.4 Bandgap-Referenz-Sensoren . . . . .	80
4.5 Integrierte Temperatursensoren . . . . .	84
4.6 Lernziel-Test . . . . .	90

<b>5</b>	<b>Schaltungstechnik für Drucksensoren</b>	91
5.1	Halbleiter-Drucksensoren	91
5.2	Brückenverstärker mit Nullpunkts- und Temperaturkompensation für piezoresistive Sensoren	96
5.3	Elektrometer- und Ladungsverstärker für piezoelektrische Sensoren	104
5.4	Umsetzerschaltungen für kapazitive Sensoren	106
5.5	Integrierte Schaltungskonzepte für Drucksensoren	113
5.6	Lernziel-Test	117
<b>6</b>	<b>Schaltungstechnik für Beschleunigungssensoren</b>	119
6.1	Halbleiter-Beschleunigungssensoren	119
6.2	Schaltungen für piezoresistive und piezoelektrische Beschleunigungssensoren	121
6.3	Schaltungstechnik für Differentialkondensatorsensoren	122
6.4	Integrierte Beschleunigungssensoren	124
6.5	Lernziel-Test	130
<b>7</b>	<b>Schaltungstechnik für Feuchtesensoren</b>	131
7.1	Feuchtesensoren	131
7.2	Astabile Multivibratorschaltungen für kapazitive Feuchtesensoren	134
7.3	Kapazitäts-Spannungs-Umsetzer für Feuchtesensoren	139
7.4	Integrierte Feuchtesensoren	141
7.5	Lernziel-Test	144
<b>8</b>	<b>Schaltungstechnik für magnetische Sensoren</b>	145
8.1	Magnetische Sensoren	145
8.2	Magnetometerschaltung mit Operationsverstärker	149
8.3	Hall-Verstärkerschaltungen	152
8.4	Integrierte magnetogalvanische Sensoren	157
8.5	Brückenschaltungen für magnetoresistive Sensoren	162
8.6	Induktive Halbbrückenschaltungen für Differenzspulensensoren	169
8.7	Integrierte Fluxgate-Sensoren	172
8.8	Lernziel-Test	174
<b>9</b>	<b>Schaltungstechnik für optische Sensoren</b>	175
9.1	Optische Sensoren	175
9.2	Präzisions-Fotoverstärkerschaltungen mit Operationsverstärkern	183
9.2.1	Strom-Spannungs-Umsetzer mit Präzisions-Operationsverstärkern	183
9.2.2	Fotostrom-Integratorschaltung	189
9.3	Integrierte Fotoverstärkerschaltungen	192
9.4	Farbsensorschaltungstechnik	202
9.5	Schaltungstechnik für positionsempfindliche Sensoren	205
9.6	Integrierter Kantensensor mit Kapazitäts-Frequenz-Umsetzer	215
9.7	Pyroelektrische Verstärkertechnik	220
9.8	Lernziel-Test	230



<b>10 Schaltungstechnik für chemische Sensoren</b>	231
10.1 Gas- und Flüssigkeitssensoren	231
10.2 Metalloxid-Leitfähigkeitssensoren	233
10.3 Potentiometrische und amperometrische Schaltungen für Festelektrolytsensoren	237
10.4 Schaltungstechnik für pH-Sensoren	242
10.5 Wärmetönungs- und Wärmeleitungs-Gassensoren	249
10.6 Lernziel-Test	256
<b>11 Schaltungstechnik für biologische Sensoren</b>	257
11.1 Biosensoren	257
11.2 CMOS-Potentiostate für biochemische Sensoren	261
11.3 Konduktometrische Schaltungstechnik	265
11.4 ISFET-Biosensor-Interfaces	267
11.5 Biokapazitive Schaltungstechnik	271
11.6 Cantilever-basierte Biosensoren	273
11.7 Magneto-resistive Multianalyt-Biosensoren	275
<b>12 Lösungen von Aufgaben der Lernziel-Tests</b>	279
<b>Anhänge</b>	285
A Übersicht über Operationsverstärker-Typen für die Sensorschaltungstechnik	285
B Übersicht über Typen von Analog-Digital-Umsetzern für die Sensorschaltungstechnik	287
C Ausgewählte Internet-Adressen von Sensor- und Halbleiterfirmen	290
<b>Literaturverzeichnis</b>	293
<b>Verzeichnis der Abkürzungen</b>	303
<b>Stichwortverzeichnis</b>	305

---

Der Onlineservice InfoClick bietet unter [www.vbm-fachbuch.de](http://www.vbm-fachbuch.de) nach Codeeingabe eventuell zusätzliche Informationen und Aktualisierungen. Fordern Sie für Ihr E-Book den Code unter [info@vbm-fachbuch.de](mailto:info@vbm-fachbuch.de) an!

---

# Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

$A$	Fläche
$B$	magnetische Flussdichte
$b$	Beschleunigung
$C$	Kapazität
$C_S$	Sensorkapazität, Shuntkapazität
$d$	Abstand, Durchmesser
$E$	elektrische Feldstärke
$E_V$	Beleuchtungsstärke
$F$	Kraft
$f$	Frequenz
$f_A$	Abtastfrequenz
$f_g$	Grenzfrequenz
$f_{go}$	obere Grenzfrequenz
$f_{gu}$	untere Grenzfrequenz
$f_{Res}$	Resonanzfrequenz
$f_T$	Transitfrequenz
$G$	Gleichtaktunterdrückung
$g$	Erdbeschleunigung ( $g = 9,81 \text{ m/s}^2$ )
$H$	magnetische Feldstärke
$I$	Strom
$i$	zeitabhängiger Strom
$\hat{i}$	Scheitelstrom
$I_A, I_a$	Ausgangsstrom
$I_b$	mittlerer Eingangsruhestrom eines Operationsverstärkers
$I_E, I_e$	Eingangsstrom
$I_{eff}$	Effektivstrom
$I_H$	Hall-Strom
$I_I$	Ionenleitungsstrom
$I_K$	Kurzschlussstrom
$I_{OS}$	Eingangsoffsetstrom eines OV
$I_{Ph}$	Fotostrom
$I_R$	Rauschstrom
$I_S$	Dioden-Sperrstrom
$J$	Stromdichte
$j$	imaginäre Einheit ( $j = \sqrt{-1}$ )
$k$	Klirrfaktor
$k_H$	Hall-Konstante
$K_P$	Piezomodul
$L$	Induktivität
$l$	Länge, Abstand
$m$	Masse

$N, n$	Anzahl
$P$	Leistung
$p$	Druck
$P_L$	Lichtleistung
$P_R$	Rauschleistung
$P_V$	Verlustleistung
$Q$	Ladungsmenge
$R$	Widerstand
$r$	differentieller Widerstand
$R_a$	Lastwiderstand
$r_a$	differentieller Ausgangswiderstand
$r_e$	differentieller Eingangswiderstand
$r_{e\text{ cm}}$	Gleichtakteingangswiderstand eines OV
$R_i$	Innenwiderstand
$R_M$	magnetischer Widerstand
$r_{PN}$	Differenzeingangswiderstand eines OV
$R_S$	Sensorwiderstand, Shuntwiderstand
$R_V$	Vorwiderstand
$S$	Scheinleistung
$s$	Weg, Länge
$T$	Periodendauer
$t$	Zeit
$U$	Spannung
$u$	zeitabhängige Spannung
$\hat{u}$	Scheitelspannung
$U_A, U_a$	Ausgangsspannung
$U_B$	Betriebsspannung, Batteriespannung
$U_{\text{cm}}$	Gleichtakteingangsspannung eines Operationsverstärkers (OV)
$U_E, U_e$	Eingangsspannung
$U_{\text{eff}}$	Effektivspannung
$U_F$	Durchlassspannung einer Diode
$U_{\text{FS}}$	Full-Scale-Spannungswert
$U_H$	Hall-Spannung
$U_I$	Nernstsche Spannung
$U_K$	Kompensationsspannung
$U_{\text{LSB}}$	LSB-Spannungsäquivalent
$U_N$	Spannung an der invertierenden Eingangselektrode eines OV
$U_{\text{OS}}$	Offsetspannung eines OV
$U_P$	Spannung an der nichtinvertierenden Eingangselektrode eines OV
$U_{\text{Ph}}$	Fotospannung
$U_{\text{PN}}$	Differenzeingangsspannung eines OV
$U_q$	Quellenspannung, Induktionsspannung
$U_R$	Rauschspannung
$U_{\text{Ref}}$	Referenzspannung
$U_{\text{sp}}$	Sperrspannung
$U_{\text{SS}}$	Spitze-Spitze-Spannung
$U_T$	Temperaturspannung

$V$	Volumen
$v$	Verstärkung
$v_u$	Spannungsverstärkung
$v_{uo}$	Differenzverstärkung eines OV
$v_{cm}$	Gleichtaktverstärkung eines OV
$v_D$	Verstärkung eines gegengekoppelten OV
$W$	Energie, Arbeit
$W_\vartheta$	thermische Energie
$X_C$	kapazitiver Blindwiderstand
$X_L$	induktiver Blindwiderstand
$Z$	Scheinwiderstand
$\alpha$	Winkel
$\gamma$	Steilheit, Empfindlichkeit
$\Delta f$	Bandbreite
$\Delta\vartheta$	Temperaturänderung
$\varepsilon$	Dehnung
$\varepsilon_r$	relative Dielektrizitätskonstante
$\eta$	Wirkungsgrad
$\vartheta$	Temperatur
$\vartheta_R$	Rauschtemperatur
$k$	spezifische Leitfähigkeit
$\mu_r$	relative Permeabilitätskonstante
$v$	Geschwindigkeit
$\rho$	spezifischer Widerstand
$\tau$	Zeitkonstante
$\Phi$	magnetischer Fluss, Lichtstrom
$\varphi$	Phasenverschiebung, Potential
$\Omega$	Raumwinkel
$\omega$	Kreisfrequenz
$\omega_{Res}$	Resonanzkreisfrequenz



# 1 Grundstrukturen der Sensorschaltungstechnik

## 1.1 Einführung

Die Sensorschaltungstechnik umfasst die Aufnahme, Umformung, Umsetzung und Verarbeitung physikalischer, chemischer und biologischer Messgrößen mit elektronischen Mitteln. Dabei soll im Rahmen dieses Buches die Messwertaufnahme durch Sensoren nur eine einleitende Rolle im jeweiligen Kapitel spielen, da bereits auch im Rahmen dieser Fachbuchreihe (siehe z.B. [52, 53]) eine Reihe von Informationsmöglichkeiten vorhanden sind.

Da die meisten zu untersuchenden nichtelektrischen Effekte einen analogen Signalcharakter aufweisen, werden die elektronischen Baugruppen weitgehend auch in dieser Art aufgebaut sein müssen. Daher befasst sich dieses Buch vornehmlich mit der *analogen Schaltungstechnik* für Sensoren, obwohl nach der erforderlichen Signalaufbereitung in der Regel eine Digitalisierung erfolgen wird, die den Anschluss von Mikrorechner-Baugruppen ermöglicht.

Die *analogen Sensorsignale* können statische oder auch dynamische Größen sein. In vielen Bereichen der Sensorik geht es jedoch um Prozesse mit relativ großen Zeitkonstanten bzw. entsprechend kleinen Grenzfrequenzen.

Dies trifft besonders für die Umweltmesstechnik zu, wo die Messwerte im Bereich von Sekunden und darüber erfasst werden müssen. Daher spielen in der Sensorschaltungstechnik eher Probleme, die aus der Gleichspannungsverstärkertechnik bekannt sind, eine Rolle als solche, die bei hohen Frequenzen auftreten. Sensorsignale können manchmal auch einen diskreten Charakter haben und dann sofort als *digitales* elektrisches Signal weiterverarbeitet werden. Obwohl dies interessante Varianten der Sensorschaltungstechnik ermöglichen würde, spielen sie nur eine untergeordnete Rolle, da die weitaus meisten Sensorwirkprinzipien analoger Natur sind. Die nach einer Analog-Digital-Umsetzung erfolgende digitale Signalverarbeitung ist nicht mehr Gegenstand dieses Buches. Hier soll ebenfalls auf die umfangreiche Literatur in dieser Fachbuchreihe zur digitalen, mikrorechnergestützten Schaltungstechnik zur Steuerung, Regelung, Übertragung und Auswertung von Messprozessen hingewiesen werden [5; 6; 36; 61].

In der Sensorschaltungstechnik ist zur Zeit eine schrittweise Verlagerung von Funktionen der elektronischen Signalverarbeitung in den Sensorbaustein zu beobachten.

Dominierten noch vor zehn Jahren Einzelsensoren, die extern mit einer Analogelektronik zusammengeschaltet werden mussten, so ist heute schon gemäß Bild 1.1 bei vielen Sensorherstellern die Kombination von Sensor und analoger Signalaufbereitung in einem Gehäuse verwirklicht.

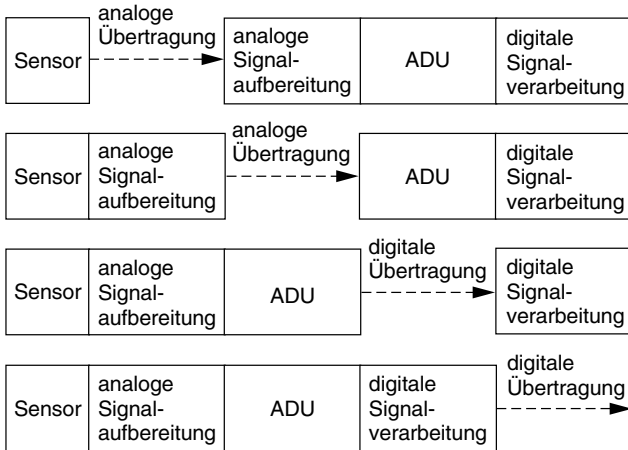


Bild 1.1  
Schrittweise Verlagerung der Signalverarbeitungsfunktion in den Sensorbaustein

In einem weiteren Schritt kann dann auch die Analog-Digital-Umsetzung im Sensor vorgenommen werden. Dies erfordert allerdings eine stabile Sensorfunktion mit definierten Ausgangsparametern. Als letzte Stufe der integrierten Sensorik kommen digitale Steuerungs- und Signalverarbeitungsbaugruppen im Sensorgehäuse dazu. Dann sind auch bestimmte Sensorparameter über eine digitale Schnittstelle einstell- oder korrigierbar. Dies bedeutet, dass derartige Sensoren mit der (elektronischen) Umwelt kommunizieren können («Intelligente Sensoren»).

Die elektronische Schaltungstechnik zur Verarbeitung von Sensorsignalen kann man in die folgenden *drei Grundstrukturen* unterteilen:

- die Reihen- oder Kettenstruktur,
- die Parallelstruktur,
- die Kreis- oder Gegenkopplungsstruktur.

## 1.2 Reihenstruktur

Die am häufigsten anzutreffende Nachweisschaltung von Sensorsignalen beruht auf der Reihenanzordnung von verschiedenen elektronischen Baugruppen.

So kann eine Messkette zur Temperaturüberwachung gemäß Bild 1.2 z.B. aus einem Temperatursensor, einem Spannungsverstärker und einem Zeigerinstrument bestehen.

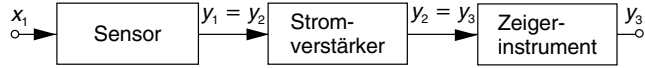
Die einzelnen Messkettenglieder haben die Übertragungskoeffizienten  $k_i$ , die sich aus der jeweiligen Ableitung  $dy_i/dx_i$  der Übertragungsfunktion im Arbeitspunkt ergeben.

$$y_i = k_i \cdot x_i \quad \text{mit} \quad k_i = dy_i/dx_i \quad (\text{Gl. 1.1})$$

Deren Produkt  $K = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3$  liefert dann den Gesamtübertragungskoeffizienten:



Bild 1.2 Reihenstruktur



$$y_3 = f(x_1) = K \cdot x_1 + c_i = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot x_1 + c_i \quad (\text{Gl. 1.2})$$

$c_i$  ist ein konstantes Glied und berücksichtigt mögliche Offset-Effekte. Betrachtet man einen Temperaturmesser mit einem Zeigerinstrument als Anzeigeeinrichtung, so erhält man z.B. mit den Übertragungskoeffizienten  $k_1 = 100 \text{ mV/K}$  für den Temperatursensor,  $k_2 = 2 \text{ mA/mV}$  für einen Stromverstärkermodul und  $k_3 = 0,1 \text{ rad/mA}$  für das Anzeigeeinstrument einen Gesamtübertragungskoeffizienten aus dem Produkt  $K = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 = 0,02 \text{ rad/K}$ . Soll z.B. eine Temperaturdifferenz von 50 K gemessen werden, so ergibt sich daraus ein Ausgangssignal von 1 rad. Mit der Beziehung  $1 \text{ rad} = 180^\circ/\pi$  ist schließlich der gesuchte Ausschlagswinkel gleich  $57^\circ$ . Deshalb bezeichnet man auch ein auf der Reihenstruktur beruhendes Messverfahren als Ausschlagverfahren.

Nach den Gesetzen der Fehlerrechnung addieren sich die relativen Fehler der einzelnen Baugruppen Sensor, Verstärker, Anzeigeeinstrument zum relativen Gesamtfehler  $\Delta K/K$  der Reihenstruktur.

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\Delta K_2}{K_2} + \frac{\Delta K_3}{K_3} \quad (\text{Gl. 1.3})$$

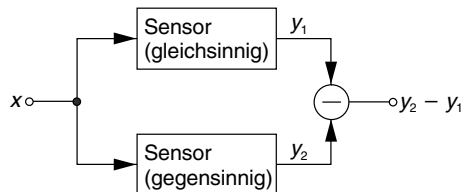
Bei der obigen Anwendung der Fehlergleichung wird ein lineares Verhalten der Baugruppen vorausgesetzt.

### 1.3 Parallelstruktur

Bei der Parallelstruktur wirkt das Sensor-Eingangssignal  $x$  auf zwei parallele Messglieder, deren Ausgangssignale  $y_{1,2}$  durch einen Differenzbildner subtrahiert werden.

Die parallele Schaltungsstruktur nach Bild 1.3 wendet man dann an, wenn Sensoren nach einem Wirkprinzip zur Verfügung stehen, bei dem die Messgröße einen gleich- und einen gegensinnigen Effekt auf das Ausgangssignal des jeweiligen Messwertaufnehmers hervorruft. Dieser kann sogar ein nichtlineares Verhalten aufweisen. Dies ist z.B. bei Dehnungs-

Bild 1.3 Parallelstruktur



messstreifen oder bei induktiven Differential-Wegsensoren der Fall, wo durch die physikalische Messgröße Dehnung oder Wegänderung eine gleichsinnige, positive ( $y_1$ ) oder eine gegensinnige, negative Signaländerung ( $y_2$ ) erhalten werden. Durch Differenzbildung ergibt sich das gewünschte Ausgangssignal ( $y_2 - y_1$ ) und schaltet gleichsinnig auf beide Messglieder einwirkende Stör- und Einflussgrößen aus.

In vielen Fällen wird als Parallelstruktur eine Brückenschaltung von gegenseitig steuerbaren Sensoren verwendet.

Hier kann man die Differenzbildung einfach durch eine Messung der Differenzspannung in der Brückenmitte vornehmen. Eine andere Möglichkeit besteht im Einsatz eines Differenzverstärkers. Beide Varianten werden später noch ausführlicher bei den entsprechenden Sensorarten – z.B. den Drucksensoren – betrachtet. Hier sollen zunächst nur allgemein am Beispiel eines Sensors mit einer quadratischen Übertragungskennlinie die linearisierenden und störgrößenunterdrückenden Eigenschaften der Parallelstruktur aufgezeigt werden.

Ein Drucksensor weist z.B. die folgende Abhängigkeit des Ausgangssignals  $y$  von der Auslenkung  $\xi$  einer Drucksensormembran auf:

$$y = a_0 + a_1 \xi + a_2 \xi^2$$

Diese Auslenkung  $\xi$  sei auf eine Wegkoordinate  $x_0$  in der Ruhelage bezogen: Bei einer negativen Wegänderung  $\Delta x$  ergibt sich  $\xi_1 = (x_0 - \Delta x)$  und bei einer positiven  $\xi_2 = (x_0 + \Delta x)$ . Die unterschiedliche Wegänderung soll auf Dehnungs- und Stauchungseffekten am Rande und in der Mitte der kreisförmigen Membran beruhen. Die Übertragungsgleichung des Sensors lautet dann unter der Voraussetzung, dass noch ein temperaturabhängiges, lineares Störglied  $f(\vartheta)$  addiert wird:

$$y = a_0 + a_1 \xi + a_2 \xi^2 + f(\vartheta) \tag{Gl. 1.4}$$

Setzt man darin die Auslenkungen  $\xi_{1,2}$  ein, so ergibt sich:

$$y_1 = a_0 + a_1 (x_0 - \Delta x) + a_2 (x_0 - \Delta x)^2 + f(\vartheta)$$

$$y_2 = a_0 + a_1 (x_0 + \Delta x) + a_2 (x_0 + \Delta x)^2 + f(\vartheta)$$

Wie man sich durch Ausmultiplizieren der Quadrate und nachfolgende Differenzbildung ( $y_2 - y_1$ ) leicht selbst überzeugen kann, fallen neben den quadratischen auch temperaturabhängige Terme weg:

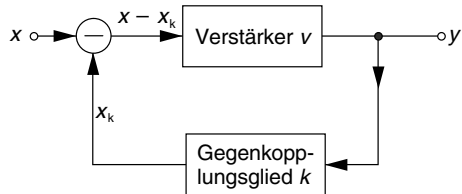
$$y_2 - y_1 = 2(a_1 + 2 a_2 x_0) \Delta x \tag{Gl. 1.5}$$

Mit der Parallelstruktur wird daher in diesem betrachteten Fall auch noch eine Linearisierung der quadratischen Sensorübertragungskennlinie bewirkt: Das Ausgangssignal ist nur noch linear von  $\Delta x$  abhängig. Zudem ergibt sich mit dem Faktor 2 eine Verdopplung der Sensorempfindlichkeit.

## 1.4 Kreisstruktur

Die Kreisstruktur beruht auf dem in der Mess- und Verstärkertechnik häufig verwendeten Gegenkopplungsprinzip. Vom Ausgang eines Sensorverstärkers  $y$  wird ein Teil des Spannungs- oder Stromsignals ( $ky$ ) gegenphasig zurück an den Eingang geführt.

Bild 1.4 Kreisstruktur



In Bild 1.4 ist die Kreisstruktur durch eine Parallelschaltung von Verstärker und Gegenkopplungsbaugruppe dargestellt. Die durch das Gegenkopplungsglied (z.B. einen Spannungsteiler) zurückgeführte Spannung  $x_k$  wird durch einen Differenzbildner mit der Eingangsspannung  $x$  zur Differenzeingangsspannung  $(x - x_k)$  verbunden. Bei ausreichend großer Verstärkung, wie sie bei integrierten Operationsverstärkern gegeben ist, stellt sich die Ausgangsspannung  $y$  so ein, dass die gegengekoppelte Spannung  $x_k$  gleich der Eingangsspannung  $x$  ist.

Dies soll anhand eines Verstärkers mit dem Verstärkungsfaktor  $v$  und einer Gegenkopplungsbaugruppe mit einem Faktor  $k$  gezeigt werden. Die Ausgangsspannung  $y$  berechnet sich mit  $x_k = ky$  zu:

$$y = v(x - x_k) = v(x - ky)$$

Löst man diese Gleichung nach  $y$  auf, so ergibt sich der aus der Verstärkertechnik bekannte Ausdruck:

$$y = \frac{v}{1 + kv} x \quad (\text{Gl. 1.6})$$

Betrachtet man nun den Fall sehr großer Verstärkungen mit  $v \rightarrow \infty$ , wird mit dem Grenzübergang in der obigen Gleichung  $y = v(x - x_k)$ :

$$x - x_k = \frac{y}{v} \approx 0$$

Damit kommt es also bei der Kreisstruktur zu einer Kompensation der zu messenden Größe  $x$  gleich  $x_k$ : Sensorschaltungen mit einer Kreisstruktur arbeiten daher nach dem Abgleich- oder Kompensationsverfahren. Beispiele dafür sind eine Vielzahl von Sensorschaltungen, die mit gegengekoppelten Operationsverstärkern betrieben werden.

## 1.5 Integrierte und intelligente Sensoren

Die integrierte Sensorik umfasst Sensoren, die zusammen mit hybrid- oder monolithisch integrierten, analogen und/oder digitalen Schaltungen der Signalverarbeitungstechnik auf einem Substrat oder einem Siliziumchip angeordnet sind.

Dabei trifft man häufig alle drei Grundstrukturen der Sensorschaltungstechnik an. Ist neben analogen und digitalen Funktionen auf dem Sensorchip auch noch eine Interface-Schaltung integriert, die der Kommunikation des Sensors mit einem übergeordneten System über einen Sensorbus dient, spricht man von sogenannten «intelligenten Sensoren» [8; 36].

Bei integrierten Sensoren versucht man insbesondere solche unerwünschten Eigenschaften wie Driften, Nichtlinearitäten zu beseitigen, ihre elektrischen Ausgangssignale ausreichend zu verstärken und durch Analog-Digital-Umsetzer zu digitalisieren. Bei intelligenten Sensoren kommt hierzu noch die Steuerbarkeit und Speicherfähigkeit sowie die Kommunikationsmöglichkeit über eine digitale Schnittstelle hinzu. Es geht also darum, die Komplexität von Sensoreigenschaften und -funktionen nicht irgendwo in einem extern angeschlossenen Wirtsrechner, sondern vor Ort direkt im Sensorgehäuse zu verwirklichen. Diese Forderung betrifft heute bereits Sensoren für die Kfz-Technik und in der Zukunft besonders Messwertnehmer in komplexen Systemen für die Umweltüberwachung und die industrielle Fertigung. Dabei geht der Trend der Sensorik eindeutig in die Richtung eines digitalen Messgerätes, das über einen einfachen Bus vernetzbar sein muss. Zur Entlastung zentraler Rechner und des Verkabelungsaufwandes sollten gleichfalls einfache Software-Routinen auf Mikrocontroller-Niveau bereits am Messort ausgeführt werden können. Dabei spielt natürlich die Kostenfrage eine entscheidende Rolle: Leistungsfähige, integrierte Siliziumsensoren kosten heute – bei geringen Stückzahlen – einige hundert bis tausende Euro und verhindern damit noch einen breiteren Einsatz [152; 157; 203; 216].

In Bild 1.5 ist das Blockschaltbild eines intelligenten Sensors dargestellt, der folgende Funktionsgruppen enthalten soll:

- elementares Sensorelement,
- Verstärker mit Kompensations- und Filternetzwerken (möglichst programmierbar),
- Analog-Digital-Umsetzer (ADU) zur Digitalisierung,
- digitale Signalverarbeitungseinheit mit Prozessor, Speicherung und Bus-Interface,
- Digital-Analog-Umsetzer (DAU) zur Sensorsteuerung.

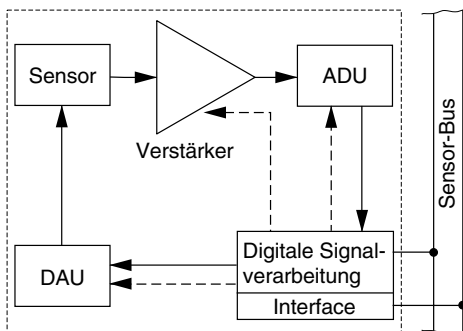


Bild 1.5 Blockschaltbild eines intelligenten Sensors

Tabelle 1.1 Angestrebte Eigenschaften integrierter und intelligenter Sensoren

Analoge Signalvorverarbeitung	Analog-Digital-Umsetzung	Digitale Signalverarbeitung	Digital-Analog-Umsetzung	Sensorschnittstelle
<ul style="list-style-type: none"> <li>– Verstärkungseinstellung</li> <li>– Offset- und Driftkompensation</li> <li>– Temperaturgang-Kompensation</li> <li>– Linearisierung</li> <li>– Frequenzgang-Kompensation</li> <li>– Rausch- und Störsignalunterdrückung</li> <li>– Hysterese-korrektur</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Digitalisierung</li> <li>– Codierung</li> <li>– Einstellung der Umsetzungs-breite</li> <li>– Einstellung der Umsetzzeiten</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Mittelwert- und Grenzwertbildung</li> <li>– Arithmetische Operationen (+, -, *, /)</li> <li>– Interpolation</li> <li>– Datenreduktion</li> <li>– Datenklassifikation</li> <li>– Gradiententest</li> <li>– Dynamikkorrektur</li> <li>– Speicherung von Sensor- und Kalibrierdaten</li> <li>– Kommunikation über Interface</li> <li>– Sensorfunktionstest</li> <li>– Plausibilitätskontrolle und Fehlerlokalisierung</li> <li>– Fehlerkorrektur (Sensorredundanz)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Analoge Sensor-Steuersignale</li> <li>– Einstellung von Betriebsparametern (Amplituden, Signalformen)</li> <li>– Sensordatenanpassung (Toleranzbereich)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– Vorzugsweise serieller Busanschluss</li> <li>– Formatierung des Datenrahmens (Adressen, Daten, Befehle)</li> <li>– Softwaregesteuerte Sensor-Bedienung</li> <li>– Sensorbetrieb im Netz</li> </ul>

Mit den strichpunktiierten Linien soll die Steuerungsmöglichkeit der jeweiligen Baugruppe gekennzeichnet werden. Aus einer Reihe von Veröffentlichungen aus Forschungslaboratorien von Hochschulen wie z.B. in [117; 137; 175] und der Industrie wie z.B. in [112; 130] lassen sich Anforderungen und Gesichtspunkte zusammenstellen, die ein integrierter (besser ein intelligenter) Sensor aufweisen sollte. Sie sind in Tabelle 1.1 dargestellt. Einzelheiten hierzu werden später im Rahmen der jeweiligen Behandlung von Sensorschaltungen mitgeteilt.

Intelligente Sensoren sind darüber hinaus über ihre Schnittstelle netzwerkfähig. Zur Entlastung der zentralen Rechereinheit können sie über den intern integrierten Mikrorechner auch eine eigene Wissensbasis zur Verarbeitung der Sensorinformationen enthalten. Damit entlasten sie den Zentralrechner von der Bewältigung großer Datenströme und erhöhen die Verarbeitungsgeschwindigkeit. Diese Wissensbasis kann aus Informationen über den zu überwachenden Prozess, zu erwartende Störquellen und Einflussgrößen bestehen. Bei der internen Signalverarbeitung im intelligenten Sensor spielen zukünftig auch Fuzzy-Logik und neuronale Techniken eine Rolle, die selbst in relativ unbestimmten und unsicheren Messprozessen mit unscharfen Merkmalen eine hochwertige Signalgewinnung und -auswertung gestatten. Ein weiterer wichtiger Aspekt besteht in der Möglichkeit, intelligente Sensoren automatisch kalibrieren zu können. Dadurch lassen sich deutliche Kostensenkungen in der Sensorfertigung erzielen.

Unter den Stichworten Sensorbetrieb im Netz oder Web-based-Sensorik sind heute schon einfache Lösungen denkbar, wo ein intelligenter Sensor über eine serielle Schnittstelle nicht nur einen Webzugang, sondern auch eine eigene Homepage haben kann. Auf diese Mög-

lichkeiten wird in Kapitel 3 im Zusammenhang mit Sensor-Interfaces näher eingegangen. Ein Trendguide für zukünftige internetfähige Geräte ist z.B. in der Übersicht in [177] enthalten.

Betrachtet man außerdem für die Realisierung integrierter Sensoren noch die Herstellungstechnologien integrierter Halbleiterschaltungen, so lassen sich einige weitere vorteilhafte Eigenschaften ableiten:

- hohe Stabilität, Zuverlässigkeit und Lebensdauer der Sensorbaugruppen,
- kleine Volumina durch Miniaturisierung,
- hohe Reproduzierbarkeit und Austauschbarkeit,
- große Robustheit und
- einfache Handhabbarkeit.

Integrierte und intelligente Sensorkonzepte basieren fast ausschließlich auf der Siliziumtechnik, da damit eine einfache Kombination mit analogen und digitalen Schaltungsbaugruppen gegeben ist. Besonders die CMOS-Technologie gestattet bereits, aus Bibliotheken sowohl Sensoren als auch Schaltungskomponenten auszuwählen und nach entsprechender Simulation im Herstellungsprozess auf dem Wafer anzuordnen. Siliziumsensoren werden daher eine hervorragende Stellung in der intelligenten Sensorik einnehmen: Sie ändern ihr elektrisches Verhalten aufgrund solcher physikalischer und chemischer Größen wie der Temperatur, der optischen Strahlung, magnetischer Felder, des mechanischen Drucks, der Gaszusammensetzung usw. Die Tatsache, dass viele Siliziumsensoren nicht nur auf die gewünschte Messgröße reagieren, sondern in der Regel Querempfindlichkeiten aufweisen, kann durch das intelligente Sensorkonzept berücksichtigt werden. Dies wird dann deutlich, wenn bei integrierten Sensoren z.B. kein aufwendiger Abgleich erfolgen muss oder eng tolerierte Prozessparameter einzuhalten sind. Nicht zuletzt müssen auch die potentiellen Möglichkeiten der Multisensorik erwähnt werden, die sich durch die Kombination verschiedenartiger Si-Sensoren auf einem Chip ergeben können [167].

Die in Tabelle 1.1 aufgeführten Eigenschaften integrierter bzw. intelligenter Sensoren sind Zielstellungen und bis heute in dieser Vollständigkeit auch im Labormaßstab noch nicht realisiert worden. Insbesondere ist zz. noch keine einheitliche Meinung zu einer standardisierten Sensorschnittstelle vorhanden, wodurch zusätzlich die breite Einführung derartiger Sensorschaltungstechniken behindert wird.

## 1.6 Lernziel-Test

1. Eine Sensornachweisschaltung hat den folgenden Aufbau: Der Fotostrom einer Pin-Diode mit einer Empfindlichkeit von  $1 \text{ pA/lx}$  wird mit einem Strom-Spannungs-Umsetzer mit einer Umsetzersteilheit von  $100 \text{ mV/pA}$  verarbeitet. Ein Spannungsfolger mit einer Spannungsverstärkung von 1 sorgt für eine Entkopplung zur Anzeigebaugruppe. Die Ausgangsspannung soll analog mit einem Zeigerinstrument mit einer Empfindlichkeit von  $0,1 \text{ rad/V}$  dargestellt werden.

Welche messtechnische Grundstruktur liegt hier vor? Berechnen Sie den Ausschlagswinkel  $\alpha$  des Instrumentes, wenn der optische Sensor mit  $E = 200 \text{ lx}$  beleuchtet wird.

2. Welcher relative Gesamtfehler  $\Delta\alpha/\alpha$  ergibt sich in der obigen Schaltung, wenn die Sensorempfindlichkeit mit einem relativen Fehler von 2,5% angegeben ist? Der Umsetzer weist einen relativen Fehler von 5 mV pro 1 pA, die Spannungsverstärkung des Spannungsfolgers hat einen relativen Fehler unter 0,1%. Das Anzeigeeinstrument wird mit einem relativen Gesamtfehler von 1% beschrieben. Welchen relativen und absoluten Messfehler erhält man dann für den berechneten Ausschlagswinkel  $\alpha$  aus Aufgabe 1?
3. Eine Wheatstone-Brückenschaltung wird mit zwei gegensinnig aussteuerbaren Drucksensoren aufgebaut. Die Brückenwiderstände haben einen Ausgangswert von  $R_0 = 100 \Omega$ , und die Speisespannung  $U_0$  ist gleich 5 V. Berechnen Sie das Brückenausgangssignal, wenn die druckabhängige Widerstandsänderung der jeweils im unteren Brückenweig angeordneten Sensorwiderstände  $\pm\Delta R = 15 \Omega$  beträgt.
4. Ein Operationsverstärker hat laut Datenblatt eine Leerlaufverstärkung  $v = 90\,000$ . Berechnen Sie den erforderlichen Gegenkopplungsfaktor  $k$ , wenn dieser OV in eine Spannungsverstärkerschaltung eingebaut wird, die bei einer Eingangsspannung  $U_e = 10 \text{ mV}$  eine Ausgangsspannung von  $U_a = 5 \text{ V}$  liefern soll.
5. Welche wesentlichen Eigenschaften machen den Unterschied zwischen integrierten und intelligenten Sensoren aus?





# 2 Rausch- und driftarme Operationsverstärkerschaltungen

## 2.1 Einführung

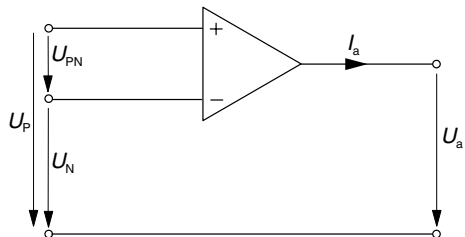
Monolithisch integrierte Operationsverstärker (OV) sind in der modernen Sensorschaltungstechnik nicht mehr wegzudenken. Nur in manchen Fällen – wie z.B. bei extrem rauscharm zu realisierenden Verstärkerbaugruppen – kann man auch heute auf zusätzliche, diskret aufgebaute Schaltungskomponenten nicht verzichten. Obwohl auf dem Markt eine Vielzahl von Operationsverstärkern in bipolarer oder MOS-Technologie erhältlich sind, gibt es den Super-OV, der allen Wünschen und Anforderungen des Sensorschaltungstechnikers gerecht werden könnte, nicht. Daher ist eine genaue Kenntnis der Schaltkreisparameter und Schaltungseigenschaften für einen optimalen Einsatz in der Sensorik besonders wichtig.

Der Aufbau von Operationsverstärkern und die Eigenschaften von invertierenden und nichtinvertierenden Operationsverstärkerschaltungen sind in dieser Fachbuchreihe bereits ausführlich betrachtet worden (siehe [7]), so dass an dieser Stelle auf eine umfassende Darlegung verzichtet werden kann. Darüber hinaus wird auf die entsprechenden Darstellungen in den Vogel-Fachbüchern wie [43; 52; 53; 61] verwiesen.

Die für die Sensorschaltungstechnik wichtigsten Sachverhalte – wie die Ersatzschaltungsproblematik und die Verstärkereigenschaften – sollen daher in diesem Kapitel nur kurz zusammengestellt werden. Anschließend erfolgt eine Diskussion der wesentlichen Operationsverstärker-Grundsaltungen für die Sensorschaltungstechnik. Eine Übersicht über auf dem Markt befindliche Operationsverstärkertypen, geordnet nach verschiedenen Einsatzkriterien für die Sensortechnik, ist im Anhang zu finden. Den Hauptteil dieses Kapitels nehmen jedoch Probleme rausch- und driftarmer OV-Schaltungen ein. Dazu werden zunächst die elektronischen Mechanismen von Rausch- und Driftprozessen besprochen. Die beispielhafte Betrachtung des Rauschersatzschaltbildes einer Operationsverstärkerschaltung soll die eigenständige Berechnung von Rauschkenngrößen einer Sensorschaltung durch den Leser ermöglichen. Die Darstellung ausgewählter Schaltungskonzepte für den rausch- und driftarmen Nachweis von Sensorsignalen schließt dieses Kapitel ab.

Operationsverstärker besitzen eingangsseitig eine bipolare oder FET-Differenz-Verstärkerstufe. Sie haben daher in ihrem Schaltbild in Bild 2.1 zwei Eingangselektroden, die wegen der invertierenden bzw. nichtinvertierenden Verstärkungseigenschaften mit einem – bzw. + gekennzeichnet werden sollen. Diese Eingangsspannungen werden mit  $U_P$  und  $U_N$  bezeichnet. Sie bilden die Differenzspannung  $U_{PN}$ :

Bild 2.1 Schaltbild eines idealen Operationsverstärkers



$$U_{PN} = U_P - U_N \quad (\text{Gl. 2.1})$$

Neben dem typischen Fall eines Differenzeingangssignals kann aber auch das gleiche Signal auf beiden Eingängen des OV liegen. Dies ist z.B. eine 50-Hz-Störspannung, die induktiv gleichermaßen auf die Zuleitungen des Sensorsignals zum Operationsverstärker einwirkt. Das Gleichtakteingangssignal  $U_{cm}$  berechnet sich aus dem arithmetischen Mittelwert beider Eingangsspannungen:

$$U_{cm} = (U_P + U_N)/2 \quad (\text{Gl. 2.2})$$

Ein idealer Operationsverstärker vereinigt solche Eigenschaften wie unendlich große Differenzspannungsverstärkung  $v_{uo}$ , unendlich hoher Eingangswiderstand  $r_e$ , verschwindend kleine Gleichtaktverstärkung  $v_{cm}$ , verschwindend kleiner Ausgangswiderstand  $r_a$ , unendlich große Grenzfrequenz sowie geringe Offsetspannungen  $U_{OS}$ , Eingangsströme  $I_b$  und keine Temperaturabhängigkeiten.

Einen solchen OV kann man wegen der nichtidealen Eigenschaften der integrierten Schaltkreiskomponenten nur näherungsweise verwirklichen. In Tabelle 2.1 sind ideale und reale Eigenschaften typischer Operationsverstärker für die Sensorschaltungstechnik gegenübergestellt:

Tabelle 2.1 Gegenüberstellung idealer mit typischen realen Eigenschaften von Operationsverstärkern

Eigenschaften	ideal	real
Differenzverstärkung $v_{uo}$	$\infty$	$10^5 \dots 10^7$
Gleichtaktverstärkung $v_{cm}$	0	0,1...1
Diff.-Eingangswiderstand $r_e$	$\infty$	1 M $\Omega$ ...10 <sup>13</sup> $\Omega$
Gleichtakt-Eingangswiderstand $r_{cm}$	$\infty$	1 G $\Omega$ ...10 <sup>15</sup> $\Omega$
Ausgangswiderstand $r_a$	0	20 $\Omega$ ...1 k $\Omega$
Transitfrequenz $f_T$	$\infty$	1 MHz
Offsetspannung $U_{OS}$	0	25 $\mu$ V...5 mV
Eingangsstrom $I_b$	0	10 fA...100 nA
Temperaturkoeffizient $\Delta U/\Delta \vartheta$	0	100 nV/K...10 $\mu$ V/K

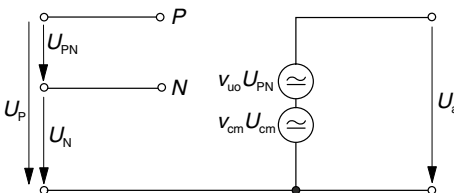


Bild 2.2 Ersatzschaltung eines idealen Operationsverstärkers

Die Ersatzschaltung des idealen Operationsverstärkers ist daher nach Bild 2.2 lediglich aus zwei Eingangselektroden aufgebaut, zwischen denen eine Differenzspannung und/oder eine Gleichtaktspannung anliegt. Das Ausgangssignal  $U_a$  wird aus der Überlagerung der mit  $v_{uo}$  verstärkten Differenzspannung  $U_{PN}$  sowie der mit  $v_{cm}$  verstärkten Gleichtaktspannung  $U_{cm}$  gebildet. Die Übertragungsgleichung ergibt sich dann zu:

$$U_a = v_{uo} \cdot U_{PN} + v_{cm} \cdot U_{cm} \tag{Gl. 2.3}$$

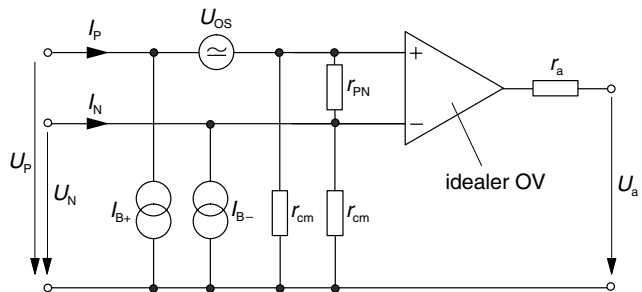
Beim idealen OV sollte bei verschwindender Differenzeingangsspannung  $U_{PN} = 0$  auch die Ausgangsspannung  $U_a = 0$  sein. Dies ist jedoch praktisch nicht der Fall. Vielmehr tritt bei Kurzschluss der beiden Eingangselektroden am Ausgang eine endliche Spannung auf. Mit einer zusätzlich am Eingang angelegten Spannung kann man jedoch diese Ausgangsspannung auf null kompensieren. Die dafür notwendige Spannung am Eingang heißt *Eingangs-Offsetspannung*  $U_{OS}$  und bewegt sich bei OV von einigen  $\mu V$  bis zu einigen mV. Bei vielen Wechselstromverstärker-Anwendungen stört dies nicht, jedoch in den meisten Fällen, wo in der Sensorik kleine Gleichspannungen oder niederfrequente Signale verstärkt werden sollen. Leider ist dieser Offset auch noch von der Temperatur, den Batteriespannungsschwankungen und auch von der Zeit abhängig. Typische Werte für die Temperaturdriften  $\Delta U/\Delta \vartheta$  liegen bei einigen  $\mu V/K$ . Schwankungen der Versorgungsspannung der OV können sich in einer Änderung des Offsets mit einigen zehn  $\mu V/V$  bemerkbar machen. Für die Langzeitänderung sind einige  $\mu V$  einzukalkulieren. Daher wird deutlich, dass sorgfältige Kompensationsmaßnahmen in einer Sensorschaltung mit OV vorgenommen werden müssen.

In der realen Ersatzschaltung eines Operationsverstärkers in Bild 2.3 werden noch seine Ein- und Ausgangswiderstände berücksichtigt. Der Differenzeingangswiderstand  $r_e$  ist zwischen den beiden Eingangselektroden wirksam; der Gleichtakteingangswiderstand  $r_{cm}$  zwischen der jeweiligen Eingangselektrode und der Bezugselektrode (z.B. Masse).

Zusätzlich kommt es zum Auftreten von *Eingangsruhestromen* (Bias-Strömen)  $I_{B+,-}$ , die aus der positiven und negativen Eingangselektrode herausfließen und unterschiedlich groß sein können. Je nach Schaltungstechnologie fließen Ruhestrome vom fA- bis zum  $\mu A$ -Bereich. In der Ersatzschaltung des realen Operationsverstärkers werden sie als Konstantstromquellen dargestellt.

Die Eigenschaften von Operationsverstärkerschaltungen in der Sensorik lassen sich meist in guter Näherung mit Hilfe der idealen Ersatzschaltung in Bild 2.2 nach folgenden zwei Regeln berechnen. Unter der Voraussetzung einer sehr großen Differenzverstärkung  $v_{uo} \rightarrow \infty$  sowie einer sehr kleinen Gleichtaktverstärkung  $v_{cm} \rightarrow 0$  erhält man aus Gl. 2.3:

Bild 2.3 Realer Operationsverstärker mit Eingangswiderständen  $r_{PN}$  und  $r_{cm}$ , Eingangsruhestromquellen  $I_{B+}$  und  $I_{B-}$  und Ausgangswiderstand  $r_a$



$$U_{PN} = U_a/v_{uo} = U_P - U_N = 0 \quad (\text{Gl. 2.4})$$

**Regel 1:  $U_P = U_N$**

Durch die Verstärkungseigenschaften verschwindet die Eingangsspannungsdifferenz. Liegt beispielsweise die positive Eingangselektrode an Masse ( $U_P = 0$ ), spricht man auch von einem «virtuellen» Nullpunkt an der negativen Eingangselektrode ( $U_N = 0$ ).

Die Eingangsruhestrome und Offsetspannungen beim realen OV liegen, verglichen mit vielen Sensorsignalen, in einem sehr kleinen Bereich. Die Eingangswiderstände von Operationsverstärkern bewegen sich im  $M\Omega$ - bis  $G\Omega$ -Gebiet und werden durch Gegenkopplungsmaßnahmen noch vergrößert. Der Ausgangswiderstand ist dagegen vergleichsweise klein und wird durch eine Gegenkopplung noch verringert.

**Regel 2**

Alle nichtidealen Größen können vernachlässigt werden.

Die Anwendung dieser beiden Regeln gestattet in der Operationsverstärker-Schaltungstechnik mit Hilfe der idealen Ersatzschaltung in Bild 2.2 relativ einfache Berechnungen, die auf die Lösung von linear unabhängigen Knoten- und Maschengleichungen hinauslaufen. In vielen Fällen braucht man auch nur das ohmsche Gesetz, den Knotenpunktsatz oder die Spannungsteiler-Regel anzuwenden. Allerdings müssen immer die Voraussetzungen für die Anwendung der obigen Näherungen gegeben sein. So kann die Berechnung der Übertragungskennlinie einer hochohmigen, piezoelektrischen Drucksensorschaltung offensichtlich nicht ohne Berücksichtigung der Eingangswiderstände des OV geschehen. Andererseits ist dabei aber die Vernachlässigung des OV-Ausgangswiderstandes ohne weiteres möglich.

Die Verstärkungseigenschaften werden bei Operationsverstärkerschaltungen mit einem Gegenkopplungsnetzwerk eingestellt. Es gibt zwei wichtige Prinzipien zur Gegenkopplung vom OV-Ausgang auf den Eingang, die auf die beiden Operationsverstärker-Grundsaltungen in den Bildern 2.4 und 2.5 führen:

- a) Spannungsgegenkopplung mit Stromspeisung: invertierende OV-Schaltung;
- b) Spannungsgegenkopplung mit Spannungseinspeisung: nichtinvertierende OV-Schaltung.

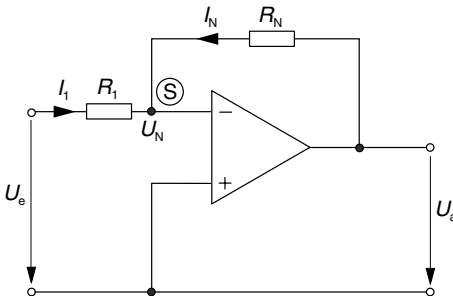


Bild 2.4 Invertierende Operationsverstärker-Grundsaltung

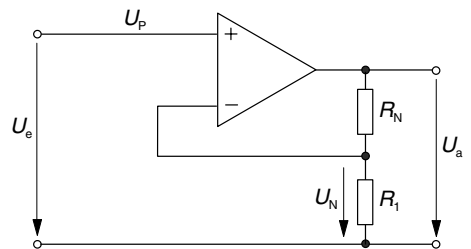


Bild 2.5 Nichtinvertierende Operationsverstärker-Grundsaltung

In beiden Fällen wird ein Teil der Ausgangsspannung  $U_a$  auf den Eingang geschaltet. Beim Invertierer (a) geschieht dies durch einen zu  $U_a$  proportionalen Strom, der in einen Punkt am invertierenden Eingang eingespeist wird und dem Eingangsstrom entgegenwirkt. Beim Nichtinvertierer (b) wird ein Teil der Ausgangsspannung der Eingangsspannung entgegengeschal-

tet. Mit den beiden o.g. Regeln soll die Spannungsverstärkung der Grundsaltungen beispielhaft berechnet werden. (Die Bestimmung weiterer OV-Eigenschaften ist ausführlich in dieser Fachbuchreihe, z.B. in [7], dargestellt worden.) Die Spannungsverstärkung  $v_u$  des invertierenden OV in Bild 2.4 erhält man aus dem Knotenpunktsatz an der negativen Eingangselektrode (S):

$$I_1 + I_N = 0$$

$$\frac{U_e - U_N}{R_1} + \frac{U_a - U_N}{R_N} = 0 \tag{Gl. 2.5}$$

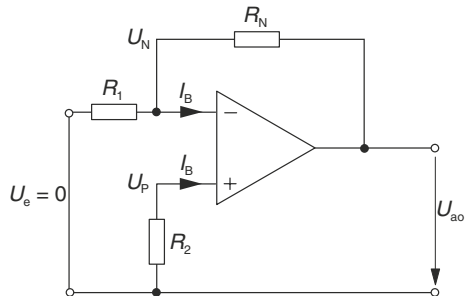
Die Ströme wurden dabei nach dem Ohm'schen Gesetz aus dem jeweiligen Quotienten aus Spannungsdifferenz und Widerstand berechnet. Mit Regel 1 ( $U_N = U_P = 0$ ) ergibt sich daraus sofort nach einfacher Umstellung die Spannungsverstärkung  $U_a/U_e$ :

$$v_u = U_a/U_e = -R_N/R_1 \tag{Gl. 2.6}$$

Die Verstärkung des invertierenden OV kann also linear mit dem Widerstand  $R_N$  eingestellt werden. Für  $R_1$  verwendet man Widerstandswerte zwischen 1 kΩ und 10 kΩ. Der Eingangswiderstand berechnet sich unter obigen Voraussetzungen ebenfalls recht einfach nach dem ohmschen Gesetz zu  $r_e = U_e/I_1 = R_1$ . Der differentielle Ausgangswiderstand des invertierenden OV geht gegen null. Trotzdem ist natürlich der maximal aus dem Ausgang fließende Gleichstrom auf einige zehn mA begrenzt. Aus diesem Grund sowie wegen Stabilitätsproblemen der OV-Schaltung ist es vorteilhaft, in die Ausgangsleitung einen Reihenwiderstand von 51 Ω zu schalten.

Die *Kompensation der Eingangsruheströme* eines realen OV ist für viele Sensorapplikationen ein wichtiges Problem.

Bild 2.6 Eingangsstromkompensation beim invertierenden Operationsverstärker



Beispielsweise würde ein Eingangsstrom von 100 nA an einem Widerstand von 100 kΩ bereits einen Spannungsabfall von 10 mV am Eingang des Operationsverstärkers erzeugen und damit u.U. kleine Sensorgleichsignale überdecken.

Die Kompensation wird in Bild 2.6 durch einen zusätzlichen Widerstand  $R_2$  vorgenommen, der von der positiven Eingangelektrode an die Masse-Elektrode geschaltet ist. Das Prinzip besteht darin, dass die beiden Eingangsströme über Widerständen einen gleich großen Spannungsabfall erzeugen, der dann bei der Differenzverstärkung am Ausgang nicht mehr zur Wirkung kommt. Die Eingangsströme können jeweils aus den Spannungsabfällen mit Hilfe des Knotenpunktsatzes bestimmt werden:

$$I_B = -\frac{U_P}{R_2}$$

$$I_B = \frac{U_{a0} - U_N}{R_N} - \frac{U_N}{R_1}$$

Mit  $U_N = U_P$  erhält man durch Substitution von  $U_N$  mit  $U_P$  eine Gleichung für eine verschwindende Offsetspannung  $U_{a0} = 0$  am Ausgang des OV. Es ergibt sich:

$$U_{a0} = \left( R_N - R_2 - \frac{R_N R_2}{R_1} \right) \cdot I_B = 0$$

Der Kompensationswiderstand  $R_2$  kann daraus durch Umstellung bestimmt werden zu:

$$R_2 = \frac{R_1 R_N}{R_1 + R_N} = R_1 \parallel R_N \quad (\text{Gl. 2.7})$$

Die Eingangsstromkompensation wird also mit einem Widerstand  $R_2$  vorgenommen, der dem Wert aus parallel geschaltetem Vor- und Gegenkopplungswiderstand entspricht. Diese Maßnahme hat praktisch keinen Einfluss auf die eigentliche Sensorsignalverstärkung.

Die *nichtinvertierende Operationsverstärkerschaltung* in Bild 2.5 zeigt, dass die Gegenkopplung über einen Spannungsteiler mit  $R_N$  und  $R_1$  erfolgt. Die Spannungsverstärkung  $v_u$  soll mit Regel 1 bestimmt werden. Da zum einen  $U_N = U_P$  und andererseits aber auch  $U_e = U_P$  ist, erhält man  $v_u$  einfach über die Spannungsteiler-Regel am OV-Ausgang:

$$U_N = U_P = U_e = \frac{R_1}{R_N + R_1} U_a$$

Durch Umstellung wird daraus der Verstärkungsfaktor  $U_a/U_e$ :

$$v_u = \frac{U_a}{U_e} = 1 + \frac{R_N}{R_1} \quad (\text{Gl. 2.8})$$

Für den Fall, dass  $R_N = 0$  ist, erhält man zwar nur eine Spannungsverstärkung  $v_u = 1$ , die Schaltung besitzt jedoch einen sehr hohen Eingangs- und einen niedrigen Ausgangswider-