

William Bolton

Bausteine mechatronischer Systeme

3. Auflage



ein Imprint von Pearson Education
München • Boston • San Francisco • Harlow, England
Don Mills, Ontario • Sydney • Mexico City
Madrid • Amsterdam

Kapitel

3

Signalaufbereitung

3.1 Signalaufbereitung

Das Ausgangssignal von dem Sensor eines Messsystems muss im Allgemeinen in irgendeiner Form bearbeitet werden, um es auf die nächste Stufe des Arbeitsvorganges abzustimmen. Das Signal kann z.B. zu klein sein und muss verstärkt werden, es kann Störungen enthalten, die beseitigt werden müssen, es kann nichtlinear sein und eine Linearisierung erforderlich machen, es kann analog sein und eine Digitalisierung erfordern, es kann digital sein und eine Analogwandlung verlangen, es kann sich um eine Widerstandsänderung handeln, die in eine Stromänderung umgewandelt werden muss, es kann eine Spannungsänderung sein, die in eine Stromänderung passender Größe umgewandelt werden muss etc. Alle diese Vorgänge bezeichnet man als *Signalaufbereitung*. Die Ausgangsgröße aus einem Thermoelement ist z.B. eine kleine Spannung von ein paar Millivolt. Ein Signalaufbereitungsmodul könnte nun verwendet werden, um dieses Signal in ein Stromsignal passender Größe umzuwandeln, um Störungen zu unterdrücken, um eine Linearisierung und eine Kompensation der kalten Verbindungsstelle (d.h. Kompensation für die kalte Verbindungsstelle mit einer Temperatur, die nicht bei 0°C liegt) vorzunehmen.

3.1.1 Verknüpfung mit einem Mikroprozessor

Eingangs- und Ausgangsgeräte sind über *Ports* mit einem Mikroprozessorsystem verbunden. Der Begriff *Interface* wird für das Element verwendet, das zur Herstellung von Verbindungen zwischen Geräten und einem Port benutzt wird. So könnte es Eingangsgrößen von Sensoren, Schaltern und Tastaturen sowie Ausgangsgrößen an Anzeigen und Stellglieder geben. Das einfachste Interface könnte ein einfaches Stück Draht sein. Das Interface enthält allerdings häufig eine Signalaufbereitung und einen Schutz, der das Mikroprozessorsystem vor Schaden schützen soll. Als Beispiel sind Eingangsgrößen zu nennen, die gegen Überspannungen oder Signale mit falschem Vorzeichen geschützt werden müssen.

Mikroprozessoren benötigen digitale Eingangsgrößen, somit ist eine Umwandlung eines analogen Signals in ein digitales erforderlich, wenn die Ausgangsgröße von einem Sensor analog ist. Viele Sensoren erzeugen allerdings nur ein sehr kleines Signal, vielleicht ein paar Millivolt. Ein solches Signal ist unzureichend für eine direkte Analog-Digital-Umwandlung ohne vorhergehende Verstärkung. Eine Signalaufbereitung kann auch bei digitalen Signalen erforderlich sein, um ihre Qualität zu verbessern. So kann das Interface eine Reihe von Elementen enthalten.

Es gibt auch die Ausgangsgröße eines Mikroprozessors, möglicherweise zur Betätigung eines Stellgliedes. In diesem Fall ist ebenfalls ein passendes Interface erforderlich. Eventuell benötigt das Stellglied ein analoges Signal und die digitale Ausgangsgröße vom Mikroprozessor muss deshalb in ein analoges Signal umgewandelt werden. Vielleicht besteht auch die Notwendigkeit eines Schutzes, damit kein Signal durch den Ausgangsport zurückeingegeben und der Mikroprozessor so beschädigt werden kann.

3.1.2 Signalaufbereitungsprozesse

Im Folgenden sind einige der Prozesse aufgeführt, die bei der Aufbereitung eines Signals auftreten können:

1. *Schutz*, um Schaden an dem nächsten Element, z.B. einem Mikroprozessor, als Folge eines Hochstroms oder einer Hochspannung zu vermeiden. So kann es Serienwiderstände zur Strombegrenzung, Sicherungen, die abschalten, wenn der Strom zu hoch ist, Polschutz und Schaltkreise zur Spannungsbegrenzung geben (siehe Abschnitt 3.3).
2. Die Aufbereitung des Signals in die *richtige Art von Signal*. Das kann die Umwandlung des Signals in eine Gleichspannung oder einen Gleichstrom bedeuten. So muss z.B. die Widerstandsänderung eines Dehnungsmessstreifens in eine Spannungsänderung umgewandelt werden. Dies kann unter Verwendung einer Wheatstonebrücke und der Exzentrizitätsspannung erfolgen (siehe Abschnitt 3.5). Es kann die Umwandlung des Signals in digital oder analog bedeuten (siehe Analog-Digital-Wandler und Digital-Analog-Wandler in Abschnitt 3.6).
3. Die Erreichung des richtigen *Signalpegels*. Das Signal von einem Thermoelement trägt möglicherweise nur ein paar Millivolt. Wenn das Signal zwecks Eingabe an einen Mikroprozessor in einen Analog-Digital-Wandler geführt werden soll, muss es wesentlich größer sein, eher Volt als Millivolt. Zur Verstärkung sind Operationsverstärker gebräuchlich (siehe Abschnitt 3.2).
4. Die Beseitigung oder Reduzierung von *Störungen*. Es können z.B. Filter verwendet werden, um Netzstörungen aus einem Signal zu entfernen (siehe Abschnitt 3.4).
5. *Signalbearbeitung*, z.B. die Umwandlung in eine lineare Funktion einer Größe. Die Signale einiger Sensoren, z.B. eines Durchflussmessers, sind nichtlinear und deshalb könnte ein Signalaufbereiter verwendet werden, so dass das zum nächsten Element geführte Signal linear ist (siehe Abschnitt 3.2.6).

Die folgenden Abschnitte geben einen Überblick über einige der Elemente, die bei der Signalaufbereitung verwendet werden könnten.

3.2 Operationsverstärker

Die Basis vieler Signalaufbereitungsmodule ist der *Operationsverstärker*. Der Operationsverstärker ist ein Gleichstromverstärker mit hoher Verstärkung. Die Verstärkung liegt normalerweise bei 100.000 oder mehr. Der Verstärker wird als integrierter Schaltkreis auf einem Siliziumchip geliefert. Er hat zwei Eingänge, die als invertierender (–) und als nichtinvertierender (+) bekannt sind. Die Ausgangsgröße hängt von den Verbindungen zu diesen Eingängen ab. Es gibt andere Eingänge zum Operationsverstärker, und zwar eine negative und eine positive Spannungsversorgung, sowie zwei Eingänge, die als Nullabgleich bezeichnet werden und Korrekturen bei fehlerhaftem Verhalten des Verstärkers ermöglichen (siehe Abschnitt 3.2.8). Abb. 3.1 zeigt die Steckerverbindungen für einen Operationsverstärker Typ 741.

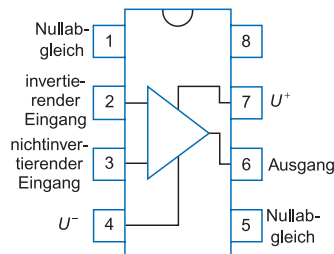


Abbildung 3.1: Steckerverbindungen für einen Operationsverstärker 741

Im Folgenden sind die Schaltkreistypen aufgeführt, die mit Operationsverstärkern verwendet werden könnten, wenn sie als Signalaufbereiter eingesetzt werden. Für weitere Einzelheiten wird der Leser an fachspezifischere Texte verwiesen, z.B. *Feedback Circuits and Op. Amps* von D.H. Horrocks (Chapman and Hall 1990) oder *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits* von P.R. Gray und R.G. Meyer (Wiley 1993).

3.2.1 Invertierender Verstärker

Abb. 3.2 zeigt die mit dem Verstärker verbundenen Anschlüsse, wenn er als *invertierender Verstärker* benutzt wird. Die Eingangsgröße wird über einen Widerstand R_1 an den invertierenden Eingang geführt, wobei der nichtinvertierende Eingang geerdet ist. Über den Widerstand R_2 wird ein Rückföhrpfad vom Ausgang zum invertierenden Eingang bereitgestellt. Der Operationsverstärker hat eine Spannungsverstärkung von 100.000 und die Veränderung in der Ausgangsspannung ist normalerweise auf ± 10 V begrenzt. Die Eingangsspannung muss dann zwischen $+0,0001$ V und $-0,0001$ V liegen. Dies ist praktisch Null und deshalb liegt der Punkt X praktisch bei der Erdspannung. Deshalb wird er *praktisch geerdet* genannt. Die Potenzialdifferenz durch R_1 beträgt $(U_{ein} - U_x)$. Folglich kann das Eingangspotenzial U_{ein} für den idealen Operationsverstärker mit einer unendlichen Verstärkung und deshalb $U_x = 0$ als durch R_1 föhrend betrachtet werden. Deshalb gilt:

$$U_{ein} = I_1 R_1$$

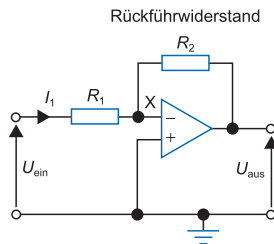


Abbildung 3.2: Invertierender Verstärker

Der Operationsverstärker hat zwischen seinen Eingangsklemmen eine sehr hohe Impedanz, bei einem 741er-Modell ca. $2 \text{ M}\Omega$. So fließt praktisch kein Strom durch X in ihn hinein. Für den idealen Operationsverstärker wird die Eingangsimpedanz als unendlich angenommen, so dass es keinen Stromfluss durch X gibt. Folglich muss der Strom I_1 durch R_1 der Strom durch R_2 sein. Die Potenzialdifferenz durch R_2 ist $(U_x - U_{aus})$ und deshalb beträgt, da beim idealen Verstärker U_x gleich null ist, die Potenzialdifferenz durch $R_2 - U_{aus}$. Deshalb gilt:

$$-U_{aus} = I_1 R_2$$

Bei der Division dieser beiden Gleichungen ergibt sich:

$$\text{Spannungsverstärkung des Schaltkreises} = \frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

So wird die Spannungsverstärkung des Schaltkreises allein durch die relativen Werte von R_2 und R_1 bestimmt. Das negative Vorzeichen zeigt an, dass die Ausgangsgröße invertiert, d.h. bezüglich der Eingangsgröße um 180° phasenverschoben ist.

Zur Veranschaulichung der obigen Angaben betrachten wir einen Schaltkreis mit einem invertierenden Operationsverstärker, der einen Widerstand von $1 \text{ M}\Omega$ in der invertierenden Eingangsleitung und einen Rückführwiderstand von $10 \text{ M}\Omega$ hat. Wie hoch ist die Spannungsverstärkung des Schaltkreises?

$$\text{Spannungsverstärkung des Schaltkreises} = \frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{10}{1} = -10$$

3.2.2 Nichtinvertierender Verstärker

Abb. 3.3 zeigt den Operationsverstärker, der als nichtinvertierender Verstärker angeschlossen ist. Die Ausgangsgröße kann als über einen Spannungsteilerkreis, der aus R_1 hintereinander geschaltet mit R_2 besteht, entnommen betrachtet werden. Die Spannung U_x entspricht dann dem Bruchteil $R_1/(R_1 + R_2)$ der Ausgangsspannung.

$$U_x = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{aus}$$

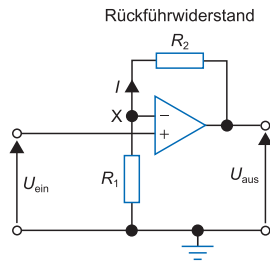


Abbildung 3.3: Nichtinvertierender Verstärker

Da es zwischen den beiden Eingangsgrößen praktisch keinen Strom durch den Operationsverstärker gibt, kann es zwischen ihnen praktisch auch keine Potenzialdifferenz geben. So muss beim idealen Operationsverstärker $U_x = U_{ein}$ sein. Folglich gilt

$$\text{Spannungsverstärkung des Schaltkreises} = \frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Eine besondere Form dieses Verstärkers liegt vor, wenn die Rückführschleife ein Kurzschluss ist, d.h. $R_2 = 0$. Dann beträgt die Spannungsverstärkung 1. Die Eingangsgröße in den Schaltkreis wird in einen großen Widerstand geführt, der Eingangswiderstand liegt normalerweise bei $2 \text{ M}\Omega$. Der Ausgangswiderstand, d.h. der Widerstand zwischen der Ausgangsklemme und der Erdleitung, ist allerdings wesentlich kleiner, z. B. 75Ω . So ist der Widerstand im folgenden Schaltkreis relativ klein, der den Schaltkreis vermutlich weniger belasten wird. Ein solcher Verstärker wird als *Spannungsfolger* bezeichnet. Abb. 3.4 zeigt die Grundsaltung.

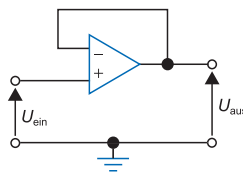


Abbildung 3.4: Spannungsfolger

3.2.3 Summationsverstärker

Abb. 3.5 zeigt den Schaltkreis eines Summationsverstärkers. Wie beim invertierenden Verstärker (Abschnitt 3.2.1) ist X praktisch geerdet. So muss die Summe der Ströme, die in X hineinfließen, gleich der Summe der Ströme sein, die aus X hinausfließen. Folglich gilt

$$I = I_A + I_B + I_C$$

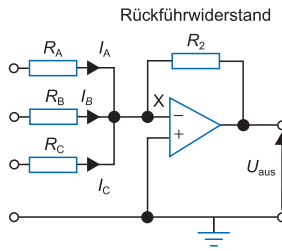


Abbildung 3.5: Summationsverstärker

Aber $I_A = U_A/R_A$, $I_B = U_B/R_B$ und $I_C = U_C/R_C$. Außerdem muss derselbe Strom I durch den Rückführwiderstand hindurchfließen. Die Potentialdifferenz durch R_2 beträgt $(U_x - U_{aus})$. Da U_x als Null angenommen werden kann, haben wir folglich $-U_{aus}$ und somit gilt $I = -U_{aus}/R_2$. So ergibt sich

$$-\frac{U_{aus}}{R_2} = \frac{U_A}{R_A} + \frac{U_B}{R_B} + \frac{U_C}{R_C}$$

Die Ausgangsgröße ist also die abgestufte Summe der Eingangsgrößen, d.h.

$$U_{aus} = \left(\frac{R_2}{R_A} U_A + \frac{R_2}{R_B} U_B + \frac{R_2}{R_C} U_C \right)$$

Wenn $R_A = R_B = R_C = R_1$, dann gilt

$$U_{aus} = -\frac{R_1}{R_2} (U_A + U_B + U_C)$$

Zur Veranschaulichung der obigen Angaben betrachten wir den Aufbau eines Schaltkreises, der für die Erzeugung einer Ausgangsspannung verwendet werden kann, die den Durchschnitt der Eingangsspannungen von drei Sensoren darstellt. Unter der Annahme, dass ein invertierter Ausgang annehmbar ist, kann ein Schaltkreis in der in Abb. 3.5 abgebildeten Form verwendet werden. Jede der drei Eingangsgrößen muss auf 1/3 abgestuft werden, um eine Ausgangsgröße des Durchschnittswertes zu ergeben. Somit ist eine Spannungsverstärkung des Schaltkreises von 1/3 für jedes der Eingangssignale erforderlich. Wenn der Rückführwiderstandswert 4 k Ω beträgt, gibt es in jedem Eingangszweig 12k Ω -Widerstände.

3.2.4 Integrationsverstärker

Betrachten wir den Schaltkreis für einen invertierenden Operationsverstärker, in dem die Rückführung über einen Kondensator erfolgt, wie in Abb. 3.6 dargestellt. Strom ist das Maß der Bewegung der Ladung q und da bei einem Kondensator die Ladung $q = Cu$ ist, wobei u die Spannung durch ihn darstellt, ist der Strom durch den Kondensator $i = dq/dt = C dv/dt$. Die Potentialdifferenz durch C ist $(u_x - u_{aus})$ und da u_x tatsächlich Null ist, da sie praktisch geerdet ist, entspricht sie $-u_{aus}$. Somit ist der durch den Kondensator fließende

Strom $-C du_{aus}/dt$. Dies ist allerdings auch der Strom, der durch den Eingangswiderstand R fließt. Folglich gilt

$$\frac{u_{ein}}{R} = -C \frac{du_{aus}}{dt}$$

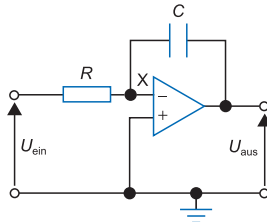


Abbildung 3.6: Integrationsverstärker

Durch Umstellen ergibt sich

$$du_{aus} = -\left(\frac{1}{RC}\right) u_{ein} dt$$

Aus der Zusammenfassung beider Seiten folgt

$$u_{aus}(t_2) - u_{aus}(t_1) = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_{ein} dt$$

$u_{aus}(t_2)$ ist die Ausgangsspannung zum Zeitpunkt t_2 und $u_{aus}(t_1)$ ist die Ausgangsspannung zum Zeitpunkt t_1 . Die Ausgangsgröße ist proportional zum Integral der Eingangsspannung, d.h. zu dem Bereich unter dem Graphen einer Eingangsspannung über die Zeit.

Eine Differenzerschaltung kann durch Austausch des Kondensators und des Widerstandes in dem Schaltkreis für den Integrationsverstärker erzeugt werden.

3.2.5 Differenzverstärker

Ein Differenzverstärker verstärkt die Differenz zwischen zwei Eingangsspannungen. Abb. 3.7 zeigt die Schaltung. Da es praktisch keinen Strom durch den hohen Widerstand im Operationsverstärker zwischen den beiden Eingangsklemmen gibt, gibt es keinen Spannungsabfall und so befinden sich die beiden Eingangsgrößen X auf gleicher Spannungsebene. Die Spannung durch die hintereinander geschalteten Widerstände R_1 und R_2 ist U_2 . Somit beträgt das Potenzial U_x bei X

$$\frac{U_x}{U_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

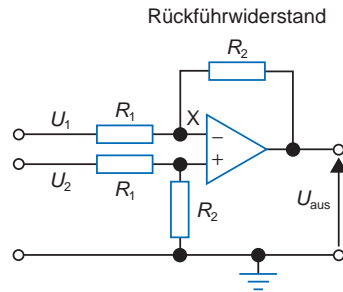


Abbildung 3.7: Differenzverstärker

Der Strom durch den Rückführwiderstand muss gleich dem Strom, der von U_1 durch R_1 fließt, sein. Daher gilt

$$\frac{U_1 - U_x}{R_1} = \frac{U_x - U_{aus}}{R_2}$$

Durch Umstellen ergibt sich

$$\frac{U_{aus}}{R_2} = U_x \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{U_1}{R_1}$$

Unter Verwendung der vorherigen Gleichung ersetzen wir U_x und erhalten

$$U_{aus} = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$$

Die Ausgangsgröße ist somit ein Maß der Differenz zwischen den beiden Eingangsspannungen.

Als Beispiel für die Verwendung eines solchen Schaltkreises mit einem Sensor zeigt Abb. 3.8 die Anwendung mit einem Thermoelement. Die Spannungsdifferenz zwischen den Spannungen der beiden Verbindungsstellen des Thermoelementes wird verstärkt. Die Werte von R_1 und R_2 können z.B. gewählt werden, um einen Schaltkreis mit einer Ausgangsgröße von 10 mV für einen Temperaturunterschied zwischen den Verbindungsstellen des Thermoelementes von 10°C zu ergeben, wenn eine solche Temperaturdifferenz eine Spannungsdifferenz zwischen den Verbindungsstellen von 530 μ V erzeugt. Für den Schaltkreis ergibt sich

$$U_{aus} = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$$

$$10 \times 10^{-3} = \frac{R_2}{R_1} \times 530 \times 10^{-6}$$

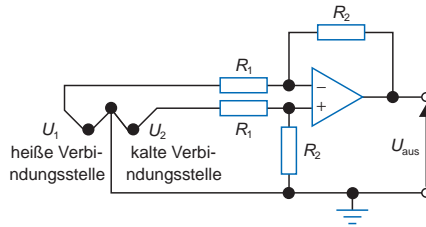


Abbildung 3.8: Differenzverstärker mit einem Thermoelement

Folglich gilt $R_2/R_1 = 18,9$. Wenn wir für R_1 einen Widerstand von $10 \text{ k}\Omega$ annehmen, dann muss R_2 $189 \text{ k}\Omega$ betragen.

Ein Differenzverstärker könnte bei einer Wheatstonebrücke (siehe Abschnitt 3.5) eingesetzt werden, möglicherweise bei einer mit Dehnungsmessstreifen in ihren Zweigen, um die Potenzialdifferenz zu verstärken, die aus der Schiefbelastung resultiert, wenn sich der Widerstand in einem oder mehreren Zweigen ändert. Wenn die Brücke ausgeglichen wird, haben beide Ausgangsklemmen der Brücke die gleiche Spannung, es gibt also keine Ausgangsspannungsdifferenz. Beide Ausgangsklemmen der Brücke könnten z.B. eine Spannung von $5,00 \text{ V}$ aufweisen. Dann liegen beide Eingangsgrößen des Differenzverstärkers bei $5,00 \text{ V}$. Wenn die Brücke nicht mehr ausgeglichen wird, gibt es möglicherweise an einer Ausgangsklemme $5,01 \text{ V}$ und an der anderen $4,99 \text{ V}$, so dass die Eingangsgrößen zum Differenzverstärker $5,01$ und $4,99 \text{ V}$ betragen. Der Verstärker verstärkt diese Spannungsdifferenz von $0,02 \text{ V}$. Das ursprüngliche $5,00 \text{ V}$ Signal, das beide Eingangsgrößen gemeinsam haben, wird als *Gleichtaktspannung* U_{CM} bezeichnet. Denn der Verstärker, der nur die Differenz zwischen den beiden Signalen zu verstärken hat, nimmt an, dass die beiden Eingangskanäle genau aufeinander abgestimmt sind, und der Operationsverstärker weist für beide die gleiche hohe Verstärkung auf. In der Praxis wird dies nicht vollkommen erreicht, so dass die Ausgangsgröße nicht genau proportional zu der Differenz zwischen den beiden Eingangsspannungen ist. Deshalb schreiben wir für die Ausgangsgröße

$$U_{aus} = G_d \Delta U + G_{CM} U_{CM}$$

wobei G_d die Verstärkung für die Spannungsdifferenz U und G_{CM} die Verstärkung für die Gleichtaktspannung U_{CM} ist. Je kleiner der Wert von G_{CM} ist, desto kleiner ist der Einfluss der Gleichtaktspannung auf die Ausgangsgröße. Das Ausmaß, in dem ein Operationsverstärker vom Idealfall abweicht, wird durch das Gleichtaktunterdrückungsverhältnis (CMRR (Anm. d. Übers.: CMRR = Common Mode Rejection Ratio)) angegeben:

$$CMRR = \frac{G_d}{G_{CM}}$$

Zur Minimierung des Einflusses der Gleichtaktspannung auf die Ausgangsgröße ist ein hohes CMRR erforderlich. Gleichtaktunterdrückungsverhältnisse werden im Allgemeinen in Dezibel (dB) angegeben. So würde ein CMRR von z.B. 10.000 einem Wert auf der Dezibelskala von $20 \lg 10.000 = 80 \text{ dB}$ entsprechen. Ein typischer Operationsverstärker könnte ein CMRR zwischen ca. 80 und 100 dB haben.

Eine gebräuchliche Form eines *Messgeräteverstärkers* umfasst eher drei Operationsverstärker (Abb. 3.9) als einen einzigen Differenzverstärker und ist als einzelne integrierte Schaltung erhältlich. Eine solche Schaltung ist für eine hohe Eingangsimpedanz von normalerweise ca. 300 M Ω , eine hohe Spannungsverstärkung und ein ausgezeichnetes CMRR von üblicherweise mehr als 100 dB konzipiert. Die erste Stufe umfasst die Verstärker A_1 und A_2 , von denen einer als invertierender Verstärker und der andere als nichtinvertierender Verstärker angeschlossen ist. Verstärker A_3 ist ein Differenzverstärker mit Eingangsgrößen von A_1 und A_2 .

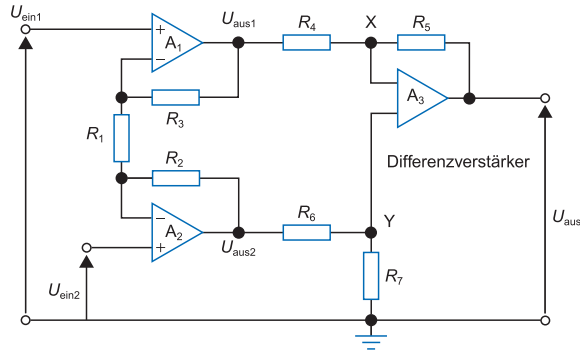


Abbildung 3.9: Messgeräteverstärker

Da praktisch kein Strom durch A_3 fließt, ist der Strom, der durch R_4 fließt, der gleiche wie der, der durch R_5 fließt. Daher gilt:

$$\frac{U_{aus1} - U_x}{R_4} = \frac{U_x - U_{aus}}{R_5}$$

Die Differenzeingangsgröße zu A_3 ist praktisch Null, so dass $U_y = U_x$ ist. Somit kann die obige Gleichung auch folgendermaßen geschrieben werden:

$$U_{aus} = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) U_y - \frac{R_5}{R_4} U_{aus1}$$

R_6 und R_7 bilden einen Spannungsteiler für die Spannung U_{aus2} , so dass gilt:

$$U_y = \frac{R_6}{R_6 + R_7} U_{aus2}$$

Folglich können wir schreiben:

$$U_{aus} = \frac{1 + \frac{R_5}{R_4}}{1 + \frac{R_7}{R_6}} U_{aus2} - \frac{R_5}{R_4} U_{aus1}$$

Daher erhalten wir durch passende Auswahl von Widerstandswerten gleiche Multiplikatoren für die beiden Eingangsgrößen zum Differenzverstärker. Dies erfordert:

$$1 + \frac{R_5}{R_4} = \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \frac{R_5}{R_4}$$

und folglich $R_4/R_5 = R_6/R_7$.

Wir können das Prinzip der Überlagerung anwenden, d.h. wir können die von jeder Quelle allein produzierte Ausgangsgröße betrachten und dann alle addieren, um so das Gesamtergebnis zu erhalten. Verstärker A_1 hat eine Eingangsgröße des Differenzsignals U_{ein1} an seinem nichtinvertierenden Eingang und verstärkt dieses mit einer Verstärkung von $1 + R_3/R_1$. Er hat ebenfalls eine Eingangsgröße von U_{ein2} an seinem invertierenden Eingang und diese wird verstärkt mit einer Verstärkung von $-R_3/R_1$. Auch die Gleichtaktspannung U_{cm} an dem nichtinvertierenden Eingang wird durch A_1 verstärkt. Somit beträgt die Ausgangsgröße von A_1

$$U_{aus1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) U_{ein1} - \left(\frac{R_3}{R_1}\right) U_{ein2} + \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) U_{cm}$$

Für Verstärker A_2 ergibt sich ebenso

$$U_{aus2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{ein2} - \left(\frac{R_2}{R_1}\right) U_{ein1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{cm}$$

Der Differenzeingang zu A_3 ist $U_{aus1} - U_{aus2}$ und somit gilt:

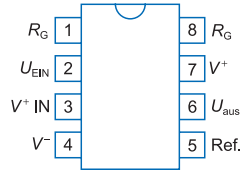
$$U_{aus2} - U_{aus1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{ein1} - \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_3}{R_1}\right) U_{ein2} + \left(\frac{R_3}{R_1} - \frac{R_2}{R_1}\right) U_{cm}$$

Bei $R_2 = R_3$ verschwindet der Gleichtaktspannungsterm und dann ergibt sich

$$U_{aus2} - U_{aus1} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (U_{ein1} - U_{ein2})$$

Die Gesamtverstärkung beträgt somit $(1 + 2R_2/R_1)$ und wird im Allgemeinen durch Variieren von R_1 eingestellt.

Abb. 3.10 zeigt die Steckerverbindungen und einige technische Details für einen preiswerten Universal-Messgeräteverstärker (Burr-Brown INA114) mit diesem 3-Operationsverstärker-Aufbau. Die Verstärkung wird durch Anschluss eines Vorschaltwiderstandes R_G zwischen den Steckern 1 und 8 eingestellt, wobei dann die Verstärkung $1 + 50/R_G$ ist, wenn R_G in $k\Omega$ angegeben wird. Der $50\text{-}k\Omega$ -Term ergibt sich aus der Summe der beiden inneren Rückführwiderstände.



Eingangsimpedanz, Differenzgleichtakt: $10^{10} \Omega$ parallel mit 6pF, Eingangsgleichaktbereich: $\pm 13,5 \text{ V}$
 Gleichaktunterdrückung, $G = 1$: 90 dB, $G = 1000$: 110 dB, Verstärkungsbereich 1 bis 10 000
 Verstärkungsabweichung: 2% max., Ausgangsspannung: $\pm 13,7 \text{ V}$ ($U_s = \pm 15 \text{ V}$)

Abbildung 3.10: INA114

3.2.6 Logarithmische Verstärker

Einige Sensoren haben nichtlineare Ausgangsgrößen. Die Ausgangsgröße von einem Thermoelement ist z.B. keine vollkommen lineare Funktion der Temperaturdifferenz zwischen seinen Verbindungsstellen. In diesem Fall könnte ein Signalaufbereiter verwendet werden, um die Ausgangsgröße eines solchen Sensors zu linearisieren. Dies kann unter Verwendung eines Operationsverstärkerschaltkreises erfolgen, der für eine nichtlineare Beziehung zwischen seiner Eingangs- und seiner Ausgangsgröße ausgelegt ist, so dass die Ausgangsgröße bei nichtlinearer Eingangsgröße linear ist. Dies wird durch die passende Auswahl von Komponenten für die Rückkopplungsschleife erreicht.

Der in Abb. 3.11 abgebildete logarithmische Verstärker ist ein Beispiel für einen solchen Signalaufbereiter. Die Rückkopplungsschleife enthält eine Diode (oder einen Transistor mit einer Gitterbasis). Die Diode hat eine nichtlineare Funktion. Sie könnte dargestellt werden durch $U = C \ln I$, wobei C eine Konstante ist. Da der durch die Rückkopplungsschleife fließende Strom mit dem durch den Eingangswiderstand fließenden Strom identisch und die Spannungsdifferenz durch die Diode $-U_{aus}$ ist, ergibt sich

$$U_{aus} = -C \ln (U_{ein}/R) = K \ln U_{ein}$$

wobei K eine bestimmte Konstante ist. Wenn allerdings die Eingangsgröße U_{ein} durch einen Sensor mit einer Eingangsgröße t bereitgestellt wird, wobei $U_{ein} = A e^{at}$ ist und A und a Konstanten sind, dann gilt

$$U_{aus} = K \ln U_{ein} = K \ln (A e^{at}) = K \ln A + Kat$$

Das Ergebnis ist eine lineare Beziehung zwischen U_{aus} und t .

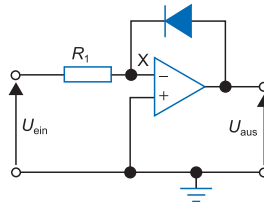


Abbildung 3.11: Logarithmischer Verstärker

3.2.7 Komparator

Ein Komparator zeigt an, welche von zwei Spannungen größer ist. Ein ohne Rückführung oder andere Komponenten verwendeter Operationsverstärker kann als Komparator eingesetzt werden. Eine der beiden Spannungen wird an den invertierenden Eingang gelegt, die andere an den nichtinvertierenden Eingang (Abb. 3.12(a)). Abb. 3.12(b) zeigt die Beziehung zwischen der Ausgangsspannung und der Differenz zwischen den beiden Eingangsspannungen. Wenn die beiden Eingangsgrößen gleich sind, gibt es keine Ausgangsgröße. Wenn allerdings die nichtinvertierende Eingangsgröße um mehr als einen kleinen Bruchteil eines Volts größer als die invertierende Eingangsgröße ist, springt die Ausgangsgröße auf eine ständige positive Sättigungsspannung von normalerweise +10 V. Wenn die invertierende Eingangsgröße größer als die nichtinvertierende Eingangsgröße ist, springt die Ausgangsgröße auf eine ständige negative Sättigungsspannung von normalerweise -10 V. Ein solcher Schaltkreis kann eingesetzt werden, um zu ermitteln, wann eine Spannung eine bestimmte Höhe überschreitet, wobei die Ausgangsgröße dann verwendet wird, um möglicherweise einen bestimmten Vorgang einzuleiten.

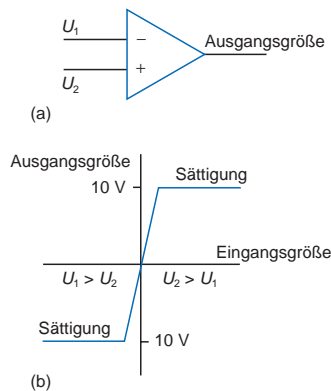


Abbildung 3.12: Komparator

Betrachten wir zur Veranschaulichung einer solchen Verwendung den in Abb. 3.13 abgebildeten Schaltkreis. Dieser ist so konzipiert, dass bei Erreichen einer kritischen Temperatur ein Relais aktiviert wird und eine Reaktion anregt. Der Schaltkreis hat eine Wheatstonebrücke mit einem Heißleiter in einem Zweig. Bei den Widerständen in der Brücke sind die Widerstandswerte so eingestellt, dass die Brücke bei der kritischen Temperatur ausgeglichen wird. Wenn die Temperatur unter diesem Wert liegt, ist der Heißleiterwiderstand R_1 größer als R_2 und die Brücke ist nicht im Gleichgewicht. Als Folge existiert zwischen den Eingangsgrößen zum Operationsverstärker eine Spannungsdifferenz und er gibt eine Ausgangsgröße auf seinem unteren gesättigten Niveau ab. Dadurch bleibt der Transistor ausgeschaltet, d.h. sowohl die Basis-Emitter-, als auch die Basis-Kollektor-Verbindungen werden umgekehrt vorgespannt und so fließt kein Strom durch die Relaispule. Wenn die Temperatur ansteigt und der Widerstand des Heißleiters sinkt, wird die Brücke ausgeglichen und der Operationsverstärker schaltet dann auf seinen oberen Sättigungspegel. Infolgedessen wird

der Transistor eingeschaltet, d.h. seine Übergänge werden in Vorwärtsrichtung betrieben und das Relais wird angesteuert.

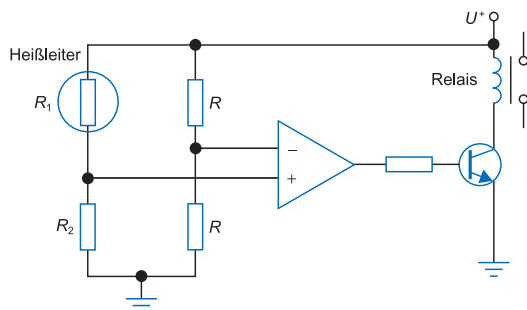


Abbildung 3.13: Temperaturschalterschaltung

Betrachten wir als anderes Beispiel für die Verwendung eines Komparators das System, das eingesetzt wird, um zu gewährleisten, dass in einem CD-Player der Laserstrahl auf die Oberfläche der CD fokussiert wird. Bei einem CD-Player werden Linsen verwendet, um einen Laserstrahl auf eine CD zu fokussieren. Dabei hat die CD die Toninformationen als eine Sequenz von mikroskopischen Vertiefungen und Flachstellen gespeichert. Das Licht wird von der CD zu einer Gruppe von vier Fotodioden reflektiert (Abb. 3.14). Die Ausgangsgröße von diesen Fotodioden wird dann für die Klangwiedergabe benutzt. Der Grund für das Vorhandensein von vier Fotodioden besteht darin, dass die Gruppe auch eingesetzt werden kann, um zu ermitteln, ob der Laserlichtstrahl scharf eingestellt ist. Wenn der Strahl scharf auf die CD eingestellt ist, fällt ein kreisförmiger Lichtfleck auf die Fotodiodengruppe, wobei auf jede Fotodiode die gleiche Menge Licht fällt. Als Folge ist die Ausgangsgröße vom Operationsverstärker, der als Komparator angeschlossen ist, Null. Wenn der Strahl nicht scharf eingestellt ist, wird ein ellipsenförmiger Lichtfleck erzeugt. Dadurch fällt auf jede Fotozelle eine unterschiedliche Lichtmenge. Die Ausgangsgrößen der beiden diagonalen Zellenätze werden verglichen und da sie unterschiedlich sind, gibt der Komparator eine Ausgangsgröße ab, die anzeigt, dass der Strahl unscharf und in welche Richtung er unscharf eingestellt ist. Die Ausgangsgröße kann daraufhin verwendet werden, um einen Korrekturvorgang durch Angleichung der Linsen, die den Strahl scharf auf die CD einstellen, einzuleiten.

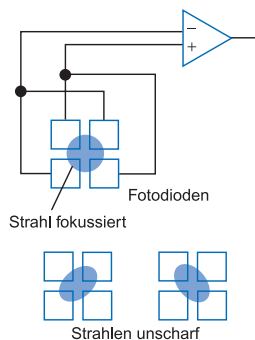


Abbildung 3.14: Fokussiersystem eines CD-Players

3.2.8 Verstärkerfehler

In der Praxis sind Operationsverstärker nicht das perfekte (ideale) Element, das in den vorhergehenden Abschnitten dieses Kapitels behandelt wurde. Ein besonders wichtiges Problem ist das der *Offsetspannung*.

Ein Operationsverstärker ist ein Verstärker mit hoher Verstärkung, die die Differenz zwischen seinen beiden Eingangsgrößen verstärkt. So könnten wir erwarten, dass wir keine Ausgangsgröße erhalten, wenn die beiden Eingänge kurzgeschlossen werden. In der Praxis geschieht dies jedoch nicht und es wird möglicherweise eine recht große Ausgangsspannung festgestellt. Dieser Effekt wird durch Ungleichgewichte in der internen Schaltungsanordnung im Operationsverstärker erzeugt. Die Ausgangsspannung kann durch Anlegen einer entsprechenden Spannung zwischen den beiden Eingangsklemmen auf Null gebracht werden. Dies ist als *Offsetspannung* bekannt. Viele Operationsverstärker sind mit Vorrichtungen versehen, um eine solche Spannung über ein Potenziometer anzulegen. Beim 741er-Modell erfolgt dies durch Anschluss eines 10 k Ω Potenziometers zwischen den Steckern 1 und 5 (siehe Abb. 3.1) und Anschluss des Schleifkontaktes des Potenziometers an eine negative Spannungsversorgung (Abb. 3.15). Die Ungleichgewichte im Operationsverstärker werden durch Angleichung der Position des Schleifers korrigiert, bis bei keiner Eingangsgröße zum Verstärker keine Ausgangsgröße vorhanden ist.

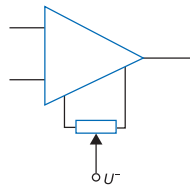


Abbildung 3.15: Korrektur der Offsetspannung

Bezüglich weiterer Einzelheiten über dieses Thema und anderer nichtidealer Merkmale wird der Leser an die in Abschnitt 3.1 aufgelisteten Texte verwiesen.

3.3 Schutz

Es gibt zahlreiche Situationen, in denen der Anschluss eines Sensors an die nächste Einheit, z.B. einen Mikroprozessor, möglicherweise Beschädigungen infolge eines vielleicht zu hohen Stroms oder einer zu hohen Spannung hervorrufen kann. Als Schutz gegen einen zu hohen Strom kann in die Eingangsleitung ein Serienwiderstand zur Begrenzung des Stroms auf ein akzeptables Niveau, sowie eine Sicherung zur Abschaltung, wenn der Strom einen Sicherheitswert übersteigt, eingebaut werden. Ein Schutz gegen hohe Spannungen und falsche Polarität kann durch die Verwendung einer Zenerdiodenschaltung (Abb. 3.16) erreicht werden. Zenerdioden verhalten sich wie normale Dioden bis zu einer bestimmten Durchbruchspannung, bei der sie leitend werden. So könnte eine Zenerdiode mit einer Nennspannung von 5,1 V gewählt werden, um eine maximale Spannung von 5 V durchzulassen, Spannungen über 5,1 V jedoch zu verhindern. Wenn die Spannung auf 5,1 V steigt, fällt der Zenerdiodendurchbruch und ihr Widerstand auf einen sehr niedrigen Wert

ab. Als Folge fällt die Spannung durch die Diode und somit auch die an den nächsten Schaltkreis als Ausgangsgröße ausgegebene Spannung. Da die Zenerdiode eine Diode mit einem niedrigen Widerstand für Strom, der in einer Richtung durch sie hindurchfließt, und mit einem hohen Widerstand für die entgegengesetzte Richtung ist, ist hier ebenfalls ein Schutz gegen falsche Polarität gegeben. Sie wird mit korrekter Polarität angeschlossen, damit sie einen hohen Widerstand über den Ausgang und somit einen hohen Spannungsabfall bewirkt. Wenn die Netzpolarität umgekehrt wird, hat die Diode einen niedrigen Widerstand und somit entsteht über den Ausgang ein geringer Spannungsabfall.

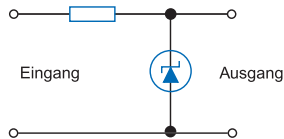


Abbildung 3.16: Schutzschaltung einer Zenerdiode

In einigen Fällen ist es wünschenswert, Schaltkreise komplett zu trennen und alle elektrischen Verbindungen zwischen ihnen zu beseitigen. Dies kann unter Verwendung eines *Optokopplers* durchgeführt werden. So könnte der Ausgang eines Mikroprozessors auf eine Leuchtdiode (LED) gelegt werden, die infrarote Strahlung abgibt. Diese Strahlung wird von einem Fototransistor oder Triac erfasst und verursacht einen Strom, der die Änderungen in der an die LED angelegten Spannung nachbildet. Abb. 3.17 zeigt eine Reihe von Optokopplerformen.

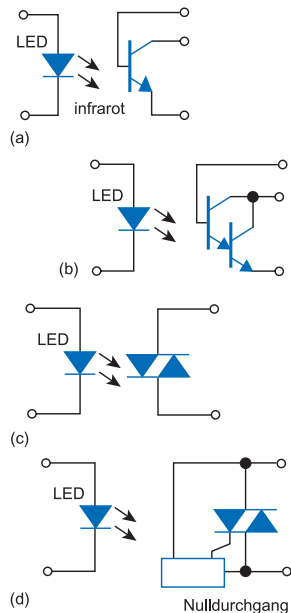


Abbildung 3.17: Optokoppler: (a) Transistor, (b) Darlington, (c) Triac, (d) Triac mit Nulldurchgang

Der Begriff *Übertragungsfaktor* wird verwendet, um das Verhältnis des Ausgangsstroms zum Eingangsstrom anzugeben. Normalerweise ergibt ein einfacher Transistor-Optokoppler (Abb. 3.17(a)) einen Ausgangsstrom, der kleiner ist als der Eingangsstrom, und einen Übertragungsfaktor von vielleicht 30% mit einem Maximalwert von 7 mA. Die Darlington-Form (Abb. 3.17(b)) ergibt jedoch einen Ausgangsstrom, der größer ist als der Eingangsstrom, z.B. ergibt der Siemens 6N139 einen Übertragungsfaktor von 800% mit einem maximalen Ausgangswert von 60 mA. Eine weitere Optokopplerform (Abb. 3.17(c)) verwendet das Triac und kann so mit Wechselstrom eingesetzt werden, da ein normaler Triac-Optokoppler mit Netzspannung arbeiten kann. Eine andere weitere Form (Abb. 3.17(d)) verwendet ein Triac mit Nulldurchgang, z.B. Motorola MOC3011, um Spitzen und elektromagnetische Störungen zu reduzieren.

Optokoppler-Ausgänge können verwendet werden, um leistungsarme Lastkreise direkt zu schalten. So könnte ein Darlington-Optokoppler als Interface zwischen einem Mikroprozessor und Lampen oder Relais eingesetzt werden. Für das Schalten eines Hochleistungsschaltkreises könnte ein Optokoppler benutzt werden, um ein Relais zu betätigen und so das Relais zum Schalten des Hochleistungsgerätes einsetzen.

Eine Schutzschaltung für einen Mikroprozessoreingang hat vermutlich das in Abb. 3.18 dargestellte Aussehen. Damit die LED nicht die falsche Polarität hat oder die angelegte Spannung nicht zu hoch ist, wird sie wahrscheinlich durch den in Abb. 3.16 abgebildeten Zenerdiodenschaltkreis geschützt. Wenn es ein Wechselstromsignal im Eingang gibt, würde eine Diode in die Eingangsleitung gesetzt, um es gleichzurichten.

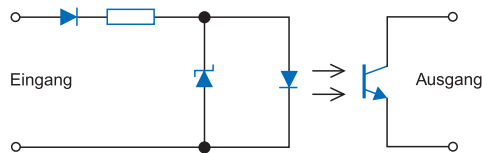


Abbildung 3.18: Schutzschaltung

3.4 Filterung

Der Begriff *Filterung* wird dazu verwendet, das Entfernen eines bestimmten Frequenzbandes aus einem Signal und die Übertragung anderer zu beschreiben. Der durch einen Filter hindurchgelassene Frequenzbereich wird als *Durchlassbereich*, der nicht hindurchgelassene Bereich als *Sperrbereich* und die Grenze zwischen Durchlass und Sperre als *Grenzfrequenz* bezeichnet. Filter werden entsprechend der Frequenzbereiche, die sie übertragen oder abweisen, in Kategorien unterteilt. Ein *Tiefpassfilter* (Abb. 3.19(a)) hat einen Durchlassbereich, der die Übertragung aller Frequenzen von 0 bis zu einer bestimmten Frequenz gestattet. Ein *Hochpassfilter* (Abb. 3.19(b)) hat einen Frequenzbereich, der die Übertragung aller Frequenzen von einem bestimmten Wert bis unendlich ermöglicht. Ein *Bandpassfilter* (Abb. 3.19(c)) gestattet die Übertragung aller Frequenzen innerhalb eines bestimmten Bandes. Eine *Bandsperr* (Abb. 3.19(d)) sperrt alle Frequenzen mit einem bestimmten Band von der Übertragung aus. In allen Fällen ist die Grenzfrequenz definiert

als die Frequenz, bei der die Ausgangsspannung 70,7% der Spannung in dem Durchlassbereich beträgt. Der Begriff *Dämpfung* wird für das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangsleistungen verwendet und als Quotient des Logarithmus des Verhältnisses geschrieben und gibt so die Dämpfung in Bel an. Da es sich hier um eine recht große Einheit handelt, werden Dezibel (dB) verwendet, und so beträgt die Dämpfung in dB = $10 \lg$ (Eingangsleistung/Ausgangsleistung). Da die Leistung durch eine Impedanz proportional zum Quadrat der Spannung ist, ist die Dämpfung in dB = $20 \lg$ (Eingangsspannung/Ausgangsspannung). So stellt die Ausgangsspannung von 70,7% der Spannung in dem Durchlassbereich eine Dämpfung von 3 dB dar.

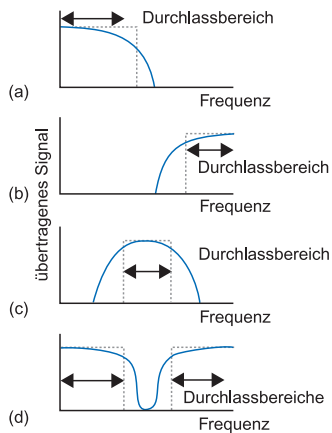


Abbildung 3.19: Merkmale idealer Filter: (a) Tiefpass (b) Hochpass (c) Bandpass (d) Bandsperre

Den Begriff *passiv* verwendet man bei einem Filter, der nur Widerstände, Kondensatoren und Induktoren einsetzt, den Begriff *aktiv*, wenn der Filter auch einen Operationsverstärker enthält. Passive Filter haben den Nachteil, dass der Strom, den das folgende Gerät aufnimmt, die Frequenzcharakteristik des Filters verändern kann. Dieses Problem tritt bei einem aktiven Filter nicht auf.

Tiefpassfilter sind in der Signalaufbereitung weit verbreitet, und zwar deshalb, weil die meisten nützlichen Informationen im Niederfrequenzbereich übertragen werden. Da Störungen eher bei hohen Frequenzen auftreten, kann ein Tiefpassfilter verwendet werden, um sie zu blockieren. So könnte ein Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 40 Hz ausgewählt werden, um jegliche Störsignale aus der Wechselstromnetzversorgung und Störungen im Allgemeinen zu blockieren. Abb. 3.20 zeigt die Grundformen, die für einen passiven Tiefpassfilter verwendet werden könnten, Abb. 3.21 eine sehr einfache Form eines aktiven Tiefpassfilters. Für weitere Einzelheiten über Filter wird der Leser auf das *Filter Handbook* von S. Niewiadomski (Heinemann Newnes 1989) verwiesen.

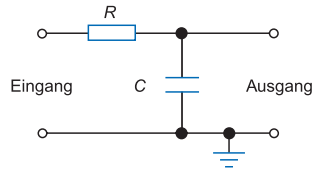


Abbildung 3.20: Passiver Tiefpassfilter

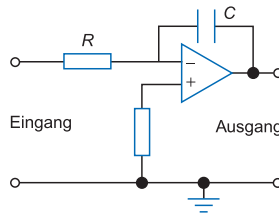


Abbildung 3.21: Aktiver Tiefpassfilter

3.5 Wheatstonebrücke

Die *Wheatstonebrücke* kann für die Umwandlung einer Widerstandsänderung in eine Spannungsänderung verwendet werden. Abb. 3.22 zeigt die Grundform einer solchen Brücke. Wenn die Ausgangsspannung U_0 gleich Null ist, dann muss das Potenzial bei B gleich dem Potenzial bei D sein. Die Potentialdifferenz durch R_1 , d.h. U_{AB} , muss dann gleich der durch R_3 , d.h. U_{AD} , sein. Somit ist $I_1 R_1 = I_2 R_2$. Das bedeutet auch, dass die Potentialdifferenz durch R_2 , d.h. U_{BC} , gleich der durch R_4 , d.h. U_{DC} , sein muss. Da durch BD kein Strom fließt, muss der Strom durch R_2 identisch mit dem Strom durch R_1 und der Strom durch R_4 mit dem Strom durch R_3 identisch sein. Somit ist $I_1 R_2 = I_2 R_4$. Die Teilung dieser beiden Gleichungen ergibt

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

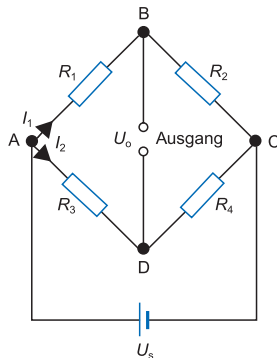


Abbildung 3.22: Wheatstonebrücke

Die Brücke ist *ausgeglichen*.

Nun betrachten wir, was geschieht, wenn sich einer der Widerstände aus diesem ausgeglichenen Zustand verändert. Die Versorgungsspannung U_s wird zwischen die Punkte A und C geschaltet und somit ist der Spannungsabfall durch den Widerstand R_1 der Bruchteil $R_1/(R_1 + R_2)$ der Versorgungsspannung. Folglich gilt

$$U_{AB} = \frac{U_s R_1}{R_1 + R_2}$$

Ebenso ist die Potenzialdifferenz durch R_3

$$U_{AD} = \frac{U_s R_3}{R_3 + R_4}$$

So ist die Potenzialdifferenz zwischen B und D, d.h. die Ausgangspotenzialdifferenz U_0 ,

$$U_0 = U_{AB} - U_{AD} = U_s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

Diese Gleichung gibt den ausgeglichenen Zustand an, wenn $U_0 = 0$ ist.

Betrachten wir den Widerstand R_1 als Sensor mit einer Widerstandsänderung. Eine Änderung des Widerstandes von R_1 zu $R_1 + \delta R_1$ ergibt eine Änderung der Ausgangsgröße von U_0 zu $U_0 + \delta U_0$, wobei

$$U_0 + \delta U_0 = U_s$$

Folglich gilt

$$(U_0 + \delta U_0) - U_0 = U_s$$

Wenn δR_1 wesentlich kleiner ist als R_1 , nähert sich die obige Gleichung

$$\delta U_0 \approx U_s \left(\frac{\delta R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Bei dieser Annäherung ist die Änderung in der Ausgangsspannung somit proportional zu der Änderung im Widerstand des Sensors. Diese Annäherung gibt die Ausgangsspannung an, wenn es keinen Lastwiderstand über den Ausgang gibt. Ist ein solcher Widerstand vorhanden, muss die Lastwirkung berücksichtigt werden.

Zur Veranschaulichung der obigen Angaben betrachten wir einen Widerstandstemperaturfühler aus Platin mit einem Widerstandswert von 100Ω bei 0°C , der einen Zweig einer Wheatstonebrücke bildet. Die Brücke ist bei dieser Temperatur ausgeglichen und in jedem der anderen Zweige gibt es ebenfalls einen Widerstand von 100Ω . Wenn der Temperaturkoeffizient eines Platinwiderstandes bei $0,0039/\text{K}$ liegt, wie groß ist dann die Ausgangsspannung von der Brücke pro Grad Temperaturänderung, wenn die Last über den Ausgang als unendlich angenommen werden kann? Die Versorgungsspannung mit unbedeutendem Innenwiderstand beträgt $6,0 \text{ V}$. Die Veränderung des Widerstandswertes des Platins mit der Temperatur kann dargestellt werden durch

$$R_1 = R_0(1 + \alpha t)$$

wobei R_I der Widerstand bei $T[^\circ\text{C}]$, R_0 der Widerstand bei 0°C und α der Temperaturkoeffizient des Widerstandes ist. Somit gilt

$$\begin{aligned}\text{Widerstandsänderung} &= R_I - R_0 = R_0\alpha T \\ &= 100 \times 0,0039 \times 1 = 0,39 \text{ } \Omega/\text{K}\end{aligned}$$

Da dieser Widerstand im Vergleich zu den $100 \text{ } \Omega$ klein ist, kann die Näherungsgleichung benutzt werden. Folglich gilt

$$\delta U_0 \approx U_s \left(\frac{\delta R_1}{R_1 + R_2} \right) = \frac{6,0 + 0,39}{100 + 100} = 0,012 \text{ V}$$

3.5.1 Temperaturkompensation

Bei vielen Messungen mit einem ohmschen Sensor muss der eigentliche Fühler möglicherweise am Ende langer Leitungen angebracht werden. Nicht nur der Sensor, sondern auch der Widerstand dieser Leitungen wird durch Temperaturänderungen beeinflusst. Ein Widerstandstemperturfühler aus Platin besteht z.B. aus einer Platinspule an den Leitungsenden. Wenn sich die Temperatur ändert, ändert sich nicht nur der Widerstand der Spule, sondern auch der Widerstand der Leitungen. Es wird jedoch lediglich der Widerstand der Spule benötigt, so dass Mittel eingesetzt werden müssen, um den Widerstand der Leitungen zur Spule auszugleichen. Eine Methode besteht darin, drei Leitungen zur Spule zu verwenden, wie in Abb. 3.23 dargestellt. Die Spule wird so in die Wheatstonebrücke angeschlossen, dass Leitung 1 mit dem Widerstand R_3 und Leitung 3 mit der Platinwiderstandsspule R_I hintereinander geschaltet sind. Leitung 2 ist der Anschluss zur Energieversorgung. Eine Änderung des Leitungswiderstandes wird wahrscheinlich alle drei Leitungen gleichmäßig beeinflussen, da sie das gleiche Material, denselben Durchmesser und dieselbe Länge aufweisen und dicht zusammengehalten werden. Das Ergebnis ist, dass Änderungen des Leitungswiderstandes gleichmäßig in zwei Zweigen der Brücke auftreten und sich aufheben, wenn R_I und R_3 identisch sind.

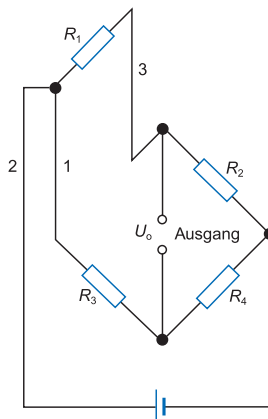


Abbildung 3.23: Kompensation von Leitungen

Beim elektrischen Widerstandsdehnungsmessstreifen handelt es sich um einen weiteren Sensor, bei dem Temperatureinflüsse ausgeglichen werden müssen. Der Dehnungsmessstreifen ändert seinen Widerstand, wenn die ausgeübte Belastung sich ändert. Leider ändert er sich auch, wenn die Temperatur sich ändert. Eine Möglichkeit, den Temperatureinfluss auszuschließen, ist die Verwendung eines *blinden Dehnungsmessstreifens*. Hierbei handelt es sich um einen Dehnungsmessstreifen, der mit dem unter Belastung stehenden aktiven Messstreifen identisch und auf dem gleichen Material befestigt ist, jedoch nicht der Belastung ausgesetzt wird. Er wird in der Nähe des aktiven Messstreifens angebracht, so dass er den gleichen Temperaturänderungen ausgesetzt ist. Auf diese Weise verursacht eine Temperaturänderung bei beiden Messstreifen eine Widerstandsänderung in gleicher Höhe. Der aktive Messstreifen wird in einem Zweig einer Wheatstonebrücke angebracht (Abb. 3.24) und der blinde Messstreifen in einem anderen Zweig, so dass die Auswirkungen von durch Temperatur verursachten Widerstandsänderungen sich aufheben.

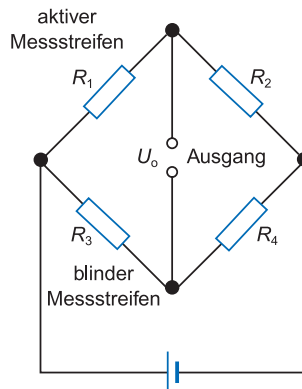


Abbildung 3.24: Kompensation bei Dehnungsmessstreifen

Dehnungsmessstreifen werden häufig mit anderen Sensoren wie z.B. Zugmessdosen oder Membrandrucksensoren eingesetzt, um Maße von aufgetretenen Wegen zu ermitteln. In solchen Fällen ist nach wie vor eine Temperaturkompensation erforderlich. Zwar könnten blinde Messstreifen verwendet werden, eine bessere Lösung ist allerdings die Verwendung von vier Dehnungsmessstreifen. Zwei von ihnen sind befestigt, so dass sie unter Spannung stehen, wenn Kraft angewendet wird, und die anderen beiden stehen unter Druckbelastung. Die Zugmessdose in Abb. 3.25 zeigt einen solchen Aufbau. Die unter Zug stehenden Messstreifen erhöhen ihren Widerstand, während die unter Druck stehenden Messstreifen ihren Widerstand verringern. Da die Messstreifen als die vier Zweige einer Wheatstonebrücke angeschlossen sind (Abb. 3.25), ist die Anordnung, da alle gleichmäßig durch Temperaturänderungen beeinflusst werden, temperaturgesteuert. Sie ergibt außerdem eine wesentlich größere Ausgangsspannung als nur mit einem einzigen aktiven Messstreifen.

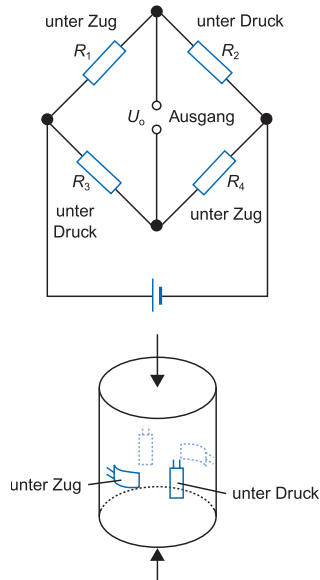


Abbildung 3.25: Dehnungsmessstreifenbrücke mit vier aktiven Zweigen

Zur Veranschaulichung der obigen Angaben betrachten wir eine Zugmessdose mit vier wie in Abb. 3.25 angeordneten Dehnungsmessstreifen, die mit einer Dehnungsmessstreifenbrücke mit vier aktiven Zweigen eingesetzt werden soll. Die Messstreifen haben einen Dehnungsfaktor von 2,1 und einen Widerstand von 100Ω . Wenn die Zugmessdose einer Druckbelastung ausgesetzt wird, weisen die vertikalen Messstreifen eine Kompression auf, und, da es, wenn man einen Gegenstand zusammendrückt, eine daraus resultierende seitliche Ausdehnung gibt, werden die horizontalen Messstreifen einer Zugbelastung ausgesetzt (das Verhältnis der Querbelastungen zu den Längsbelastungen heißt Poisson'sche Zahl und liegt normalerweise bei ca. 0,3). Wenn also die Druckmessstreifen einer Belastung von $-1,0 \times 10^{-5}$ und die Zugmessstreifen einer Belastung von $+0,3 \times 10^{-5}$ ausgesetzt sind, die Versorgungsspannung für die Brücke 6 V beträgt und die Ausgangsspannung von der Brücke durch einen Differenzoperationsverstärker-Schaltkreis verstärkt wird, welches Verhältnis ergibt sich dann zwischen Rückführwiderstand und den Eingangswiderständen in den beiden Eingängen des Verstärkers, wenn die Belastung eine Ausgangsgröße von 1 mV erzeugen soll?

Die Widerstandsänderung eines Messstreifens, der einer Druckbelastung ausgesetzt ist, ist gegeben durch $\Delta R/R = G\varepsilon$:

$$\begin{aligned} \text{Widerstandsänderung} &= G\varepsilon R = -2,1 \times 1,0 \times 10^{-5} \times 100 \\ &= -2,1 \times 10^{-3} \Omega \end{aligned}$$

Für einen einer Zugbelastung ausgesetzten Messstreifen gilt

$$\begin{aligned} \text{Widerstandsänderung} &= G\varepsilon R = 2,1 \times 0,3 \times 10^{-5} \times 100 \\ &= 6,3 \times 10^{-4} \Omega \end{aligned}$$

Die nicht im Gleichgewicht befindliche Potenzialdifferenz ist gegeben durch (siehe Abschnitt 3.5)

$$U_0 = U_s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) = U_s \left(\frac{R_1(R_3 + R_4) - R_3(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right) = U_s \left(\frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right)$$

Nun ändert sich jeder Widerstand. Wir können jedoch die Änderungen in Bezug auf die Nenner dort vernachlässigen, wo die Auswirkung der Änderungen auf die Summe der beiden Widerstandswerte unerheblich ist. Daher gilt

$$U_0 = U_s \left(\frac{(R_1 + \delta R_1)(R_4 + \delta R_4) - (R_2 + \delta R_2)(R_3 + \delta R_3)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right)$$

Unter Vernachlässigung der Produkte der δ -Terme und da wir zunächst eine ausgeglichene Brücke mit $R_1 R_4 = R_2 R_3$ haben, können wir schreiben

$$U_0 = \frac{U_s R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} = \left(\frac{\delta R_1}{R_1} - \frac{\delta R_2}{R_2} - \frac{\delta R_3}{R_3} - \frac{\delta R_4}{R_4} \right)$$

Folglich gilt

$$U_0 = \frac{6 \times 100 \times 100}{200 \times 200} \left(\frac{2 \times 6,3 \times 10^{-4} + 2 \times 2,1 \times 10^{-3}}{100} \right)$$

Die Ausgangsgröße beträgt somit $3,6 \times 10^{-5}$ V. Dies wird die Eingangsgröße zum Differenzverstärker. Folglich gilt unter Anwendung der in Abschnitt 3.2.7 entwickelten Gleichung

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$$

$$1,0 \times 10^{-3} = \frac{R_2}{R_1} \times 3,6 \times 10^{-5}$$

Somit ist $R_2/R_1 = 27,8$.

3.5.2 Thermoelementkompensation

Ein Thermoelement gibt eine Spannung ab, die von der Temperatur seiner beiden Verbindungsstellen abhängt (siehe Abschnitt 2.9.5). Im Idealfall wird eine der Verbindungsstellen auf 0°C gehalten, dann kann die Temperatur für die jeweilige Spannung direkt aus Tabellen abgelesen werden. Dies ist allerdings praktisch nicht immer durchführbar und die kalte Verbindungsstelle hat häufig Umgebungstemperatur. Zum Ausgleich dafür muss dem Thermoelement eine Potenzialdifferenz hinzugefügt werden. Diese muss identisch sein mit der Spannung, die von dem Thermoelement erzeugt werden würde, wenn eine Verbindungsstelle eine Temperatur von 0°C und die andere Umgebungstemperatur hätte. Eine solche Potenzialdifferenz kann durch Verwendung eines Widerstandstemperaturfüh-

lers in einer Wheatstonebrücke erzeugt werden. Die Brücke ist bei 0°C ausgeglichen und die Ausgangsspannung von der Brücke liefert die Korrektur-Potenzialdifferenz bei anderen Temperaturen.

Der Widerstand eines Widerstandstemperturfühlers aus Metall kann durch folgende Beziehung beschrieben werden:

$$R_T = R_0(1 + \alpha T)$$

wobei R_T der Widerstand bei $T[^\circ\text{C}]$, R_0 der Widerstand bei 0°C und α der Temperaturkoeffizient des Widerstandes ist. Somit gilt

$$\text{Widerstandsänderung} = R_T - R_0 = R_0\alpha T$$

Nimmt man R_T als Widerstandstemperturfühler an, so ist die Ausgangsspannung für die Brücke gegeben durch

$$\delta U_0 \approx U_s \left(\frac{\delta R_1}{R_1 + R_2} \right) = \frac{U_s R_0 \alpha T}{R_0 + R_2}$$

Die Spannung U des Thermoelementes variiert vermutlich mit der Temperatur T in ziemlich linearer Weise über den kleinen betrachteten Temperaturbereich von 0°C bis zur Umgebungstemperatur. So ist $U = \alpha T$, wobei α eine Konstante, d.h. die Spannung, die pro Grad Temperaturänderung produziert wird, ist. Folglich müssen wir zum Ausgleich

$$\alpha T = \frac{U_s R_0 \alpha T}{R_0 + R_2}$$

haben und somit gilt

$$\alpha R_2 = R_0(U_s \alpha - \alpha)$$

Bei einem Eisen-Konstantan-Thermoelement mit $51\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ kann die Kompensation durch ein Nickelwiderstandselement mit einem Widerstand von $10\ \Omega$ bei 0°C und einem Widerstandstemperturkoeffizienten von $0,0067/\text{K}$, einer Versorgungsspannung für die Brücke von $1,0\ \text{V}$ und R_2 als $1.304\ \Omega$ vorgesehen werden.

3.6 Digitale Signale

Die Ausgangsgröße der meisten Sensoren liegt eher in analoger Form vor. Wenn ein Mikroprozessor als Teil eines Mess- oder Steuerungssystems verwendet wird, muss die analoge Ausgangsgröße des Sensors zunächst in eine digitale Form umgewandelt werden, bevor sie als Eingangsgröße zum Mikroprozessor benutzt werden kann. Ebenso arbeiten die meisten Stellglieder mit analogen Eingangsgrößen, so dass die digitale Ausgangsgröße von einem Mikroprozessor zunächst in eine analoge Form umgewandelt werden muss, bevor sie als Eingangsgröße durch ein Stellglied verwendet werden kann.

Das *binäre System* basiert lediglich auf den beiden Symbolen oder Zuständen 0 und 1. Sie werden als *binary digits* (Anm. d. Übers.: binäre Ziffern) oder *Bits* bezeichnet. Wenn eine Zahl durch dieses System dargestellt wird, bezeichnet die Ziffernposition in der Zahl den jeder Ziffer zugewiesenen Stellenwert, wobei der Stellenwert von rechts nach links mit dem Faktor 2 steigt:

...	2^3	2^2	2^1	2^0
	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0

Die Dezimalzahl 15 ist im binären System z.B. $2^0 + 2^1 + 2^2 + 2^3 = 1111$. In einer binären Zahl wird das Bit 0 als *niederwertigstes Bit* (LSB (Anm. d. Übers.: LSB = least significant bit)) und das höchste Bit als *höchstwertiges Bit* (MSB (Anm. d. Übers.: MSB = most significant bit)) bezeichnet. Die Kombination von Bits zur Darstellung einer Zahl nennt man *Wort*. So ist 1111 ein Wort mit vier Bits. Der Begriff Byte wird für eine Gruppe von 8 Bits benutzt. Weitere Erörterung von binären Zahlen siehe Kapitel 14.

3.6.1 Analog-Digital-Wandlung

Die *Analog-Digital-Wandlung* umfasst die Umwandlung von analogen Signalen in binäre Wörter. Abb. 3.26 zeigt die Grundelemente der Analog-Digital-Umwandlung.

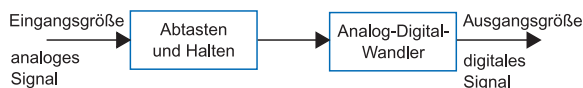


Abbildung 3.26: Analog-Digital-Wandlung

Das benutzte Verfahren besteht darin, dass ein Taktgeber regelmäßige Zeitsignalimpulse an einen Analog-Digital-Wandler (ADC (Anm. d. Übers.: ADC = analogue-to-digital converter)) sendet und dass dieser jedes Mal, wenn er einen Impuls empfängt, das analoge Signal abtastet. Abb. 3.27 veranschaulicht diese Analog-Digital-Wandlung durch Darstellung der in den verschiedenen Phasen beteiligten Signalarten. Abb. 3.27(a) zeigt das analoge Signal und Abb. 3.27(b) das Taktgebersignal, das die Zeitsignale liefert, zu denen das Abtasten erfolgt. Das Abtastergebnis ist eine Reihe schmaler Impulse (Abb. 3.27(c)). Dann wird eine *Abtast- und Halteeinheit* verwendet, um jeden abgefragten Wert zu halten, bis der nächste Impuls auftritt. Das Ergebnis ist in Abb. 3.27(d) dargestellt. Die Abtast- und Halteeinheit ist erforderlich, weil der Analog-Digital-Wandler eine begrenzte Menge Zeit benötigt, die man als *Umsetzungszeit* bezeichnet, um das analoge Signal in ein digitales umzuwandeln.

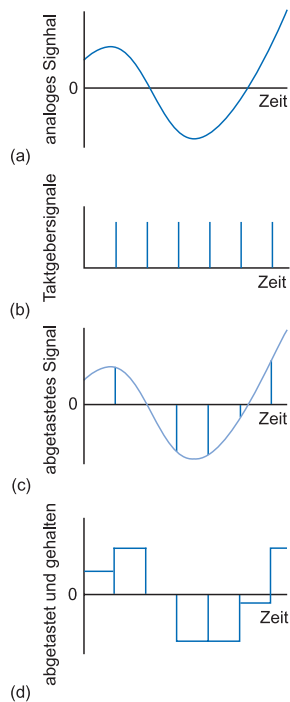


Abbildung 3.27: Signale: (a) analog, (b) Taktgeber, (c) abgetastet, (d) abgetastet und gehalten

Die Beziehung zwischen der abgetasteten und gehaltenen Eingangsgröße und der Ausgangsgröße für einen Analog-Digital-Wandler wird durch den in Abb. 3.28 dargestellten Graphen für eine digitale Ausgangsgröße, die auf drei Bits beschränkt ist, veranschaulicht.

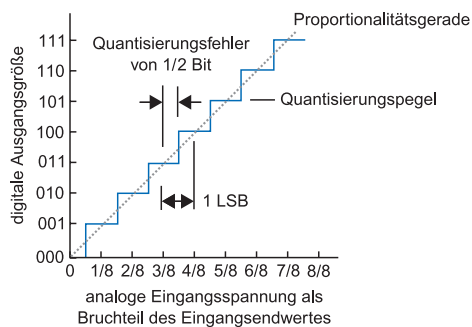


Abbildung 3.28: Eingang-Ausgang bei einem ADC

Bei drei Bits gibt es $2^3 = 8$ mögliche Ausgangspegel. Da die Ausgangsgröße des ADC für die Darstellung der analogen Eingangsgröße nur einer dieser acht möglichen Pegel sein kann, existiert ein Bereich von Eingangsgrößen, bei dem sich die Ausgangsgröße nicht

ändert. Die acht möglichen Ausgangspegel nennt man *Quantisierungspegel* und die Differenz in der Analogspannung zwischen zwei benachbarten Pegeln *Quantisierungsintervall*. So beträgt das Quantisierungsintervall für den in Abb. 3.28 gegebenen ADC 1 V. Auf Grund der stufenartigen Beschaffenheit der Beziehung ist die digitale Ausgangsgröße nicht immer proportional zu der analogen Eingangsgröße und es wird Abweichungen geben, die man als *Quantisierungsfehler* bezeichnet. Wenn die Eingangsgröße über dem Intervall zentriert wird, beträgt der Quantisierungsfehler Null, wobei die maximale Abweichung der Hälfte des Intervalls oder $\pm 1/2$ Bit entspricht.

Die mögliche Wortlänge bestimmt die *Auflösung* des Elementes, d.h. die kleinste Änderung in der Eingangsgröße, die eine Änderung der digitalen Ausgangsgröße zur Folge hat. Die kleinste Änderung in der digitalen Ausgangsgröße ist ein Bit in der niederwertigsten Bit-Position in dem Wort, d.h. im Bit rechts außen. So wird bei einer Wortlänge von n Bits der Endwert der analogen Eingangsgröße U_{FS} in 2^n Teile geteilt und somit beträgt die minimale Änderung in der Eingangsgröße, die erfasst werden kann, d.h. die *Auflösung*, $U_{FS}/2^n$.

So ist bei einem Analog-Digital-Wandler mit einer Wortlänge von 10 Bits und einem Analogsignal-Eingangsgrößenbereich von 10 V die Anzahl der Pegel für ein 10-Bit-Wort $2^{10} = 1.024$ und die Auflösung beträgt dann $10/1024 = 9,8$ mV.

Betrachten wir ein Thermoelement mit einer Ausgangsgröße von $0,5$ mV/°C. Welche Wortlänge ist erforderlich, wenn seine Ausgangsgröße durch einen Analog-Digital-Wandler läuft, wenn Temperaturen zwischen 0 und 200°C mit einer Auflösung von $0,5^\circ\text{C}$ gemessen werden sollen? Der Endwert der Ausgangsgröße des Sensors beträgt $200 \times 0,5 = 100$ mV. Bei einer Wortlänge n wird diese Spannung in $100/2^n$ mV-Stufen geteilt. Für eine Auflösung von $0,5^\circ\text{C}$ muss ein Sensorsignal von $0,5 \times 0,5 = 0,25$ mV erfasst werden können. Deshalb benötigen wir

$$0,25 = \frac{100}{2^n}$$

Folglich ist $n = 8,6$. Somit ist eine Wortlänge von 9 Bits erforderlich.

3.6.2 Abtasttheorem

Analog-Digital-Wandler tasten analoge Signale in regelmäßigen Abständen ab und wandeln diese in binäre Wörter um. Wie oft sollte ein analoges Signal abgetastet werden, um eine Ausgangsgröße zu erhalten, die für das analoge Signal repräsentativ ist?

Abb. 3.29 veranschaulicht dieses Problem mit verschiedenen Abtastfrequenzen, die für dasselbe analoge Signal eingesetzt werden. Wenn das Signal beim Abtasten rekonstruiert wird, gibt es nur dann die ursprüngliche Form des Signals wieder, wenn die Abtastfrequenz mindestens zweimal so hoch ist wie die höchste Frequenz in dem analogen Signal. Dieses Kriterium ist als *Nyquist-Kriterium* oder *Shannon-Abtasttheorem* bekannt. Liegt die Abtastfrequenz unter dem zweifachen Wert der höchsten Frequenz, kann die Rekonstruktion ein anderes analoges Signal darstellen und wir erhalten ein falsches Bild des tatsäch-

lichen Signals. Man nennt dies *Aliasing* (Anm. d. Übers.: *Pseudonymisierung*). In Abb. 3.29(c) könnte dies ein analoges Signal mit einer wesentlich kleineren Frequenz als die des analogen Signals, das abgetastet wurde, sein.

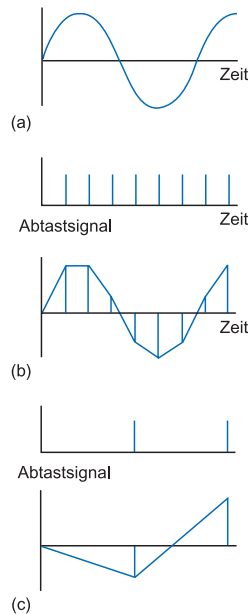


Abbildung 3.29: Einfluss der Abtastfrequenz: (a) analoges Signal, (b) abgetastetes Signal, (c) abgetastetes Signal

Wenn ein Signal zu langsam abgetastet wird, kann dies zu einer falschen Interpretation von Hochfrequenzkomponenten führen, die aus Pseudonymen mit niedrigerer Frequenz entstehen. Hochfrequenzstörungen können auch Fehler im Wandlungsprozess verursachen. Zur Minimierung von Fehlern, die sowohl durch Aliasing als auch durch Hochfrequenzstörungen entstehen, wird ein Tiefpassfilter vor dem ADC eingesetzt. Dieser Filter hat eine solche Bandbreite, dass er nur niedrige Frequenzen durchlässt, für die die Abtastfrequenz keine Aliasing-Fehler ergibt. Einen solchen Filter nennt man *Anti-Aliasingfilter*.

3.6.3 Digital-Analog-Wandlung

Die Eingangsgröße an einen Digital-Analog-Wandler (DAC (Anm. d. Übers.: DAC = digital-to-analogue converter)) ist ein binäres Wort. Die Ausgangsgröße ist ein analoges Signal, das die gewichtete Summe der durch das Wort dargestellten Nicht-Null-Bits zeigt. So muss z.B. eine Eingangsgröße von 0010 eine analoge Ausgangsgröße ergeben, die doppelt so groß ist wie die Ausgangsgröße bei einer Eingangsgröße von 0001. Abb. 3.30 veranschaulicht dies für eine Eingangsgröße an einen DAC mit einer Auflösung von 1 V für binäre Wörter ohne Vorzeichen. Jedes zusätzliche Bit erhöht die Ausgangsspannung um 1 V.

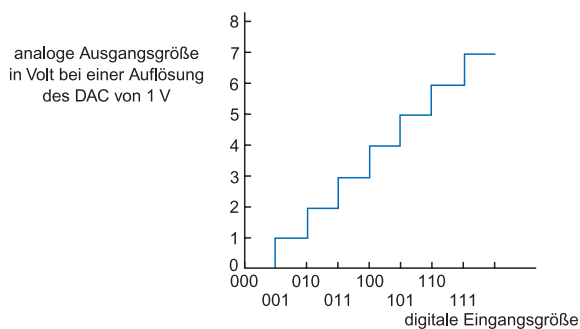


Abbildung 3.30: Eingang-Ausgang bei einem DAC

Betrachten wir den Fall, in dem die Ausgangsgröße von einem Mikroprozessor ein Wort mit 8 Bits umfasst. Dieses wird durch einen 8-Bit-Digital-Analog-Wandler zu einem Regelventil geführt. Das Regelventil benötigt für die vollständige Öffnung 6 V. Welches ist die Ausgangsgröße zum Ventil bei einer Änderung von 1 Bit, wenn der voll geöffnete Status durch 11111111 angezeigt wird?

Der Endwert der Ausgangsspannung von 6,0 V wird in 2^8 Intervalle aufgeteilt. Eine Änderung von 1 Bit ist somit eine Änderung in der Ausgangsspannung von $6,0/2^8 = 0,023$ V.

3.6.4 Digital-Analog-Wandler

Eine einfache Form eines Digital-Analog-Wandlers verwendet einen Summationsverstärker (siehe Abschnitt 3.2.3.), um die gewichtete Summe aller Nicht-Null-Eingangsbits in dem Eingangswort zu bilden (Abb. 3.31). Die Referenzspannung wird mittels elektronischer Schalter, die auf binär 1 ansprechen, an die Widerstände angelegt. Die Werte der Eingangswiderstände hängen davon ab, auf welches Bit in dem Wort ein Schalter reagiert, wobei der Wert des Widerstandes für nachfolgende Bits vom LSB halbiert wird. Folglich ist die Summe der Spannungen eine gewichtete Summe der Ziffern in dem Wort. Ein solches System wird als *gewichtetes Widerstands-Netzwerk* bezeichnet.

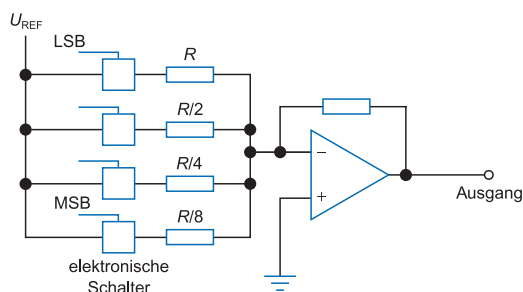


Abbildung 3.31: DAC mit gewichtetem Widerstand

Ein Problem beim gewichteten Widerstands-Netzwerk besteht darin, dass für jeden einzelnen Widerstand genaue Widerstandswerte verwendet werden müssen und es schwierig ist, solche Widerstände über den benötigten weiten Bereich zu erhalten. Als Konsequenz bleibt diese DAC-Form eher den 4-Bit-Umwandlungen vorbehalten.

Eine andere weiter verbreitete Version setzt eine R - $2R$ -Reihenschaltung ein (Abb. 3.32). Damit wird das Problem genauer Widerstände über einen weiten Wertebereich gelöst, da nur zwei Werte erforderlich sind. Die Ausgangsspannung wird durch Schalten von Teilen der Reihe entweder auf die Referenzspannung oder auf 0 V gelegt, abhängig davon, ob in der digitalen Eingangsgröße eine 1 oder 0 vorhanden ist.

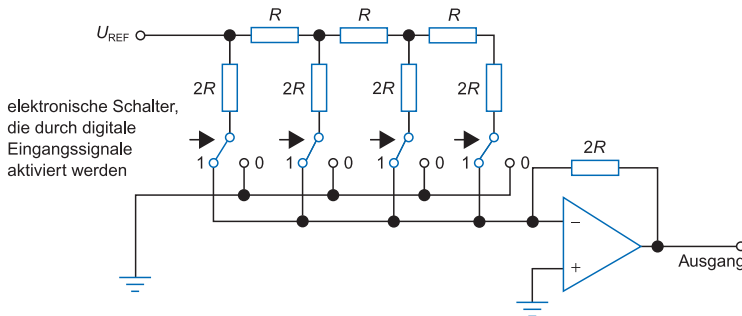


Abbildung 3.32: DAC mit R - $2R$ Reihe

Abb. 3.33 zeigt Einzelheiten des GEC Plessey ZN558D 8-Bit-Digital-Analog-Wandlers mit zwischengespeicherter Eingangsgröße, der eine R - $2R$ -Reihenschaltung verwendet. Nach Beendigung der Umwandlung wird das 8-Bit-Ergebnis in einem internen Zwischenspeicher abgelegt, bis die nächste Umwandlung beendet ist. Die Daten werden im Zwischenspeicher gehalten, wenn ENABLE auf High liegt, der Zwischenspeicher gilt als durchlässig, wenn ENABLE auf Low liegt. Ein *Zwischenspeicher* ist lediglich eine Vorrichtung, um die Ausgangsgröße zurückzuhalten, bis eine neue sie ersetzt.

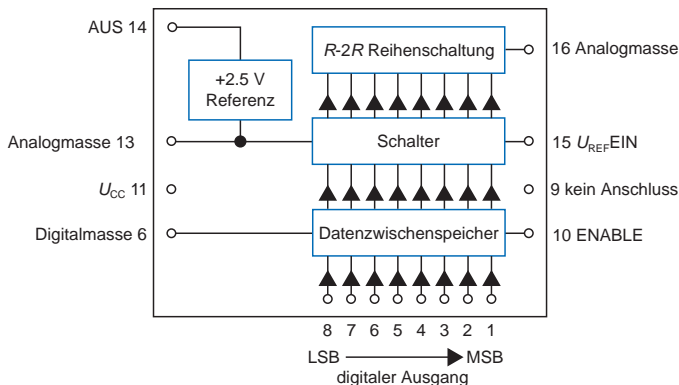


Abbildung 3.33: ZN558D DAC

Wenn ein DAC einen Zwischenspeicher hat, kann er direkt mit dem Datenbus eines Mikroprozessors verbunden und durch diesen einfach wie eine Datenadresse behandelt werden. Ein DAC ohne Zwischenspeicher würde über einen peripheren Schnittstellenadapter (PIA (Anm. d. Übers.: PIA = peripheral interface adapter)), der die Zwischenspeicherung vornehmen würde, angeschlossen (siehe Abschnitt 18.4). Abb. 3.34 zeigt, wie der ZN558D mit einem Mikroprozessor verwendet werden könnte, wenn die Ausgangsgröße eine Spannung zwischen Null und der Referenzspannung sein soll, was man als *unipolare Operation* bezeichnet. Bei $U_{Ref\text{ein}} = 2,5\text{ V}$ beträgt der Ausgangsbereich $+5\text{ V}$, wenn $R_1 = 8\text{ k}\Omega$ und $R_2 = 8\text{ k}\Omega$ sind, der Bereich beträgt $+10\text{ V}$, wenn $R_1 = 16\text{ k}\Omega$ und $R_2 = 5,33\text{ k}\Omega$ sind.

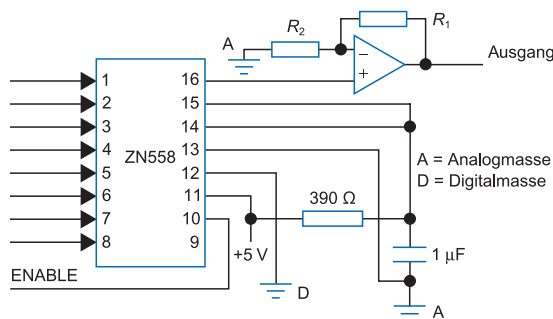


Abbildung 3.34: Unipolare Operation

Die Spezifikationen von DACs umfassen Begriffe wie:

1. Den *Ausgangsendwert*, d.h. die Ausgangsgröße, bei der das Eingangswort insgesamt aus Einsen besteht. Beim ZN558D sind das normalerweise $2,550\text{ V}$.
2. Die *Auflösung*, wobei DACs mit 8 Bit im Allgemeinen für die meisten Steuerungssysteme mit Mikroprozessor geeignet sind. Der ZN558D hat 8 Bit.
3. Die *Ausregelzeit*, wobei es sich um die von einem DAC benötigte Zeit für das Erreichen von $\frac{1}{2}$ LSB seiner neuen Spannung nach einer binären Änderung handelt.
4. Die *Linearität*, wobei es sich um die maximale Abweichung von der Geraden durch den Nullpunkt und den vollen Ausgangsbereich handelt. Für den ZN558D beträgt der Maximalwert $\pm 0,5\text{ LSB}$.

3.6.5 Analog-Digital-Wandler

Die Eingangsgröße an einem Analog-Digital-Wandler ist ein analoges Signal und die Ausgangsgröße ein binäres Wort, das den Pegel des Eingangssignals darstellt. Es gibt eine Reihe von Formen von Analog-Digital-Wandlern. Die gebräuchlichsten sind Wandler mit stufenweisen Näherungen, linear, doppelt linear und blitzartig.

Die *stufenweise Näherung* ist wahrscheinlich die gebräuchlichste Methode. Abb. 3.35 veranschaulicht die einbegriffenen Teilsysteme. Es wird eine Spannung durch einen Taktgeber erzeugt, der eine regelmäßige Sequenz von Impulsen aussendet, die binär gezählt

werden, und das sich ergebende binäre Wort wird von einem Digital-Analog-Wandler in eine analoge Spannung umgewandelt. Diese Spannung steigt stufenweise an und wird mit der analogen Eingangsspannung des Sensors verglichen. Wenn die vom Taktgeber erzeugte Spannung die analoge Eingangsspannung übersteigt, wird der Zählvorgang der Taktgeberimpulse durch das Schließen eines Gatters gestoppt. Die Ausgangsgröße des Zählers zu dem Zeitpunkt ist dann eine digitale Darstellung der analogen Spannung. Während der Vergleich durch Beginn des Zählvorganges bei 1, dem niederwertigsten Bit, und anschließendem Hochzählen Bit für Bit vorgenommen werden könnte, ist die stufenweise Näherung ein schnelleres Verfahren. Es umfasst die Auswahl des höchstwertigen Bits, das niedriger ist als der analoge Wert, und die Addition nachfolgender niedrigerer Bits, deren Summe den analogen Wert nicht übersteigt. Wir könnten den Vergleich z.B. mit 1000 beginnen. Wenn dies zu groß ist, versuchen wir 0100. Ist dies zu klein, versuchen wir 0110. Wenn dies zu groß ist, probieren wir 0101. Da jedes der Bits in dem Wort nacheinander versucht wird, braucht man bei einem Wort mit n Bits lediglich n Schritte für den Vergleich. Wenn der Taktgeber eine Frequenz f hat, beträgt somit die Zeit zwischen den Impulsen $1/f$. Folglich ist die Zeit für die Erzeugung des Wortes, d.h. die Umsetzungszeit, n/f .

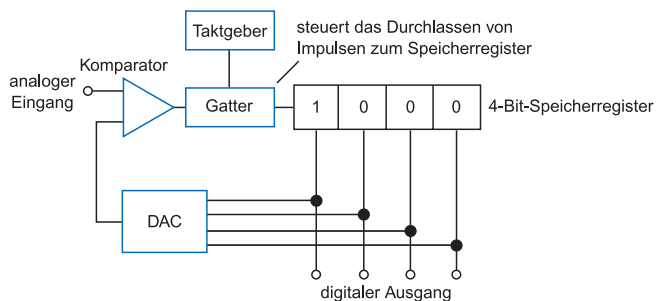


Abbildung 3.35: ADC mit stufenweiser Näherung

Abb. 3.36 zeigt die typische Form eines Analog-Digital-Wandlers mit 8 Bits (GEC Plessey ZN439) für die Verwendung mit Mikroprozessoren und das Verfahren mit stufenweisen Näherungen. Abb. 3.37 zeigt, wie er so angeschlossen werden kann, dass er von einem Mikroprozessor gesteuert wird und seine digitale Ausgangsgröße an den Mikroprozessor sendet. Die gesamte aktive Schaltung, einschließlich des Taktgebers, ist auf einem einzigen Chip enthalten. Der ADC wird durch Setzen des Pins „Chipauswahl“ auf Low als Erstes angesprochen. Wenn der Pin „Start Umwandlung“ einen negativen Impuls empfängt, beginnt die Umwandlung. Am Ende der Umwandlung geht der Pin „Status“ auf Low. Die digitale Ausgangsgröße wird an einen internen Puffer gesendet, wo sie gehalten wird, bis sie gelesen ist, weil der Pin „Ausgang Enable“ auf Low geschaltet wurde.

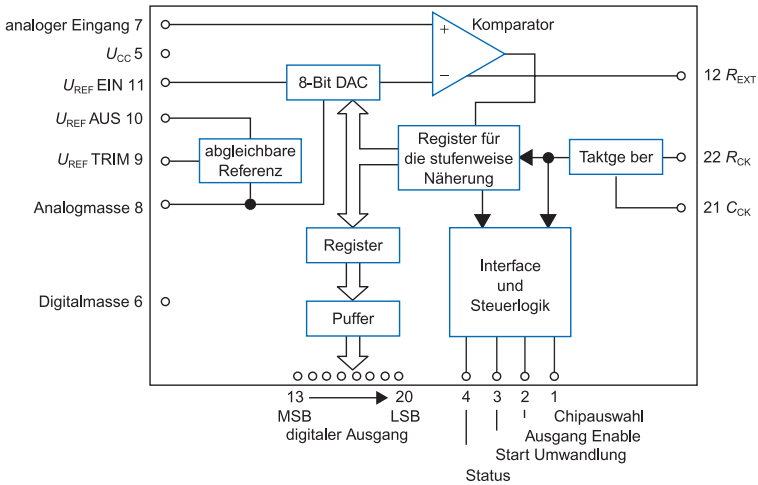


Abbildung 3.36: ZN439 ADC

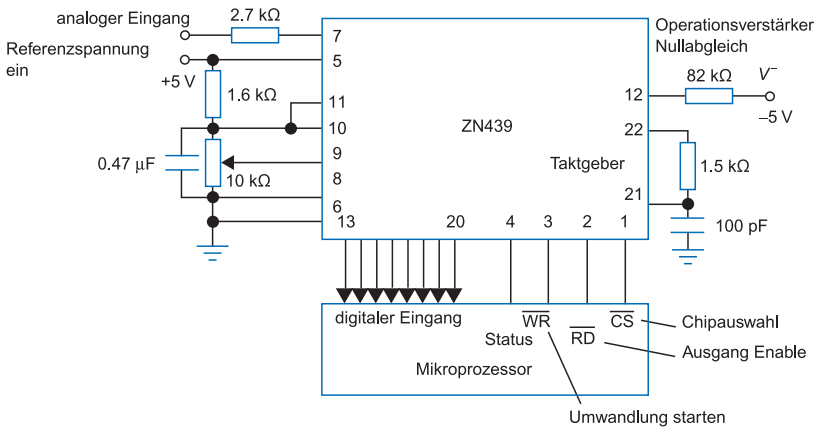


Abbildung 3.37: ZN439 an einen Mikroprozessor angeschlossen

Die *lineare* Form eines Analog-Digital-Wandlers umfasst eine analoge Spannung, die mit einem konstanten Wert, der so genannten linearen Spannung, erhöht und an einen Komparator gelegt wird, wo sie mit der analogen Spannung vom Sensor verglichen wird. Die Zeit, die die lineare Spannung für das Ansteigen auf den Wert der Sensorspannung benötigt, hängt von der Größe der abgetasteten analogen Spannung ab. Wenn die lineare Spannung beginnt, wird ein Eingangsgatter freigeschaltet, das einen binären Zähler in Gang setzt, der die regelmäßigen Impulse von einem Taktgeber zählt. Wenn die beiden Spannungen identisch sind, schließt das Tor und das vom Zähler angezeigte Wort ist die digitale Darstellung der abgetasteten analogen Spannung. Abb. 3.38 zeigt die in der linearen Form eines Analog-Digital-Wandlers einbegriffenen Teilsysteme.

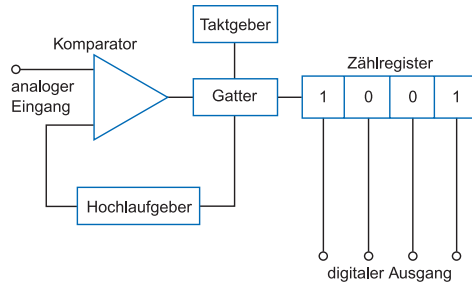


Abbildung 3.38: Linearer ADC

Der *doppelt lineare Wandler* ist gebräuchlicher als die einfache lineare Form. Abb. 3.39 zeigt die Grundschaltung. Die analoge Spannung wird an einen Integrator gelegt, der einen Komparator antreibt. Die Ausgangsgröße des Komparators geht auf High, sobald die Ausgangsgröße des Integrators mehr als ein paar Millivolt beträgt. Wenn die Ausgangsgröße des Komparators auf High liegt, gibt ein UND-Gatter Impulse an einen binären Zähler. Der Zähler zählt Impulse, bis er überläuft. Dann stellt er sich auf Null zurück, sendet ein Signal an einen Schalter, der die unbekannte Spannung abschaltet und eine Referenzspannung einschaltet, und beginnt von neuem zu zählen. Das Vorzeichen der Referenzspannung ist entgegengesetzt zu dem der Eingangsspannung. Die Integratorspannung nimmt dann proportional zur Referenzspannung ab. Wenn die Ausgangsgröße des Integrators Null erreicht, geht der Komparator auf Low und bringt so das UND-Gatter auf Low und schaltet den Taktgeber aus. Der Zählwert ist dann ein Maß der analogen Eingangsspannung. Doppelt lineare Analog-Digital-Wandler haben eine ausgezeichnete Störunterdrückung, weil die Integralwirkung zufällige negative und positive Anteile über den Abtastzeitraum ausgleicht. Sie sind allerdings sehr langsam.

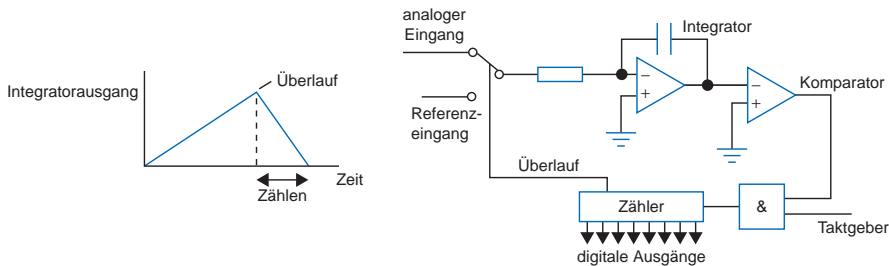


Abbildung 3.39: Doppelt linearer ADC

Der *Blitz-Analog-Digital-Wandler* ist sehr schnell. Bei einem Wandler mit n Bits werden $2^n - 1$ separate Spannungskomparatoren parallel benutzt, von denen jeder die analoge Eingangsspannung als eine Eingangsgröße hat (Abb. 3.40). Es wird eine Referenzspannung an eine Widerstandskette gelegt, so dass die als andere Eingangsgröße an jeden Komparator gelegte Spannung ein Bit größer ist als die an den vorhergehenden Komparator in der Kette gelegte Spannung. Wenn die analoge Spannung an den ADC gelegt wird, geben so alle Komparatoren, bei denen die analoge Spannung größer ist als die Referenz-

spannung eines Komparators, eine Ausgangsgröße High ab, und die, bei denen sie geringer ist, liegen auf Low. Die sich ergebenden Ausgangsgrößen werden parallel zu einem logischen Gattersystem geführt, das sie in ein digitales Wort übersetzt.

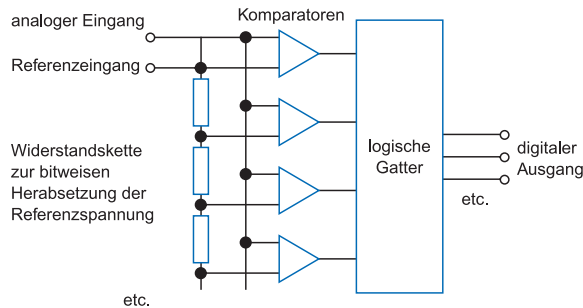


Abbildung 3.40: Blitz-ADC

In den Spezifikationen für ADCs findet man folgende Begriffe:

1. *Umsetzungszeit*, d.h. die für die Umwandlung des Eingangssignals erforderliche Zeit. Sie baut die obere Signalfrequenz auf, die ohne Aliasing abgetastet werden kann. Die maximale Frequenz beträgt $1/(2 \times \text{Umsetzungszeit})$.
2. *Auflösung*, d.h. das Endwertsignal dividiert durch 2^n , wobei n die Anzahl der Bits ist. Sie wird häufig einfach durch Angabe der Bit-Anzahl angegeben.
3. *Linearitätsfehler*, d.h. die Abweichung von einer durch den Nullpunkt und den Endwert gezogenen Geraden. Der Maximalwert beträgt $\pm 1/2$ LSB.

Tabelle 3.1 zeigt einige Details zu den technischen Angaben für gebräuchliche Analog-Digital-Wandler.

ADC	Typ	Auflösung (Bits)	Wandlungszeit (ns)	Linearitätsfehler (LSB)
ZN439	SA	8	5.000	$\pm 1/2$
ZN448E	SA	8	9.000	$\pm 1/2$
ADS7806	SA	12	20.000	$\pm 1/2$
ADS7078C	SA	16	20.000	$\pm 1/2$
ADC302	F	8	20	$\pm 1/2$

Tabelle 3.1: Analog-Digital-Wandler; SA = stufenweise Näherungen, F = Blitz

3.6.6 Abtast- und Halteverstärker

Ein ADC braucht eine begrenzte Zeit, um ein analoges Signal in ein digitales umzuwandeln, und es können Probleme auftreten, wenn sich das analoge Signal während der Umsetzungszeit ändert. Um dieses Problem zu lösen, wird ein Abtast- und Haltesystem eingesetzt, das das analoge Signal abtastet und hält, während die Umwandlung stattfindet.

Die Grundsaltung (Abb. 3.41) besteht aus einem elektronischen Schalter zur Durchführung des Abtastens, der einen Kondensator für den Haltevorgang und einen Operationsverstärker-Spannungsfollower hat. Der elektronische Schalter wird so gesteuert, dass das Abtasten in dem durch den Steuereingang bestimmten Moment erfolgt. Wenn der Schalter schließt, wird die Eingangsspannung über den Kondensator gelegt und die Ausgangsspannung wird mit der Eingangsspannung identisch. Wenn sich die Eingangsspannung ändert, während der Schalter geschlossen ist, ändern sich die Spannung über dem Kondensator und die Ausgangsspannung entsprechend. Wenn der Schalter öffnet, hält der Kondensator seine Ladung zurück und die Ausgangsspannung bleibt mit der Eingangsspannung zum Zeitpunkt der Schalteröffnung identisch. So wird die Spannung gehalten, bis der Schalter wieder schließt. Die Zeit, die der Kondensator zum Aufladen für ein neues Abtasten der analogen Eingangsspannung benötigt, nennt man *Erfassungszeit*. Sie hängt von dem Wert der Kapazität und des Schaltwiderstandes bei eingeschaltetem Schalter ab. Normale Werte liegen bei 4 μs .

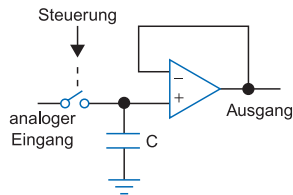


Abbildung 3.41: Abtasten und Halten

3.7 Multiplexer

Ein *Multiplexer* ist eine Schaltung, die Dateneingänge von einer Anzahl von Quellen aufnehmen kann und dann durch Wahl eines Eingangskanals eine Ausgangsgröße von nur einem Eingang abgibt. Bei Anwendungen, in denen Messungen an verschiedenen Orten durchgeführt werden müssen, kann man anstelle eines separaten ADCs und Mikroprozessors für jede Messung einen Multiplexer verwenden, der jeden Eingang der Reihe nach auswählt und ihn durch einen einzigen ADC und Mikroprozessor schaltet (Abb. 3.42). Der Multiplexer ist im Wesentlichen eine elektronische Schaltvorrichtung, mit der jeder einzelne Eingang der Reihe nach abgetastet werden kann.

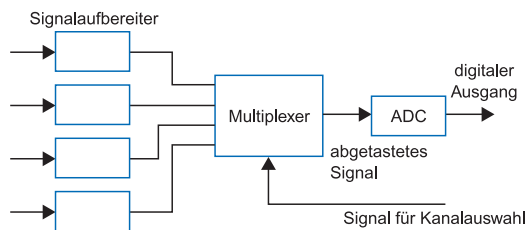


Abbildung 3.42: Multiplexer

Als Beispiel für die Modelle erhältlicher analoger Multiplexer hat der DG508ACJ acht Eingangskanäle, von denen jeder für Auswahlzwecke eine binäre 3-Bit-Adresse besitzt. Die Übergangszeit zwischen den Abtastvorgängen beträgt 0,6 μs .

3.7.1 Digitale Multiplexer

Abb. 3.43 zeigt das Grundprinzip eines Multiplexers, der für die Auswahl von digitalen Dateneingängen verwendet werden kann. Zur Vereinfachung ist nur ein System mit zwei Eingangskanälen abgebildet. Der an den Wahleingang gelegte logische Pegel bestimmt, welches UND-Gatter freigegeben wird, so dass sein Dateneingang durch das ODER-Gatter zum Ausgang hindurchfließen kann. Eine Reihe von Multiplexerformen ist als integriertes Paket erhältlich. Bei den 151er-Modellen kann eine von acht Leitungen ausgewählt werden, bei den 153er-Modellen eine Leitung von vier Eingangsgrößen, die als Daten auf jeweils zwei Leitungen geliefert werden, und bei den 157er-Modellen eine Leitung von zwei Eingangsgrößen, die als Daten auf vier Leitungen geliefert werden.

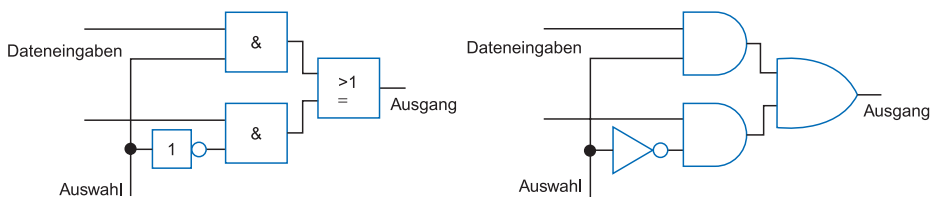


Abbildung 3.43: Multiplexer mit zwei Kanälen

3.7.2 Zeitmultiplex-Verfahren

Häufig müssen sich eine Reihe von peripheren Geräten dieselben Eingangs-/Ausgangsleitungen von einem Mikroprozessor teilen. So ist es erforderlich, dass jedem Gerät ein bestimmter Zeitabschnitt zugewiesen wird, während dessen Daten übertragen werden, damit jedes Gerät mit unterschiedlichen Daten versorgt werden kann. Diesen Vorgang nennt man *Zeitmultiplex-Verfahren*.

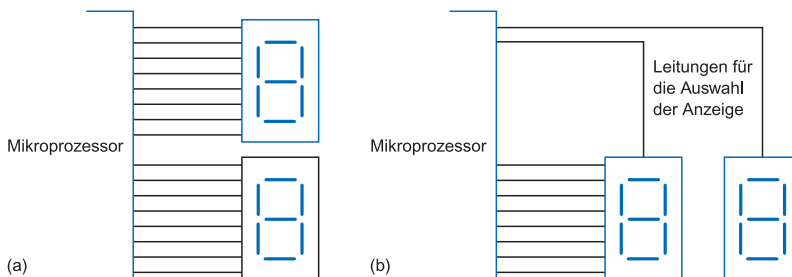


Abbildung 3.44: Zeitmultiplex-Verfahren

Abb. 3.44 zeigt, wie dieses Verfahren für den Antrieb zweier Anzeigevorrichtungen eingesetzt werden kann. In Abb. 3.44(a) wird das System nicht, bei (b) wird es mit dem Zeitmultiplex-Verfahren betrieben.

3.8 Datenerfassung

Der Begriff *Datenerfassung* oder DAQ (Anm. d. Übers.: DAQ = data acquisition) wird für den Prozess der Datenaufnahme von Sensoren und ihrer Eingabe in einen Computer zwecks Verarbeitung benutzt. Die Sensoren sind normalerweise über Signalaufbereitung an eine Datenerfassungskarte angeschlossen, die in die Rückseite eines Computers gesteckt wird (Abb. 3.45(a)). Die DAQ-Karte ist eine Leiterplatte, die für analoge Eingangsgrößen im Wesentlichen einen Multiplexer, eine Verstärkung, Analog-Digital-Wandlung, Register und Steuerstromkreise enthält, so dass abgetastete digitale Signale dem Computersystem zugeführt werden. Abb. 3.45(b) zeigt die Grundelemente einer solchen Karte.

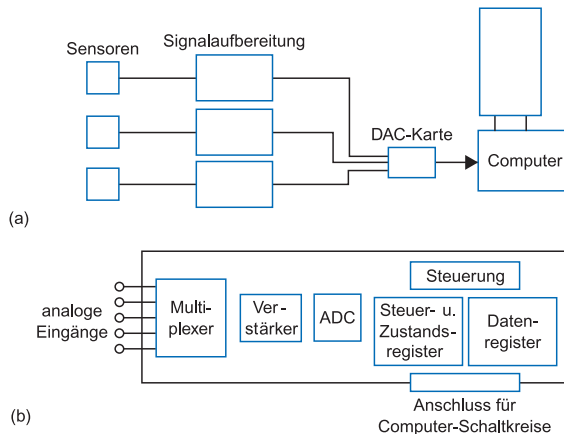


Abbildung 3.45: DAQ System

Computer-Software wird verwendet, um die Erfassung von Daten über die DAQ-Karte zu steuern. Wenn das Programm eine Eingangsgröße von einem bestimmten Sensor benötigt, aktiviert es die Karte, indem es ein Steuerwort an das Steuer- und Zustandsregister sendet. Ein solches Wort gibt die Operation an, die die Karte auszuführen hat. Als Folge schaltet die Karte den Multiplexer auf den passenden Eingangskanal. Dann wird die Eingangsgröße von dem an den Eingangskanal angeschlossenen Sensor über einen Verstärker zum Analog-Digital-Wandler geführt. Nach der Umwandlung wird das sich ergebende digitale Signal zum Datenregister geführt, das Wort im Steuer- und Zustandsregister ändert sich und zeigt so an, dass das Signal angekommen ist. Nach diesem Signal gibt der Computer ein Signal aus, damit die Daten gelesen und zur Verarbeitung in den Computer eingegeben werden. Dieses Signal ist notwendig, um zu gewährleisten, dass der Computer nicht nutzlos wartet, während die Karte die Datenerfassung ausführt, aber auch um dem Computer anzuzeigen, wann die Erfassung abgeschlossen ist. Dann kann der Computer jedes Pro-

gramm, das er gerade durchführt, unterbrechen, die Daten von der DAQ lesen und anschließend sein Programm fortsetzen. Ein schnelleres System arbeitet ohne Computer bei der Übertragung der Daten in den Speicher, es überträgt vielmehr die erfassten Daten ohne Computer direkt von der Karte zum Speicher. Dieses Verfahren nennt man *direkten Speicherzugriff* (DMA (Anm. d. Übers.: DMA = Direct Memory Access)).

Die Spezifikationen für eine DAQ-Karte enthalten die Abtastfrequenz für analoge Eingangsgrößen. Diese könnte 100 kS/s (100.000 Abtastvorgänge pro Sekunde) betragen. Das Nyquist-Kriterium für das Abtasten zeigt an, dass die maximale Frequenz eines analogen Signals, die mit einer solchen Karte abgetastet werden kann, 50 kHz beträgt. Dabei muss die Abtastfrequenz zweimal so groß sein wie der maximal enthaltene Frequenzanteil. Zusätzlich zu den obigen Grundfunktionen einer DAQ-Karte kann diese auch analoge Ausgangsgrößen, Zeitgeber und Zähler bereitstellen, die verwendet werden können, um Auslöser für das Sensorsystem zur Verfügung zu stellen.

Als Beispiel für eine preisgünstige Multifunktionskarte für die Verwendung mit einem IBM-Computer zeigt Abb. 3.46 die Grundstruktur der National Instruments DAQ-Karte PC-LPM-16. Diese Karte hat 16 analoge Eingangskanäle, eine Abtastfrequenz von 50 kS/s, eine digitale Eingangsgröße mit 8 Bit und eine digitale Ausgangsgröße mit 8 Bit sowie einen Zähler/Zeitgeber, der eine Ausgangsgröße abgeben kann. Die Kanäle können nacheinander abgefragt werden, indem jeder Kanal der Reihe nach ausgelesen wird, oder es kann ein ständiges Abfragen eines einzigen Kanals erfolgen.

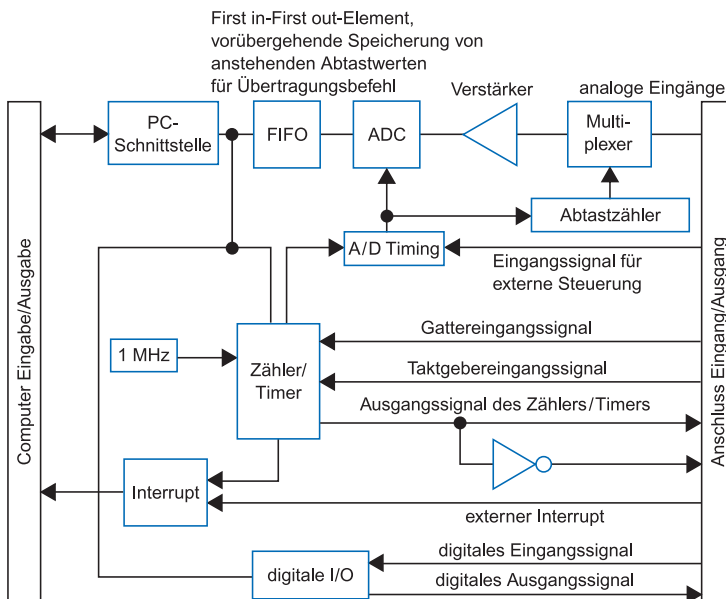


Abbildung 3.46: DAQ-Karte PC-LPM-16

3.9 Digitale Signalverarbeitung

Der Begriff *digitale Signalverarbeitung* oder *zeitdiskrete Signalverarbeitung* wird für die von einem Mikroprozessor auf ein Signal angewandte Verarbeitung benutzt. Digitale Signale sind zeitdiskrete Signale, da sie keine gleich bleibenden Zeitfunktionen sind, sondern nur zu einzelnen Zeiten existieren. Während die Signalaufbereitung analoger Signale Komponenten wie Verstärker und Filterkreise benötigt, kann die digitale Signalverarbeitung von einem Programm, das einem Mikroprozessor vorgegeben wird, d.h. durch Verarbeitung des Signals, ausgeführt werden. Für die Änderung der Eigenschaften eines Filters, der mit analogen Signalen verwendet wird, ist ein Austausch von Hardware-Komponenten erforderlich, für die Änderung der Eigenschaften eines digitalen Filters muss dagegen lediglich die Software, d.h. das Programm mit den Anweisungen für einen Mikroprozessor, gewechselt werden.

Bei einem digitalen Signalverarbeitungssystem gibt es eine Eingangsgröße eines Wortes, das die Größe eines Impulses darstellt, und eine Ausgangsgröße eines anderen Wortes. Der Ausgangsimpuls in einem bestimmten Moment wird von dem System als Ergebnis der Verarbeitung der Eingangsgröße des gegenwärtigen Eingangsimpulses zusammen mit vorhergehenden Impulseingangsgrößen und möglicherweise vorhergehenden Systemausgangsgrößen berechnet.

Das von dem Mikroprozessor verwendete Programm könnte z.B. den Wert der gegenwärtigen Eingangsgröße ablesen und den vorhergehenden Ausgangswert hinzuaddieren und so die neue Ausgangsgröße ergeben. Wenn wir die gegenwärtige Eingangsgröße als Impuls Nr. k in der Eingangssequenz von Impulsen annehmen, können wir diesen Impuls als $x[k]$ darstellen. Die Ausgangsgröße Nr. k einer Impulssequenz kann durch $y[k]$ dargestellt werden. Die vorhergehende Ausgangsgröße, d.h. der $(k - 1)$ -Impuls, kann durch $y[k - 1]$ beschrieben werden. Daher können wir das Programm, das eine Ausgangsgröße ausgibt, die durch die Addition des Wertes der gegenwärtigen Eingangsgröße und der vorhergehenden Ausgangsgröße entstanden ist, wie folgt beschreiben:

$$y[k] = x[k] + y[k - 1]$$

Eine solche Gleichung wird als *Differenzgleichung* bezeichnet. Sie gibt die Beziehung zwischen der Ausgangs- und Eingangsgröße bei einem zeitdiskreten System an und ist vergleichbar mit einer Differenzialgleichung, die zur Beschreibung der Beziehung zwischen der Ausgangs- und Eingangsgröße bei einem System benutzt wird, das Ein- und Ausgangsgrößen hat, die sich ständig in Abhängigkeit der Zeit ändern.

Für die obige Differenzgleichung nehmen wir eine Eingangsgröße eines abgetasteten Sinuswellensignals an, das die folgende Impulssequenz ergibt:

0,5, 1,0, 0,5, -0,5, -1,0, -0,5, 0,5, 1,0 etc.

Der Eingangsimpuls $k = 1$ hat eine Größe von 0,5. Wenn wir annehmen, dass zuvor die Ausgangsgröße Null war, dann ist $y[k - 1] = 0$ und somit $y[1] = 0,5 + 0 = 0,5$. Der Eingangsimpuls $k = 2$ hat eine Größe von 1,0 und somit ist $y[2] = x[2] + y[2 - 1] = 1,0 + 0,5 = 1,5$. Der Impuls $k = 3$ hat eine Größe von 0,5 und somit ist $y[3] = x[3] + y[3 - 1] = 0,5 + 1,5 = 2,0$. Der Impuls $k = 4$ hat eine Größe von -0,5 und somit ist $y[4] = x[4] + y[4 - 1] =$

$-0,5 + 2,0 = 1,5$. Der Impuls $k = 5$ hat eine Größe von $-1,0$ und somit ist $y[5] = x[5] + y[5 - 1] = -1,0 + 1,5 = 0,5$. Die Ausgangsgröße hat also die Impulse:

0,5, 1,5, 2,0, 1,5, 0,5, ...

Wir können dies fortsetzen und auf diese Weise die Ausgangsgröße für alle Impulse erhalten.

Als weiteres Beispiel für eine Differenzgleichung könnte die folgende angeführt werden:

$$y[k] = x[k] + ay[k - 1] - by[k - 2]$$

Die Ausgangsgröße ist der Wert der aktuellen Eingangsgröße plus a multipliziert mit der vorhergehenden Ausgangsgröße und minus b multipliziert mit der vorletzten Ausgangsgröße. Wenn $a = 1$ und $b = 0,5$ ist und wir als Eingangsgröße das oben betrachtete abgetastete Sinuswellensignal annehmen, dann wird die Ausgangsgröße jetzt

0,5, 1,5, 1,75, 0,5, $-1,37$, ...

Es kann eine Differenzgleichung vorliegen, die eine Ausgangsgröße erzeugt, die der, die sich durch Integration eines stetigen Signals ergeben hätte, ähnelt. Als Integration eines stetigen Signals zwischen zwei Zeiten kann der Bereich unter der stetigen Funktion zwischen diesen Zeiten gelten. Wenn wir zwei zeitdiskrete Signale $x[k]$ und $x[k - 1]$, die mit einem Zeitabstand von t zwischen ihnen auftreten (Abb. 3.47), betrachten, ist somit die Veränderung in dem Bereich $\frac{1}{2} \Delta t(x[k] + x[k - 1])$. Folglich lautet, wenn die Ausgangsgröße die Summe des vorhergehenden Bereiches und dieser Veränderung in dem Bereich sein soll, die Differenzgleichung

$$y[k] = y[k - 1] + \frac{1}{2} \Delta t(x[k] + x[k - 1])$$

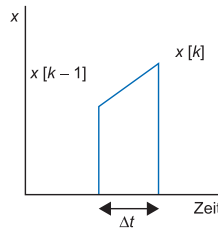


Abbildung 3.47: Integration

Diese ist bekannt als *Tustin'sche Näherung* für die Integration.

Eine Annäherung an die Differenzierung kann durch Bestimmung der Geschwindigkeit, mit der die Eingangsgröße sich ändert, erreicht werden. So ist, wenn die Eingangsgröße sich in der Zeit T von $x[k - 1]$ auf $x[k]$ ändert, die Ausgangsgröße:

$$y[k] = x[k] - x[k - 1]/T$$

3.10 Impulsmodulation

Ein Problem, dem man häufig bei der Übertragung kleiner Gleichstromsignale von Sensoren begegnet, ist, dass die Verstärkung eines Operationsverstärkers, der für ihre Verstärkung verwendet wird, wegdriften kann und dann auch die Ausgangsgröße wegdriftet. Dieses Problem kann beseitigt werden, wenn das Signal eher aus einer Sequenz von Impulsen als aus einem stetigen Signal besteht.

Eine Methode, diese Umwandlung zu erreichen, ist das Zerhacken des Gleichstromsignals in der in Abb. 3.48 vorgeschlagenen Weise. Die Ausgangsgröße von dem Zerhacker ist eine Kette von Impulsen, deren Höhen in Beziehung zu dem Gleichstrompegel des Eingangssignals stehen. Dieses Verfahren nennt man *Impuls-Amplitudenmodulation*. Nach der Verstärkung und jeglicher anderer Signalaufbereitung kann das modulierte Signal demoduliert werden, um eine Gleichstrom-Ausgangsgröße zu ergeben. Bei der Impuls-Amplitudenmodulation ist die Höhe der Impulse abhängig von der Größe der Gleichspannung.

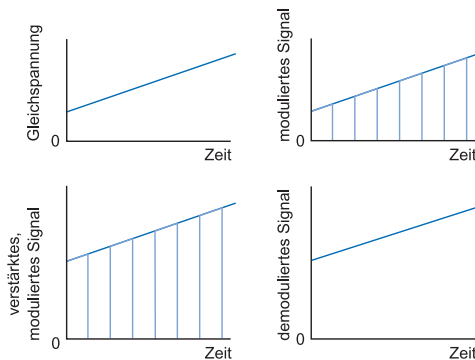


Abbildung 3.48: Impuls-Amplitudenmodulation

Eine Alternative zu diesem Verfahren ist die *Impuls-Breitenmodulation* (PWM (Anm. d. Übers.: PWM = pulse width modulation)), bei der die Breite, d.h. die Dauer, eines Impulses, und nicht seine Amplitude von der Größe der Spannung abhängt (Abb. 3.49).

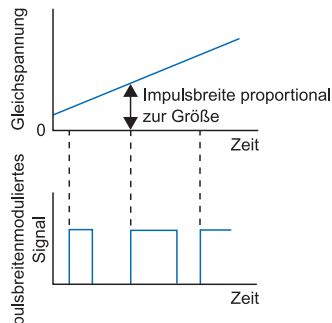


Abbildung 3.49: Impuls-Breitenmodulation

Die Impuls-Breitenmodulation wird sehr häufig mit Regelungssystemen als Mittel zur Regelung des Durchschnittswertes einer Gleichspannung eingesetzt. Wenn eine konstante analoge Spannung vorliegt und sie in Impulse zerhackt wird, kann so durch Veränderung der Breite der Impulse der Durchschnittswert der Spannung variiert werden. Abb. 3.50 veranschaulicht dies. Der Begriff *Tastverhältnis* steht für den Teil in jedem Zyklus, in dem die Spannung hoch ist. So ergibt sich für ein pulsbreitenmoduliertes Signal, bei dem das Signal während der Hälfte in jedem Zyklus auf High liegt, ein Tastverhältnis von $\frac{1}{2}$ oder 50%. Ist es nur für ein Viertel in jedem Zyklus eingeschaltet, beträgt das Tastverhältnis $\frac{1}{4}$ oder 25%.

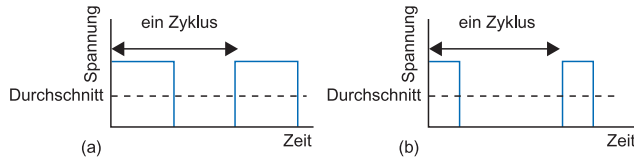


Abbildung 3.50: PWM zur Spannungsregelung: (a) Tastverhältnis 50%,
(b) Tastverhältnis 25%

Aufgaben

1. Entwerfen Sie einen Operationsverstärker-Schaltkreis für die Erzeugung einer Ausgangsgröße, die sich zwischen 0 und -5 V bewegt, wenn die Eingangsgröße zwischen 0 und 100 mV liegt.
2. Ein invertierender Verstärker hat einen Eingangswiderstand von $2\text{ k}\Omega$. Ermitteln Sie den Rückführwiderstand, der für eine Spannungsverstärkung von 100 benötigt wird.
3. Entwerfen Sie einen Summationsverstärker-Schaltkreis für die Erzeugung einer Ausgangsgröße, die sich zwischen -1 und -5 V bewegt, wenn die Eingangsgröße zwischen 0 und 100 mV liegt.
4. Ein Differenzverstärker wird mit einem Thermoelemente-Sensor in der in Abb. 3.8 dargestellten Weise benutzt. Welche R_1 - und R_2 -Werte würde ein Schaltkreis ergeben, der bei einer Temperaturdifferenz von 100°C zwischen den Verbindungsstellen des Thermoelementes bei einem Kupfer-Konstantan-Thermoelement eine Ausgangsgröße von 10 mV hat, wenn für das Thermoelement eine konstante Ansprechempfindlichkeit von $43\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ angenommen wird?
5. Die Ausgangsgröße von dem Differenzdrucksensor, der mit einer Messblende für das Messen einer Durchflussrate verwendet wird, ist nichtlinear und die Ausgangsspannung ist proportional zum Quadrat der Durchflussrate. Ermitteln Sie die Form der Charakteristik, die für das Element in der Rückkopplungsschleife eines Operationsverstärker-Signalaufbereiter-Schaltkreises erforderlich ist, um diese Ausgangsgröße zu linearisieren.
6. Ein Differenzverstärker soll eine Spannungsverstärkung von 100 haben. Welcher Rückführwiderstand ist erforderlich, wenn die Eingangswiderstände beide $1\text{ k}\Omega$ betragen?

7. Ein Differenzverstärker hat eine Differenzspannungsverstärkung von 2.000 und eine Gleichtaktverstärkung von 0,2. Wie groß ist der Gleichtaktunterdrückungsquotient in dB?
8. Digitale Signale von einem Sensor werden durch Rauschen und Netzstörungen verunreinigt und betragen normalerweise 100 V oder mehr. Erklären Sie, wie ein Mikroprozessor, an den diese Signale als Eingangsgrößen gegeben werden sollen, geschützt werden kann.
9. Ein Widerstandstemperaturfühler aus Platin hat einen Widerstandswert von 120Ω bei 0°C und bildet einen Zweig einer Wheatstonebrücke. Bei dieser Temperatur ist die Brücke ausgeglichen und jeder der anderen Zweige hat 120Ω . Der Widerstandstemperaturkoeffizient des Platins beträgt $0,0039/\text{K}$. Welches ist die Ausgangsspannung von der Brücke bei einer Temperaturänderung von 20°C ? Die Belastung durch den Ausgang ist eigentlich unbeschaltet und die Versorgungsspannung an die Brücke kommt aus einer 6,0 V-Quelle mit unbedeutendem Innenwiderstand.
10. Ein Membrandrucksensor verwendet vier Dehnungsmessstreifen, um den Weg der Membran zu überwachen. Die vier aktiven Messstreifen bilden die Zweige einer Wheatstonebrücke in der in Abb. 3.24 dargestellten Weise. Die Messstreifen haben einen Dehnungsfaktor von 2,1 und einen Widerstand von 120Ω . Ein auf die Membran ausgeübter Differenzdruck führt dazu, dass zwei der Messstreifen auf der einen Seite der Membran einer Zugbelastung von $1,0 \times 10^{-5}$ und die zwei auf der anderen Seite einer Druckbelastung von $1,0 \times 10^{-5}$ ausgesetzt sind. Die Versorgungsspannung für die Brücke beträgt 10 V. Welches ist die Ausgangsspannung von der Brücke?
11. Eine Wheatstonebrücke hat einen einzelnen Dehnungsmessstreifen in einem Zweig und die anderen Zweige sind Widerstände, die jeweils denselben Widerstandswert wie der unbelastete Messstreifen haben. Zeigen Sie, dass die Ausgangsspannung von der Brücke durch $\frac{1}{4}U_s G \varepsilon$ gegeben ist, wobei U_s die Versorgungsspannung zur Brücke, G der Dehnungsfaktor des Dehnungsmessstreifens und ε die auf ihn wirkende Belastung ist.
12. Welches ist die Auflösung eines Analog-Digital-Wandlers mit einer Wortlänge von 12 Bits und einem analogen Signaleingangsbereich von 100 V?
13. Ein Sensor gibt eine maximale analoge Ausgangsgröße von 5 V ab. Welche Wortlänge ist für einen Analog-Digital-Wandler erforderlich, wenn die Auflösung 10 mV betragen soll?
14. Die Ausgangsgröße einer R - $2R$ -DAC-Reihenschaltung wird durch einen invertierenden Operationsverstärker mit einem Rückführ-Widerstand von $2R$ geführt. Ermitteln Sie die Auflösung des Wandlers, wenn die Referenzspannung 5 V beträgt.
15. Wie sollten bei einem DAC mit binär gewichtetem Widerstand die Werte der Eingangswiderstände für einen DAC mit 4 Bit gewichtet werden?
16. Welches ist die Umsetzungszeit für einen ADC mit 12 Bits bei einer Taktgeberfrequenz von 1 MHz?

17. Bei der Überwachung der Eingangsgrößen einer Reihe von Thermoelementen wird für jedes Thermoelement in seiner Schnittstelle mit einem Mikroprozessor die folgende Modulsequenz verwendet.
 - Schutz, Kompensation der kalten Verbindungsstelle, Verstärkung, Linearisierung, Abtasten und Halten, Analog-Digital-Wandler, Puffer, Multiplexer.
 - Erklären Sie die Funktion jedes Moduls.
18. Schlagen Sie die Module vor, die benötigt werden könnten, um den Ausgang eines Mikroprozessors mit einem Stellglied zu verbinden.

Literaturhinweise

Gray, P.R. und Meyer, R.G., *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, Wiley 1993

Horrocks, D.H., *Feedback Circuits and Op. Amps*, Chapman and Hall 1990

Karrenberg, U., *Signale Prozesse, Systeme*, Springer 2004

Meyer, M., *Signalverarbeitung*, Vieweg 2003

Niewiandowski, S., *Filter Handbook*, Heinemann Newnes 1989