Kapitel 4

Messverstärker

4.1 Messkette

Messeinrichtungen zur Erfassung physikalischer Größen (z.B. Weg, Temperatur, Druck) werden in Form einer Kettenstruktur hintereinandergeschaltet. Das erste Glied dieser Kette, das die physikalische Größe in ein proportionales elektrisches Signal umwandelt, wird als Messgrößenaufnehmer (Sensor) bezeichnet. Die Signale der meisten Sensoren sind für die Übertragung und direkte Anzeige zu klein, entsprechen keinem elektrischen Standardsignal (0...10 V bzw. 4...20 mA) oder die Signalquelle ist zu hochohmig. Daher wird zur Anpassung der Messquelle an das Messwerk ein Messverstärker eingesetzt.

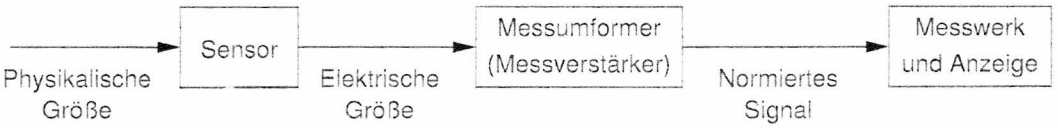


Abbildung 4.1: Aufbau einer Messkette

4.2 Anforderungen an Messverstärker

Messverstärker haben die Aufgabe, Messgrößen in Signale höherer Leistung umzuformen. Folgende Anforderungen sind dabei zu erfüllen:

- Geringe Rückwirkung auf die Messgröße
- Definiertes Übertragungsverhalten
- Geringes Eigenrauschen
- Gutes dynamisches Verhalten (an die Bandbreite des Nutzsignales angepasst)

- Eingeprägtes Ausgangssignal (niedriger Ausgangswiderstand)

Im Idealfall kann der Messverstärker als eine von der Messgröße gesteuerte Quelle betrachtet werden, deren Ausgangsspannung (bzw. Strom) sich durch Multiplikation der Eingangsgröße mit dem Verstärkungsfaktor des Messverstärkers ergibt. Bei der Spannungsmessung sollte der Eingangswiderstand des Verstärkers unendlich groß sein, bei der Strommessung so gering wie möglich. In beiden Fällen erfolgt die Steuerung nahezu leistungslos, die für den Verstärker benötigte Energie wird einer Hilfsquelle entnommen.

4.3 Operationsverstärker (OPVs)

Verstärker mit diskreten Transistoren oder Röhren werden nur noch eingesetzt, wenn dies aufgrund besonderer Leistungs- oder Frequenzanforderungen unumgänglich ist. In der Regel werden jedoch Operationsverstärker, die in integrierter Technik aufgebaut sind, als Messverstärker eingesetzt. Der Vorteil von Operationsverstärkern liegt in der Eigenschaft, dass ihr Verhalten fast ausschließlich durch die externe Beschaltung vorgegeben wird (siehe *Prinzip der Gegenkopplung* im Abschnitt 4.3.6). Die Funktion der Schaltung wird durch die Exemplarstreuungen der OP kaum beeinflusst.

4.3.1 Aufbau des Operationsverstärkers

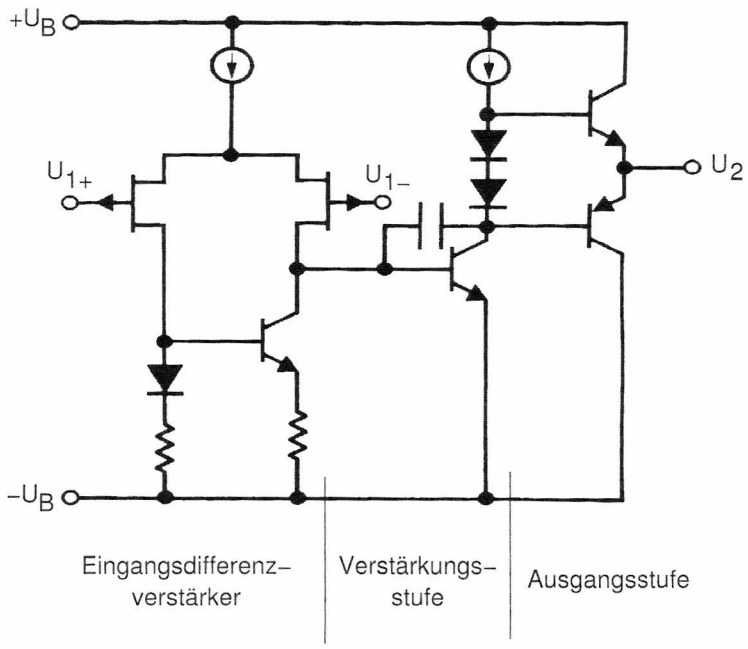


Abbildung 4.2: Prinzipieller Aufbau eines Operationsverstärkers (LF 355)

Der OPV ist ein mehrstufiger gleichspannungsgekoppelter Verstärker. Er besitzt einen invertierenden und einen nicht invertierenden Eingang und einen auf Masse bezogenen Ausgang. Der innere Aufbau eines OP besteht aus folgenden drei Stufen (siehe auch Abbildung 4.3.1)

Eingangsdifferenzverstärker: hoher Eingangswiderstand

Verstärkungsstufe: Spannungsverstärkung, Frequenzgangkorrektur

Ausgangsstufe: niederohmiger Ausgang

Der Eingangsdifferenzverstärker soll einen hohen Eingangswiderstand besitzen und nur die Eingangsspannungsdifferenz verstärken (d.h. eine hohe Gleichtaktunterdrückung besitzen, siehe *Gleichtaktspannung/Gleichtaktunterdrückung*, Abschnitt 4.3.4). Mit Hilfe einer Stromspiegelschaltung wird das Differenzsignal in ein massebezogenes Signal umgewandelt. Dieses wird mit einer Verstärkungsstufe verstärkt und der Ausgangsstufe zugeführt. In der Verstärkungsstufe wird aus Stabilitätsgründen meist auch eine Frequenzgangkorrektur durchgeführt. Am Ausgang des OP befindet sich eine Gegentaktendstufe, die als Emitterfolger geschaltet ist und einen niedrigen Ausgangswiderstand besitzt.

4.3.2 Prinzipschaltbild des Operationsverstärkers

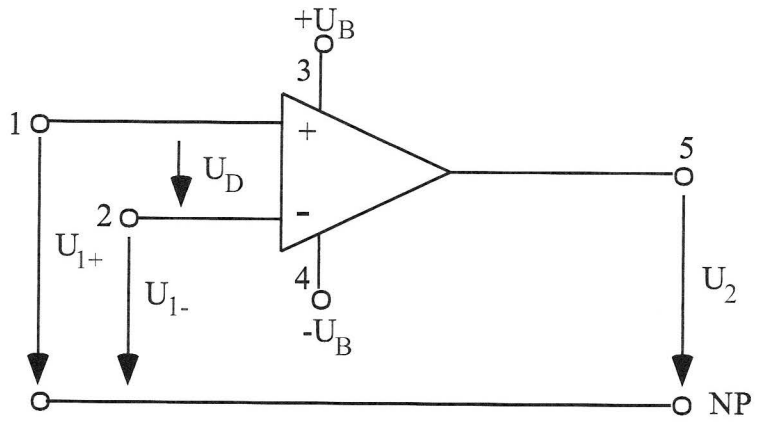


Abbildung 4.3: Schaltsymbol des Operationsverstärkers

Legende zu Abbildung 4.3:

1	Nichtinvertierender Eingang
2	Invertierender Eingang
3 & 4	Betriebsspannungsanschlüsse
5	Ausgang
NP	Nullpotential, Masse

4.3.3 Ideales Verhalten

Bei idealen Operationsverstärkern hängt die Ausgangsspannung U_2 nur von der Spannungsdifferenz U_D der beiden Eingänge ab, die mit dem Faktor A_0 verstärkt wird:

$$U_2 = A_0 \left(U_{1+} - U_{1-}\right) = A_0 U_D \tag{4.1}$$

Zusätzlich setzt man beim idealen OP folgende Eigenschaften voraus (zur Erklärung der Begriffe siehe Abschnitt 4.3.4):

- Differenzverstärkung $A_0 \to \infty$
- Eingangsströme $I_{1+}, I_{1-} = 0$
- Eingangswiderstand (sowohl Gleich- als auch Gegentakt) $R_e \to \infty$
- Ausgangswiderstand $R_a = 0$
- Ausgang beliebig belastbar $I_a \to \infty$
- Gleichtaktverstärkung $A_{\mathrm{GL}} = 0$
- Offsetspannung $U_{\mathrm{OS}} = 0$

Diese Bedingungen gelten unabhängig von der Frequenz und der Amplitude des Eingangssignals.

4.3.4 Reales Verhalten

Differenzverstärkung

Die Differenzverstärkung A_0 gibt das Verhältnis der Änderung der Ausgangsspannung U_2 zur Änderung der Eingangsspannungsdifferenz U_D an:

$$A_0 = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_D} \tag{4.2}$$

$$A_{0\,dB} = 20 \log \left(|A_0|\right) \tag{4.3}$$

Die Differenzverstärkung A_0 (open loop gain) liegt in der Größenordnung von 10^5 bis 10^6, wobei die exemplar- und typenabhängige Streuung sehr groß ist. Der Betrieb des OP ohne Gegenkopplung ist aufgrund der hohen Verstärkung nicht sinnvoll, da der Ausgang schon bei sehr kleinen Eingangsspannungen (μV!) übersteuert wird, d.h. die Ausgangsspannung U_2 müsste entsprechend dem Produkt $A_0 U_D$ einen Wert größer als die positive bzw. kleiner als die negative Betriebsspannung annehmen.

Ausgangsaussteuerbarkeit

Die Ausgangsspannung ist im Bereich $U_{2\min} < U_2 < U_{2\max}$ näherungsweise linear von U_D abhängig (Abbildung 4.4). Dieser Bereich heißt Ausgangsaussteuerbereich. Bei den meisten OP liegen die Aussteuergrenzen betragsmäßig ca. 3 V unter der positiven bzw. negativen Betriebsspannung. Bei speziellen OP reicht der Aussteuerbereich bis an die Versorgungsspannnungsgrenzen heran (rail-to-rail Betrieb).

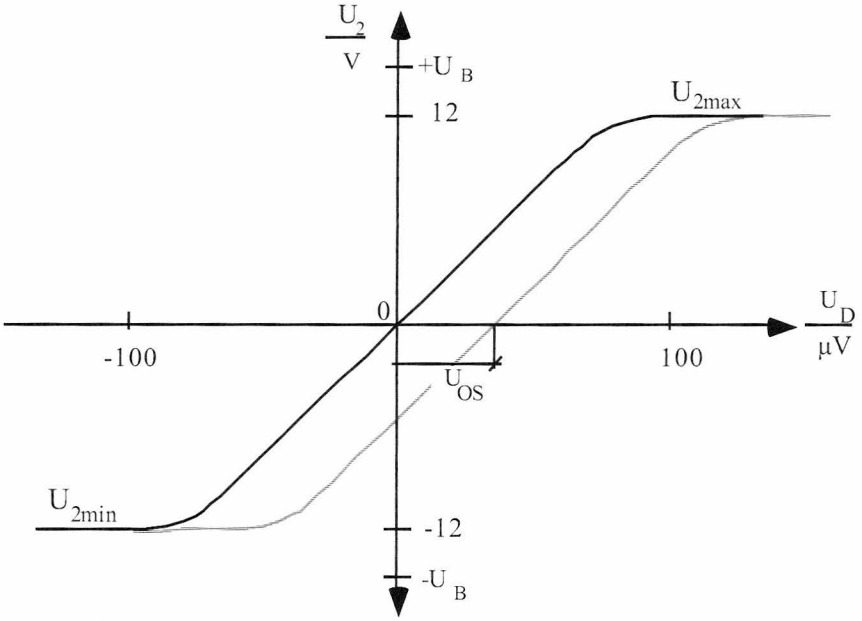


Abbildung 4.4: Ausgangsspannung als Funktion von U_D mit (schwarz) und ohne (grau) Offsetabgleich

Offsetspannung

Als Offsetspannung U_{OS} wird jene Spannung bezeichnet, die zwischen den beiden Eingängen angelegt werden muss ($= U_D$), um am Ausgang $U_2 = 0$ V zu erhalten (Nebenbedingung: $U_{\mathrm{GL}} = 0$ V, siehe *Gleichtaktspannung / Gleichtaktunterdrückung*). Die Ursache für die Offsetspannung liegt in der toleranzbedingten Asymmetrie der Eingangsstufe. Die Größenordnung der Offsetspannung liegt typenabhängig und aufgrund von Exemplarstreuungen im Bereich von einigen μV bis einigen mV. Das Vorzeichen der Offsetspannung ist nicht bekannt, d.h. sie kann positive und negative Werte annehmen. Je nach Anwendungsfall kann es notwendig sein, die Offsetspannung abzugleichen, wozu die meisten OP Anschlüsse für einen externen Abgleich zur Verfügung stellen.

Drift der Offsetspannung

Nach dem Abgleich der Offsetspannung macht sich nur noch ihre Änderung in Abhängigkeit von Temperatur, Zeit und Betriebsspannung bemerkbar.

Temperaturdrift	$3 \ldots 10\,\mu\mathrm{V/K}$
Langzeitdrift	einige μV/Monat
Betriebsspannungsdurchgriff	$10 \ldots 100\,\mu\mathrm{V/V}$

Gleichtaktspannung

Als Gleichtaktspannung U_{GL} bezeichnet man den Mittelwert der Eingangsspannungen, der an beiden Differenzeingängen gegenüber Masse (NP) anliegt. Diese Spannung bewirkt bei einem idealen Operationsverstärker keine Änderung der Ausgangsspannung.

$$U_{GL} = \frac{U_{1+} + U_{1-}}{2} \tag{4.4}$$

Gleichtaktunterdrückung

Legt man bei einem Operationsverstärker an den invertierenden und den nicht invertierenden Eingang dieselbe Spannung U_{GL} an, bleibt $U_D = 0$. Demnach müsste auch die Ausgangsspannung $U_2 = 0$ bleiben, was bei realen Differenzverstärkern jedoch nicht exakt der Fall ist. Das Verhältnis der Änderung der Ausgangsspannung zur Änderung der Eingangsgleichtaktspannung wird Gleichtaktverstärkung A_{GL} genannt.

$$A_{\mathrm{GL}} = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_{GL}} \tag{4.5}$$

Als Gleichtaktunterdrückung GU (CMRR, Common Mode Rejection Ratio) bezeichnet man das Verhältnis der Differenzverstärkung A_0 und der Gleichtaktverstärkung A_{GL}:

$$\mathrm{GU} = \frac{A_0}{A_{\mathrm{GL}}} \tag{4.6}$$

Die Gleichtaktunterdrückung gibt an, um welchen Faktor ein Differenzsignal mehr verstärkt wird als ein Gleichtaktsignal. Sie kann positive oder negative Werte annehmen, ändert sich mit der Größe von U_{GL} und wird mit zunehmender Frequenz kleiner. Typische Werte für die Gleichtaktunterdrückung sind $10^6 \ldots 10^7$.

Übertragungsgleichung realer OP unter Berücksichtigung von Offsetspannung und Gleichtaktunterdrückung

Unter der Annahme, dass die Übertragungskennlinien innerhalb der Aussteuergrenzen linear verlaufen, kann man das Übertragungsverhalten des realen Operationsverstärkers folgendermaßen beschreiben (siehe auch Abbildung 4.5):

$$U_2 = A_0 \left(U_{1+} - U_{1-} - U_{\mathrm{OS}} + \frac{U_{\mathrm{GL}}}{\mathrm{GU}} \right) \tag{4.7}$$

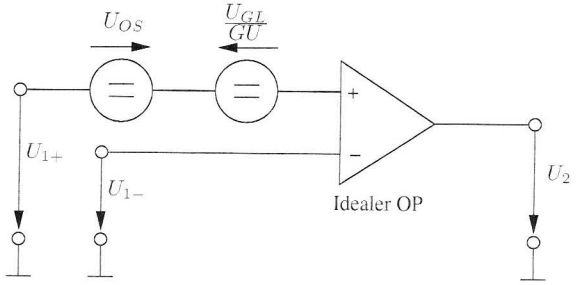


Abbildung 4.5: Ersatzschaltbild des realen OP zur Berücksichtigung von U_{OS} und A_{GL}

Biasstrom

Aufgrund der Eingangsstruktur ist den Eingängen des Operationsverstärkers ein Konstantstrom überlagert. Man definiert den Eingangsruhestrom (Input Bias Current) als

$$I_B = \frac{1}{2} \left(I_{B+} + I_{B-} \right) \tag{4.8}$$

und den Eingangs-Offsetstrom als

$$I_{\mathrm{OS}} = |I_{B+} - I_{B-}| \tag{4.9}$$

Bei bipolaren Standardoperationsverstärkern liegt der Eingangsruhestrom im Bereich von 20 nA bis 200 nA (Basisstrom der Eingangstransistoren). Bei Operationsverstärkern mit FET-Eingang beträgt er nur wenige fA...pA bei Raumtemperatur (Sperrströme der Feldeffekt-Transistoren und Schutzdioden).

Eingangswiderstand

Reale Operationsverstärker haben einen endlichen Eingangswiderstand. Man unterscheidet zwischen dem Differenz- und dem Gleichtakt–Eingangswiderstand. Ihre Wirkung wird durch das Ersatzschaltbild in Abbildung 4.6 beschrieben.
Bei Operationsverstärkern mit Bipolartransistoren am Eingang liegt der Differenzeingangswiderstand R_D im MΩ–Bereich und der Gleichtakteingangswiderstand R_{GL} im GΩ–Bereich.

Ausgangswiderstand

Reale Operationsverstärker weisen (im Gegensatz zu idealen) einen Ausgangswiderstand größer 0 Ω auf, dessen Wert jedoch durch Gegenkopplung verringert werden kann (siehe auch *Prinzip der Gegenkopplung* im Abschnitt 4.3.6).

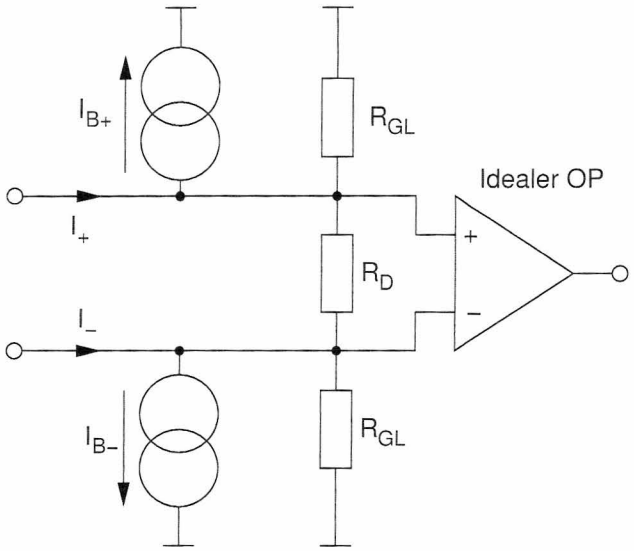


Abbildung 4.6: Ersatzschaltbild des realen OP für die Wirkung des Differenz- und Gleichtakt-Eingangswiderstandes und des Eingangruhestroms

Slew-Rate

Die maximale Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung wird als Slew-Rate SR bezeichnet. Sie hat ihre Ursache in der begrenzten Ausgangsleistung der Verstärkerstufen im Operationsverstärker und wird durch die Frequenzgangkorrektur zusätzlich reduziert. Bei schnellen Spannungsänderungen ergeben sich durch die endliche Anstiegsgeschwindigkeit Verzerrungen, die durch Gegenkopplung nicht beseitigt werden können. Die Abbildung 4.7 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung bei sprunghafter Änderung des Eingangssignals.

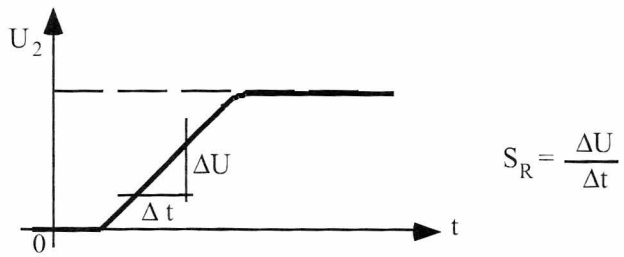


Abbildung 4.7: Sprungantwort eines Spannungsfolgers
(strichliert ... Eingangssignal, durchgezogen ... Ausgangssignal)

Ein sinusförmiges Signal $u(t) = \widehat{u}\sin(2\pi f \cdot t)$ mit der Frequenz f weist im Nulldurchgang seine größte Steigung

$$(du/dt)_{\max} = \widehat{u}2\pi f \tag{4.10}$$

auf. Da die maximale Steigung des Signals kleiner als die Slew Rate des OP für verzerrungsfreie Übertragung sein muss, kann bei gegebener Slew Rate und Signalamplitude die maximale Frequenz berechnet werden, bei der noch keine Verzerrung auftritt:

$$f_{\max} = \frac{\mathrm{SR}}{2\pi\widehat{u}} \tag{4.11}$$

Übliche Werte für die Slew-Rate liegen im Bereich von etwa $0.6 \ldots 3000\,\mathrm{V}/\mu\mathrm{s}$.

Frequenzgang des Operationsverstärkers

Die Differenzverstärkung ist keine statische Größe sondern eine Funktion der Frequenz. In Abbildung 4.8 ist das Bodediagramm der Differenzverstärkung dargestellt.
Bei universell einsetzbaren Operationsverstärkern muss der Frequenzgang der Differenzverstärkung für Verstärkungen größer 1 ($\widehat{=}0\,\mathrm{dB}$) aus Stabilitätsgründen eine Phasendrehung von $|\phi| < 180°$ aufweisen, was durch eine Frequenzgangkorrektur erreicht wird.
Die Frequenz, bei der $|A_0|$ gleich 1 ist, bezeichnet man als Transitfrequenz f_T.
Für Frequenzen unterhalb der Transitfrequenz ($f < f_T$), erhält man für den Frequenzgang der Differenzverstärkung in komplexer Schreibweise mit f_g als Grenzfrequenz:

$$A(f) = \frac{A_0}{1 + j\frac{f}{f_g}} \tag{4.12}$$

Bei Frequenzen $f < f_g/10$ kann der imaginäre Anteil im Nenner gegenüber 1 vernachlässigt werden, und damit ist $A(f)$ gleich A_0, also konstant und reell.
Bei der Grenzfrequenz $f = f_g$ hat der Term im Nenner den Wert $1 + j$. Der Betrag dieser komplexen Zahl ist gleich $\sqrt{2}$, der Winkel beträgt $-45°$. Für die Ausgangsspannung bedeutet dies, dass die Amplitude um den Faktor $1/\sqrt{2} = 0.707$ ($-3\,\mathrm{dB}$) abgenommen hat und das Ausgangssignal gegenüber dem Eingangssignal in der Phase um 45° nacheilt.
Für hohe Frequenzen $f > 10\,f_g$ nimmt die Verstärkung umgekehrt proportional zur Frequenz ab. Verzehnfacht man die Eingangsfrequenz ($\widehat{=}$ eine Dekade), so sinkt die Ausgangsamplitude auf ein Zehntel ($\widehat{=} -20\,\mathrm{dB}$).

4.3.5 Typenübersicht

Eine Übersicht über die wichtigsten Daten realer Operationsverstärker sind in der Tabelle 4.1 zusammengestellt. Die angegebenen Werte gelten für $\pm 15\,\mathrm{V}$ Betriebsspannung, 25°C Umgebungstemperatur und einem Lastwiderstand $R_L \geq 2\,\mathrm{k}\Omega$.

4.3.6 Grundschaltungen mit Operationsverstärkern

Wird ein Teil der Ausgangsgröße eines Verstärkers auf den Eingang zurückgeführt, so spricht man von Rückkopplung. Erfolgt die Rückführung gegenphasig zum Eingangssignal (entspricht einer Subtraktion), so erhält man eine Gegenkopplung, andernfalls (bei Addition) eine Mitkopplung.

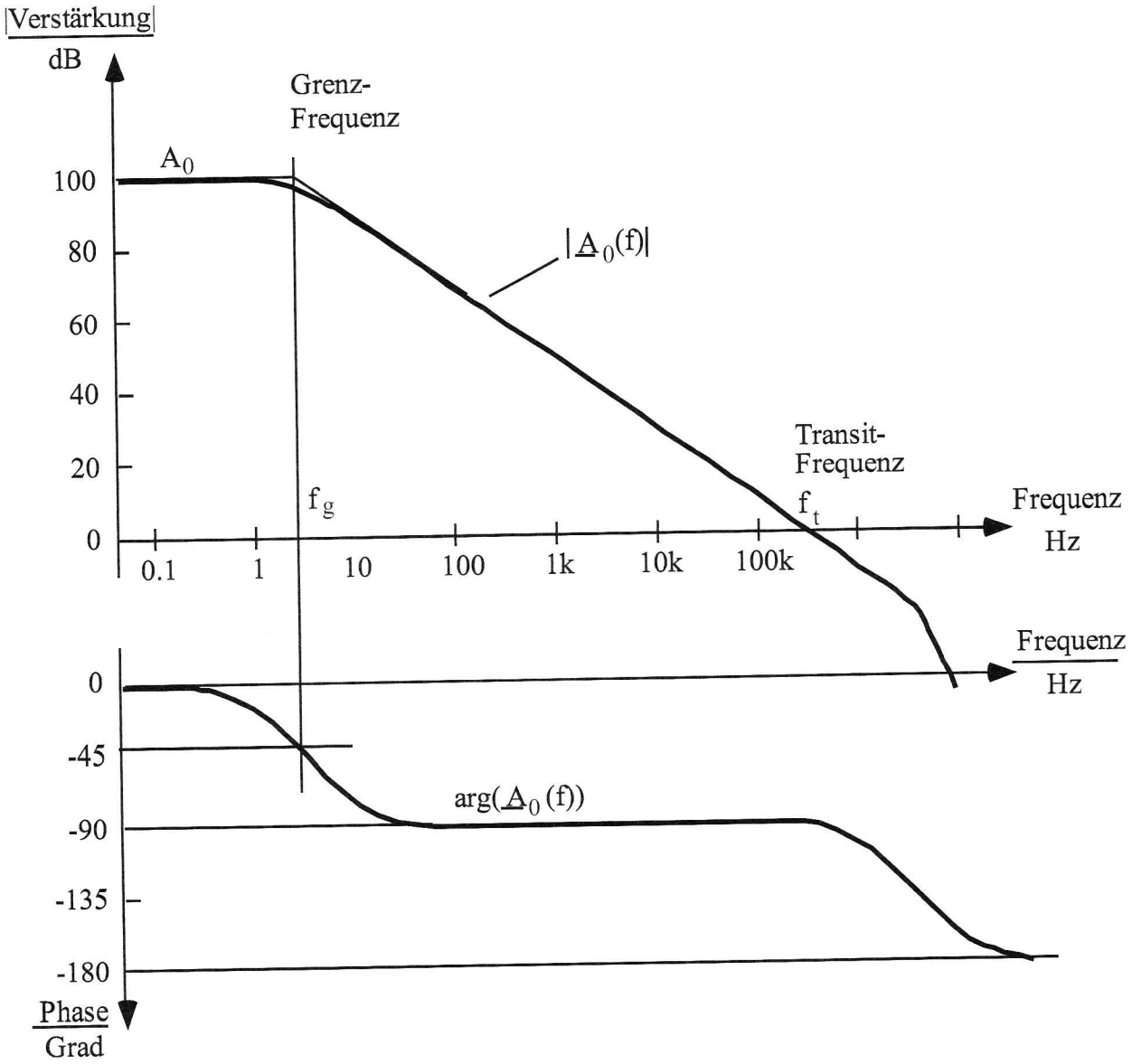


Abbildung 4.8: Bodediagramm der frequenzgangkorrigierten Differenzverstärkung A_0

Parameter	Laborgerät		Präzisions-OP	
	μA 741	TL072C	OP27E	LT1055AC
Technologie	Bipolar	FET	Bipolar	FET
Differenzverstärkung	$2 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^5$	$1.8 \cdot 10^6$	$4 \cdot 10^5$
Gleichtaktunterdrückung	$3 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^6$	10^5
Transitfrequenz	1 MHz	3 MHz	8 MHz	5 MHz
Slew-Rate	0.5 V/μs	13 V/μs	2.8 V/μs	13 V/μs
Differenzeingangswiderstand	2 MΩ	1 TΩ	-	1 TΩ
Gleichtakteingangswiderstand	1 GΩ	100 TΩ	3 GΩ	1 TΩ
Eingangsruhestrom	80 nA	30 pA	$\pm$10 nA	$\pm$10 pA
Offsetstrom	20 nA	5 pA	7 nA	2 pA
Offsetspannung	1 mV	3 mV	10 μV	50 μV
Drift der Offsetspannung	6 μV/K	18 μV/K	0.2 μV/K	-
Betriebsspannungsdurchgriff	30 μV/V	50 μV/V	1 μV/V	5 μV/V
Gleichtaktaussteuerbarkeit	$\pm$13 V	-12...–15 V	$\pm$11 V	$\pm$12 V
Ausgangsaussteuerbarkeit	$\pm$13 V	$\pm$12 V	$\pm$13.8 V	$\pm$13.2 V
Maximaler Ausgangsstrom	$\pm$25 mA	$\pm$20 mA	$\pm$30 mA	$\pm$30 mA
Ausgangswiderstand	75 Ω	100 Ω	70 Ω	60 Ω
Betriebsstromaufnahme	1.7 mA	1.4 mA	3 mA	2.8 mA

Tabelle 4.1: Typische Daten von Operationsverstärkern

Prinzip der Gegenkopplung

In Abbildung 4.9 ist die prinzipielle Anordnung zur Gegenkopplung eines Verstärkers dargestellt. Ein Teil der Ausgangsspannung wird über das Rückkoppelnetzwerk auf den Eingang zurückgeführt und von der Eingangsspannung $\underline{U}_1$ subtrahiert. Bei Operationsverstärkern erfolgt die Subtraktion durch Rückführung auf den invertierenden Eingang.

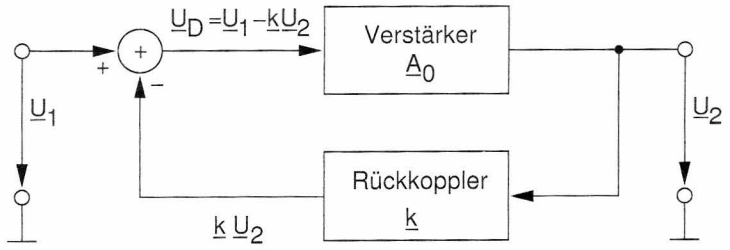


Abbildung 4.9: Prinzip der Gegenkopplung

Durch Subtraktion eines Teils der Ausgangsspannung erhält man für die Spannung am Eingang des Operationsverstärkers:

$$\underline{U}_D = \underline{U}_1 - \underline{k}\,\underline{U}_2 \tag{4.13}$$

Die Eingangsdifferenzspannung wird vom Operationsverstärker mit A_0 verstärkt, die Ausgangsspannung ist also:

$$\underline{U}_2 = \underline{A}_0 \underline{U}_D \tag{4.14}$$

Die geänderte Ausgangsspannung wirkt erneut auf den Eingang zurück, und nach kurzer Zeit stellt sich ein stabiler Endzustand ein. Durch Einsetzen von Gleichung 4.13 in Gleichung 4.14 erhält man die Beziehung für den eingeschwungenen Zustand:

$$\underline{U}_2 = \underline{A}_0 \left(\underline{U}_1 - \underline{k}\,\underline{U}_2\right)$$

$$\underline{U}_2 \left(1 + \underline{k}\,\underline{A}_0\right) = \underline{A}_0 \underline{U}_1$$

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{A}_0}{1 + \underline{k}\,\underline{A}_0} = \underline{A}_{\mathrm{GK}} \tag{4.15}$$

$$\text{für } |\underline{k}\,\underline{A}_0| \gg 1 \text{ gilt : } \underline{A}_{\mathrm{GK}} \approx \frac{1}{\underline{k}} \tag{4.16}$$

Berücksichtigt man in Gleichung 4.15 den Frequenzgang der Differenzverstärkung aus Gleichung 4.12, erhält man für das Übertragungsverhalten des gegengekoppelten OP das Bodediagramm in Abbildung 4.10. Man erkennt, dass die Verstärkung der gegengekoppelten Anordnung

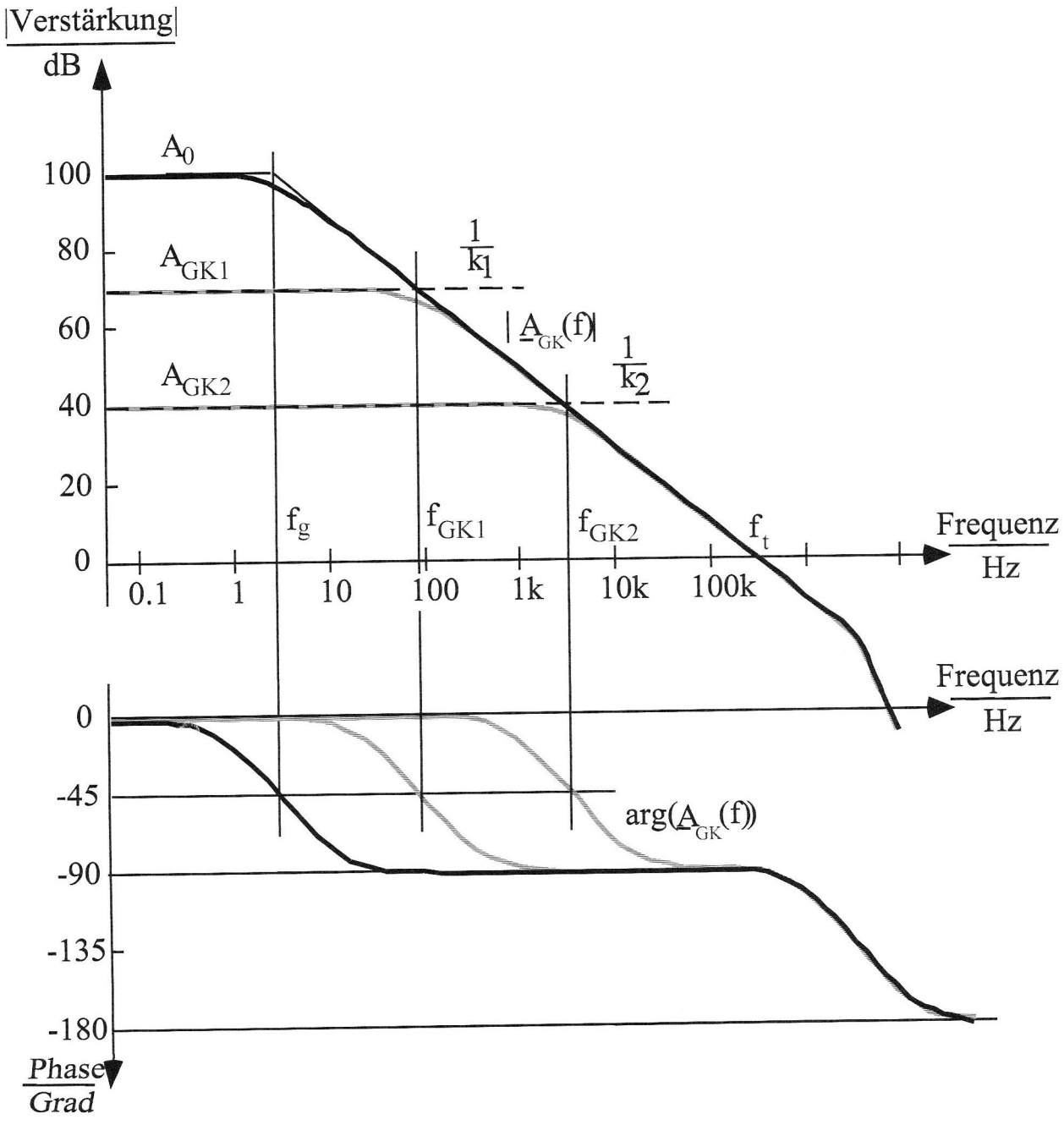


Abbildung 4.10: Bodediagramm der Differenzverstärkung bei Gegenkopplung (A_{GK})

für Frequenzen $f < f_{GKi}$ nur durch den Faktor $1/k_i$ der Gegenkopplung bestimmt wird, da $|\underline{k}\,\underline{A}_0| \gg 1$ ist (siehe Gleichung 4.15).
Wird die Gesamtverstärkung durch Gegenkopplung verringert, so vergrößert sich die Bandbreite des gegengekoppelten Verstärkers.
Oberhalb der 3 dB Grenzfrequenz nimmt der Betrag der Verstärkung $|\underline{A}_0|$ des unbeschalteten OP mit der Frequenz ab (-20 dB pro Dekade), wobei das Produkt aus Verstärkung und Frequenz konstant bleibt.

$$A_{GK1} \cdot f_{GK1} = A_{GK2} \cdot f_{GK2} = A_0 \cdot f_g = f_t \tag{4.17}$$

Dieses Produkt entspricht der Transitfrequenz f_t und wird als Verstärkungs Bandbreite Produkt (gain bandwidth product) bezeichnet. Die Grenzfrequenz unter Einfluss einer Gegenkopplung läßt sich aus dem Verstärkungs Bandbreite Produkt f_t des Operationsverstärkers berechnen:

$$f_{GK} = \frac{f_t}{A_{GK}} \tag{4.18}$$

Auswirkung der Gegenkopplung auf den Ausgangswiderstand des OP

Eine Reduzierung der Ausgangsspannung durch Belastung wird durch das Rückkopplungsnetzwerk (Faktor k) auf den invertierenden Eingang übertragen. Die dadurch entstehende Vergrößerung von U_D wirkt der Ausgangsspannungsänderung entgegen. Der Ausgangswiderstand wird dadurch um ca. $|kA_0|$ verringert.

r_a ... dynamischer Ausgangswiderstand ohne Gegenkopplung

r'_a ... dynamischer Ausgangswiderstand mit Gegenkopplung

Bei $k = 0.1$ und einer Differenzverstärkung von $A_0 = 10^5$ reduziert sich der Ausgangswiderstand durch die Gegenkopplung um den Faktor 10^4. Dies gilt allerdings nur bis zur 3 dB Grenzfrequenz des gegengekoppelten Verstärkers, darüber nimmt der Ausgangswiderstand zu, da die Schleifenverstärkung ($k\,A_0$) mit 20 dB pro Dekade abnimmt (siehe Abbildung 4.10).

Regeln für die einfache Berechnung von Schaltungen mit Operationsverstärkern

Voraussetzung für die Gültigkeit der im folgenden angegebenen Regeln:

- Betrieb des OP innerhalb seines Ausgangsaussteuerbereichs
- große Differenzverstärkung A_0 (frequenzabhängig)
- Betrieb des OP mit Gegenkopplung

Dann gilt:

- Die Eingangsströme können vernachlässigt werden.

- Der OP stellt seine Ausgangsspannung so ein, dass die Eingangsspannungsdifferenz Null wird (da die Differenzverstärkung A_0 des Operationsverstärkers sehr groß ist, muss die Eingangsspannungsdifferenz gegen Null gehen, um endliche Werte für die Ausgangsspannung zu erhalten).
- Der Operationsverstärker ist ein lineares Bauelement, d.h. es gilt das Superpositionsgesetz.

Spannungsfolger

Das einfachste Beispiel eines gegengekoppelten Verstärkers ist der Spannungsfolger (Abbildung 4.11), den man erhält, wenn der Ausgang des OP mit dem invertierenden Eingang verbunden wird.

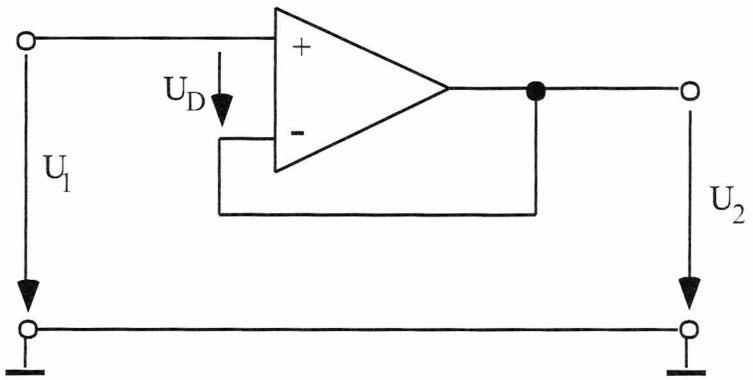


Abbildung 4.11: Spannungsfolger

Wendet man die Maschenregel auf die Schaltung des Spannungsfolgers an, so erhält man als Ergebnis:

$$-U_1 + U_D + U_2 = 0 \tag{4.19}$$

Berücksichtigt man, dass die Differenzspannung $U_D = 0$ ist, so erhält man:

$$U_D = 0 \rightarrow U_2 = U_1 \tag{4.20}$$

Diese Schaltung mit der Verstärkung $A_{GK} = 1$ weist einen hohen Eingangswiderstand und einen kleinen Ausgangswiderstand auf. Der Spannungsfolger wird oft als Impedanzwandler eingesetzt, um die Signalquelle am Eingang von der Last am Ausgang zu entkoppeln.

Nichtinvertierender Verstärker (Elektrometerverstärker)

Verwendet man einen Spannungsteiler als Gegenkopplungsnetzwerk, erhält man die Schaltung eines nichtinvertierenden Verstärkers, wie in Abbildung 4.12 dargestellt.

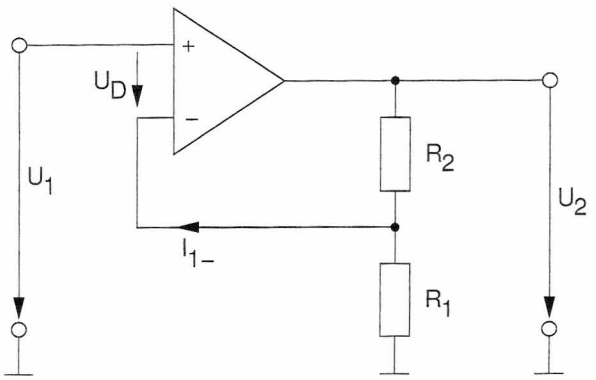


Abbildung 4.12: Nichtinvertierender Verstärker

Unter der Voraussetzung $I_{1-} = 0$ und $U_D = 0$, muss am Widerstand R_1 die Spannung U_1 abfallen. Für den unbelasteten Spannungsteiler gilt:

$$U_1 = U_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{4.21}$$

Daraus ergibt sich die Spannungsverstärkung des nichtinvertierenden Verstärkers:

$$\frac{U_2}{U_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = A_{\mathrm{GK}} \tag{4.22}$$

Wählt man $R_2 = 0$ und $R_1 = \infty$, so ergibt sich der Sonderfall des Spannungsfolgers mit der Spannungsverstärkung $A_{\mathrm{GK}} = 1$.
Der nichtinvertierende Verstärker weist folgende Eigenschaften auf:

- Das Ausgangssignal weist bis 1 Dekade vor der Grenzfrequenz f_{GK} ca. die gleiche Phasenlage wie die Eingangsspannung auf.
- Durch die Gegenkopplung wird der Eingangswiderstand sehr hoch.
- Da an beiden Differenzeingängen die Spannung U_1 anliegt, entspricht diese gleichzeitig auch einer Gleichtaktspannng. Ist die Gleichtaktunterdrückung gering muss daher das Gleichtaktsignal bei der Berechnung der Ausgangsspannung berücksichtigt werden.

Invertierender Verstärker

Eine weitere wichtige Gegenkopplungsmethode erhält man, wenn man den nichtinvertierenden Eingang des OP auf Masse legt und das Eingangssignal über einen Widerstand am invertierenden Eingang einspeist (Abbildung 4.13).
Da die Spannung am nichtinvertierenden Eingang $U_{1+} = 0$ beträgt und der OP seine Ausgangsspannung so einstellt, dass die Differenzspannung $U_D = 0$ wird, beträgt auch die Spannung am invertierenden Eingang $U_{1-} = 0$. Man bezeichnet diesen Punkt der Schaltung als "virtuellen

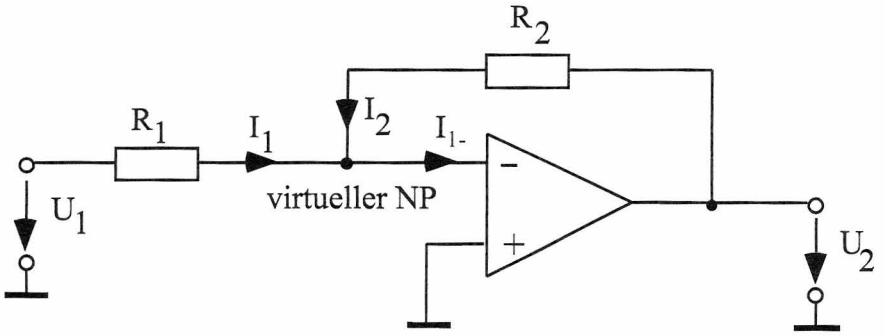


Abbildung 4.13: Invertierender Verstärker

Nullpunkt" (virtuell deshalb, weil keine galvanische Verbindung zum Nullpunkt besteht). Der Eingangsstrom I_1 des invertierenden Verstärkers kann aus U_1/R_1 berechnet werden. Dieser Strom fließt zufolge $I_{1-} = 0$ auch durch den Widerstand R_2.

Wendet man die Knotenregel auf den virtuellen Nullpunkt an, so erhält man:

$$I_1 + I_2 = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = 0 \tag{4.23}$$

Daraus folgt die Gleichung für die Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers:

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1} = A_{\mathrm{GK}} \tag{4.24}$$

Der invertierende Verstärker weist folgende Eigenschaften auf:

- Für $f < f_{\mathrm{GK}}/10$ weist das Ausgangssignal die entgegengesetzte Polarität wie die Eingangsspannung auf (entspricht einer Phasendrehung von 180°).
- Der Eingangswiderstand dieser Schaltung entspricht dem Widerstand R_1, und ist somit meist wesentlich kleiner als beim nicht invertierenden Verstärker.
- Da sowohl der nichtinvertierende Eingang als auch der invertierende Eingang (virtueller Nullpunkt) auf Massepotential liegen, tritt keine Gleichtaktaussteuerung auf.

Hinweis: Schaltungstechnisch unterscheiden sich die invertierende und die nichtinvertierende Schaltung nur dadurch, dass jeweils die Masse und der Eingang der Schaltung vertauscht werden.

Verstärkerschaltung für Ströme

Liegt das Sensorsignal in Form eines Stromes vor, liefert die Schaltung in Abbildung 4.14 eine dem Strom proportionale Spannung am Ausgang.

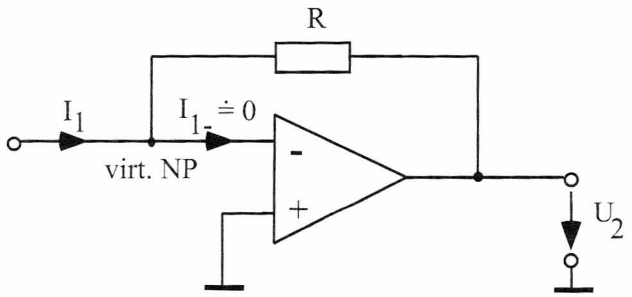


Abbildung 4.14: Stromgesteuerte Spannungsquelle

Der Eingangsstrom I_1 wird in eine proportionale Spannung am Ausgang der Schaltung umgesetzt. Die Übertragungsfunktion lautet:

$$U_2 = -R\,I_1 \tag{4.25}$$

Bei sehr kleinen Steuerströmen I_1 müssen Operationsverstärker mit FET-Eingängen verwendet werden, da sonst der Einfluss des Biasstromes einen zu großen Fehler verursachen würde.

4.4 Lineare und nichtlineare Analogrechenschaltungen:

Mit geeigneten Messverstärkerschaltungen ist man in der Lage, zusätzlich zur Signalverstärkung auch analoge Verarbeitungen der Messsignale durchzuführen. Zu den wichtigsten Schaltungen gehören:

- Addierer, Subtrahierer
- Integrator, Differenzierer
- Logarithmierer, Multiplizierer

Diese Funktionen lassen sich ohne großen Aufwand mit OP durch geeignete äussere Beschaltung realisieren. Die verarbeitete Messgröße wird am Ausgang der Rechenschaltung meist als Spannung abgebildet und ist daher in der Amplitude durch die Aussteuergrenzen limitiert. Durch Störsignale und nichtideale Eigenschaften der Bauteile ergibt sich eine Fehlergrenze von ca. 0.1 %, die nur durch großen Aufwand unterschritten werden kann.

4.4.1 Addierer

Der Addierer hat die Aufgabe, die Summe mehrerer Eingangsspannungen zu bilden. Die einfachste Schaltung ist ähnlich wie ein invertierender Verstärker aufgebaut, wobei mehrere Eingangsspannungen über Vorwiderstände mit dem virtuellen Nullpunkt verbunden sind (Abbildung 4.15). Da die Schaltung bei positiven Eingangsgrößen eine negative Ausgangsspannung liefert, wird sie als Umkehraddierer bezeichnet.

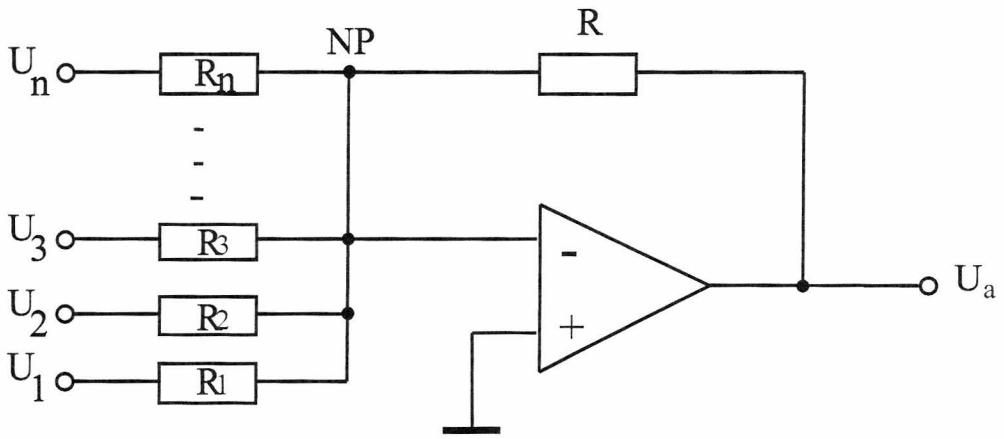


Abbildung 4.15: Umkehraddierer

Die Anwendung der Knotenregel ergibt folgende Gleichung für die Ausgangsspannung:

$$-U_a = \frac{R}{R_1}U_1 + \frac{R}{R_2}U_2 + \ldots + \frac{R}{R_n}U_n \tag{4.26}$$

Durch Wahl der Widerstände R_1, R_2 ... R_n können die Eingangsspannungen bei der Addition verschieden gewichtet werden.
Eine weitere Anwendung dieser Schaltung liegt in der Addition einer einstellbaren Gleichspannung zu einer Messspannung, wodurch ein Verstärker mit großem Nullpunkteinstellbereich realisiert werden kann.

4.4.2 Integrator

Eine besonders wichtige Anwendung des Operationsverstärkers in der Analogrechentechnik ist der Integrator (Abbildung 4.16). Der Umkehrintegrator unterscheidet sich vom invertierenden Verstärker durch den Kondensator C, der den Rückkopplungswiderstand ersetzt.
Für die Ausgangsspannung erhält man

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1} = -i_C = -C\frac{du_2}{dt} \tag{4.27}$$

$$u_2(t) = -\frac{1}{R_1 C}\int_0^t u_1(t)\,dt + U_2(0) \tag{4.28}$$

Die Konstante $U_2(0)$ stellt den Anfangswert der Ausgangsspannung zum Zeitpunkt $t = 0$ dar. Eine Gleichspannung am Eingang liefert am Ausgang einen linearen Spannungsanstieg. Daher eignet sich diese Schaltung auch zur Erzeugung von Dreiecks- und Sägezahnspannungen.
Gleichspannungen und Wechselspannungen niedriger Frequenz führen zur Übersteuerung der Ausgangsstufe. Den selben Effekt haben der Eingangsruhestrom I_{1-} und die Offsetspannung des OP. Um die Auswirkung des Eingangsruhestroms zu verringern, muss der Wert der Kapazität C

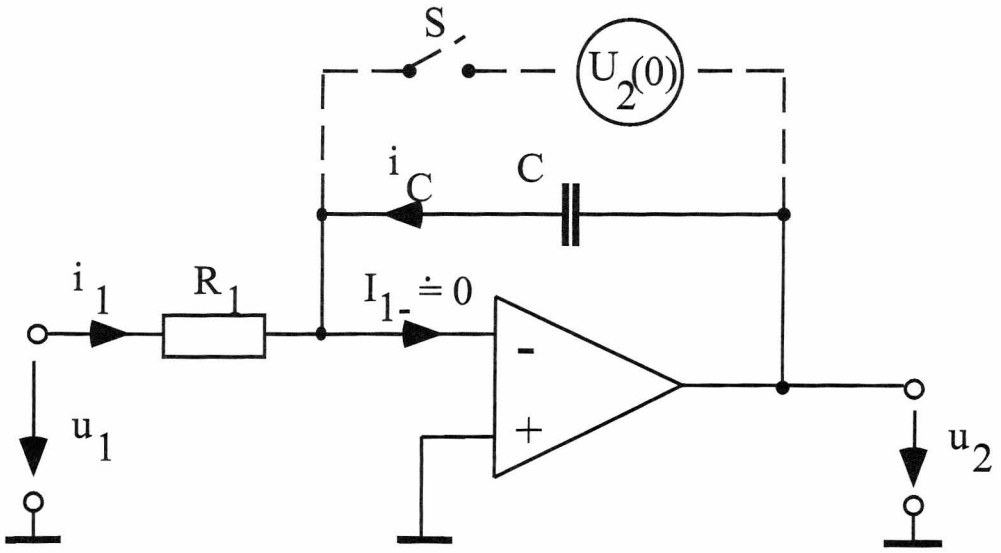


Abbildung 4.16: Umkehrintegrator

möglichst groß gewählt werden. Will man R_1 vergrößern, um den Einfluss der Offsetspannung zu verringern oder längere Integrationszeiten zu realisieren, so müssen FET-Operationsverstärker mit sehr geringen Eingangsruheströmen verwendet werden.
Um den Integrator praktisch einsetzen zu können, muss die Anfangsspannung $U_2(0)$ unabhängig von der Eingangsspannung vorgegeben werden können. Dabei wird der Kondensator C über einen Schalter S entladen bzw. auf die gewünschte Spannung aufgeladen, bevor die eigentliche Integration startet.
Bei einem sinusförmigen Eingangssignal erscheint am Ausgang eine um 90° verschobene sinusförmige Spannung deren Amplitude mit steigender Frequenz abnimmt. Bei der Frequenz $f_0 = 1/(2\pi R_1 C)$ sind Eingangs- und Ausgangsamplitude gleich groß.

4.4.3 Differenzierer

Vertauscht man beim Integrator den Widerstand und den Kondensator, so erhält man einen Differenzierer (Abbildung 4.17).
Zur praktischen Realisierung der Differenziererschaltung muss ein Widerstand R_1 in Serie zum Eingangskondensator geschaltet werden, um die Schwingungsneigung dieser Schaltung herabzusetzen. Vernachlässigt man R_1 für die Berechnung, so erhält man mit

$$i_1 = C\frac{du_1}{dt} = -i_2 = -\frac{u_2}{R} \tag{4.29}$$

als Ausgangsspannung u_2 die Ableitung der Eingangsspannung u_1 nach der Zeit:

$$u_2(t) = -RC\frac{du_1(t)}{dt} \tag{4.30}$$

Mit Berücksichtigung von R_1 kann man zeigen, dass diese Beziehung nur für Frequenzen gilt, die kleiner sind als:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_1 C} \tag{4.31}$$

Dabei ist es zweckmäßig, für f_g jene Frequenz zu wählen, bei der vom Differenzierer das Verstärkungs-Bandbreiteprodukt des verwendeten OP erreicht wird. Oberhalb dieser Frequenz arbeitet der Differenzierer wegen der abnehmenden Differenzverstärkung des OP ohnehin nicht mehr einwandfrei. Die Eingangsimpedanz dieser Schaltung beträgt $\underline{Z} = R_1 + 1/j\omega C$, und weist damit kapazitives Verhalten auf.

4.4.4 Logarithmierer

Schaltungen, die einer Spannung U_1 gemäß einer Kennlinie eine Spannung $U_2 = f(U_1)$ zuordnen, werden Funktionsnetzwerke genannt.
Ein Logarithmierer soll eine Ausgangsspannung liefern, die proportional zum Logarithmus der Eingangsspannung ist. Dazu verwendet man das nicht lineare Verhalten einer Diode oder eines Transistors (Abbildung 4.18 und Abbildung 4.19).

Die Kennlinie einer Diode läßt sich durch folgende Exponentialfunktion beschreiben:

$$I_D \approx I_S e^{\frac{U_{AK}}{m U_T}} \tag{4.32}$$

mit:

I_S ... Sättigungssperrstrom

U_T ... Temperaturspannung (bei Raumtemperatur etwa 26 mV)

m ... Korrekturfaktor (stromabhängig, $m = 1 \ldots 2$)

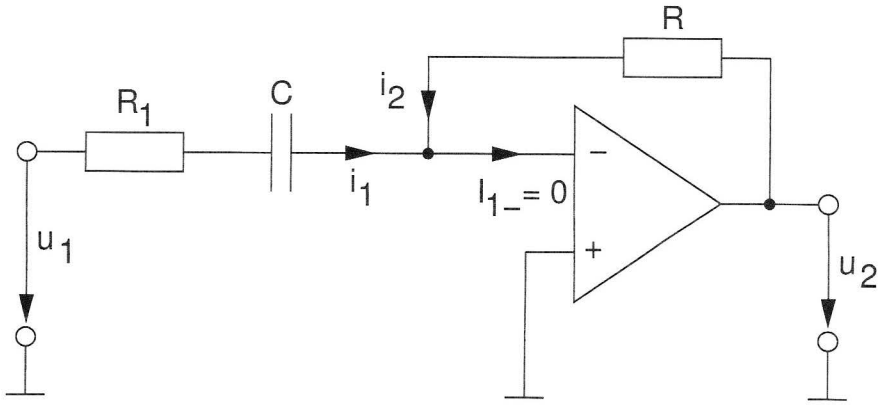


Abbildung 4.17: Differenzierer

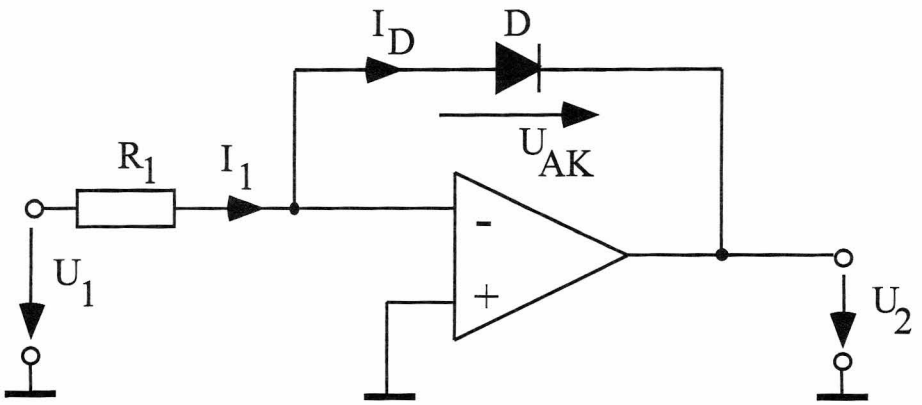


Abbildung 4.18: Logarithmierer mit Diode

Logarithmiert man Gleichung 4.32, so erhält man daraus für $I_D = I_1 \gg I_S$:

$$U_2 = -U_{\mathrm{AK}} = -m\,U_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) = -K_1 \log\left(\frac{U_1}{\mathrm{K}_2}\right) \tag{4.33}$$

$$\text{mit} \quad K_1 = \ln(10)\, m\, U_T \quad \text{und} \quad K_2 = R_1 I_S \tag{4.34}$$

Der Spannungsabfall an der Diode U_{AK} ändert sich also proportional dem Logarithmus des Durchlassstroms I_D. Der Faktor K_1 (Gleichung 4.34) enthält die Temperaturspannung U_T und den Korrekturfaktor m und ist daher von der Temperatur und vom Strom I_D abhängig. Die Diode besitzt außerdem einen parasitären Serienwiderstand, sodass der Einsatzbereich dieser Schaltung auf wenige Dekaden beschränkt ist. Wird anstatt der Diode ein Transistor verwendet (Abbildung 4.19), so gilt für den Kollektorstrom I_C bei $I_C \gg I_{CS}$ die Beziehung:

$$I_C \approx I_{CS} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \tag{4.35}$$

mit:

U_{BE} ... Basis-Emitterspannung

I_{CS} ... Kollektorsperrstrom

Für die Ausgangsspannung U_2 des Transistor-Logarithmierers errechnet man

$$U_2 = -U_{BE} = -U_T \ln\left(\frac{I_C}{I_{CS}}\right) = -U_T \ln(10) \log\left(\frac{U_1}{R_1 I_{CS}}\right) \tag{4.36}$$

Die Transistorschaltung besitzt gegenüber der Diode mehrere Vorteile:

- der Korrekturfaktor m ist 1
- der logarithmische Zusammenhang gilt für einen größeren Bereich

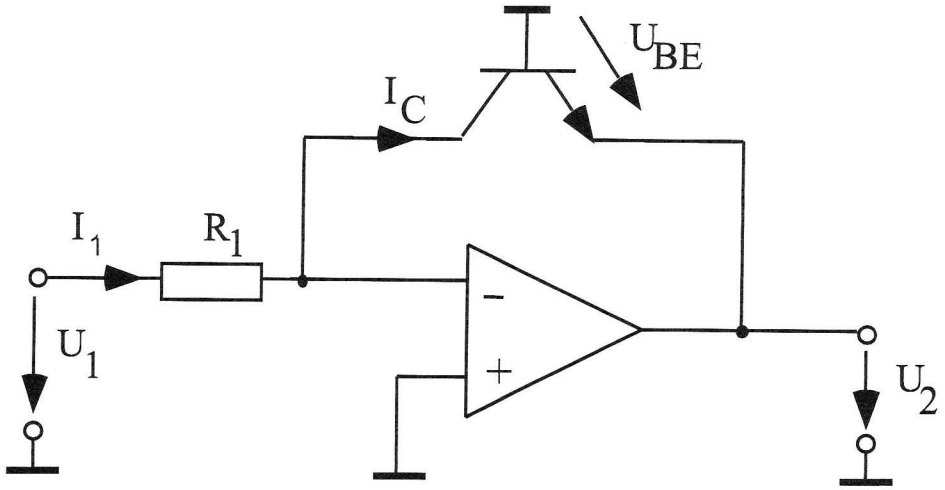


Abbildung 4.19: Logarithmierer mit Transistor

Da $U_{CB} \approx 0$ ist, tritt keine Verfälschung durch den Kollektor-Basis Sperrstrom auf. Außerdem geht die Größe der Stromverstärkung des Transistors nicht in das Ergebnis ein, weil der Basisstrom nach Masse abfließt. Mit geeigneten Transistoren lassen sich Ströme vom pA- bis zum mA-Bereich, also über neun Dekaden, logarithmieren. Um den ganzen Bereich ausnützen zu können, benötigt man jedoch OP mit sehr geringen Eingangsströmen.

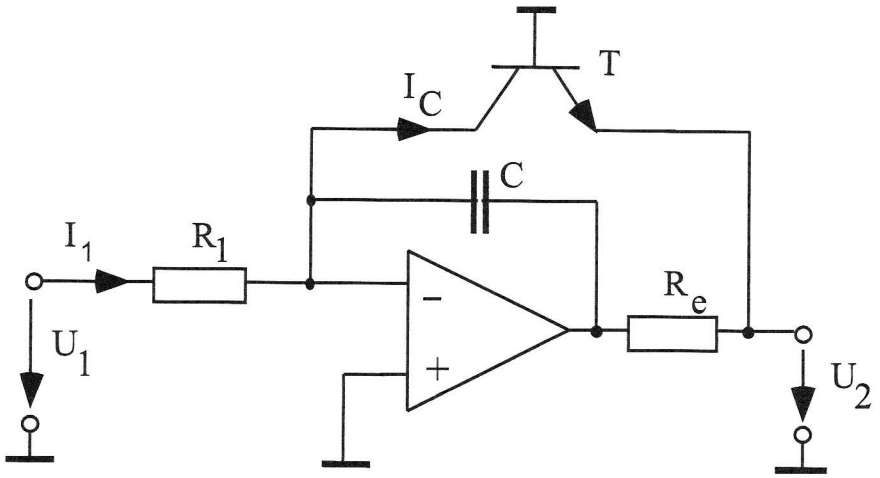


Abbildung 4.20: Praktische Ausführung eines Logarithmierers

Der Transistor weist im Gegensatz zur Diode eine Verstärkung auf, wodurch die Schleifenverstärkung der gegengekoppelten Schaltung vergrößert wird. Daher neigt diese Schaltung zum

Schwingen. Als Abhilfe kann man einen Emitterwiderstand R_e einfügen und damit die Spannungsverstärkung herabsetzen, oder die Stabilität durch einen Kondensator C im Gegenkopplungszweig verbessern (Abbildung 4.20).

4.4.5 Subtrahierer

Der Subtrahierer hat die Aufgabe, die Differenz zweier Spannungswerte zu bilden. Die Schaltung in Abbildung 4.21 stellt die einfachste Art einen Subtrahierer zu realisieren dar.

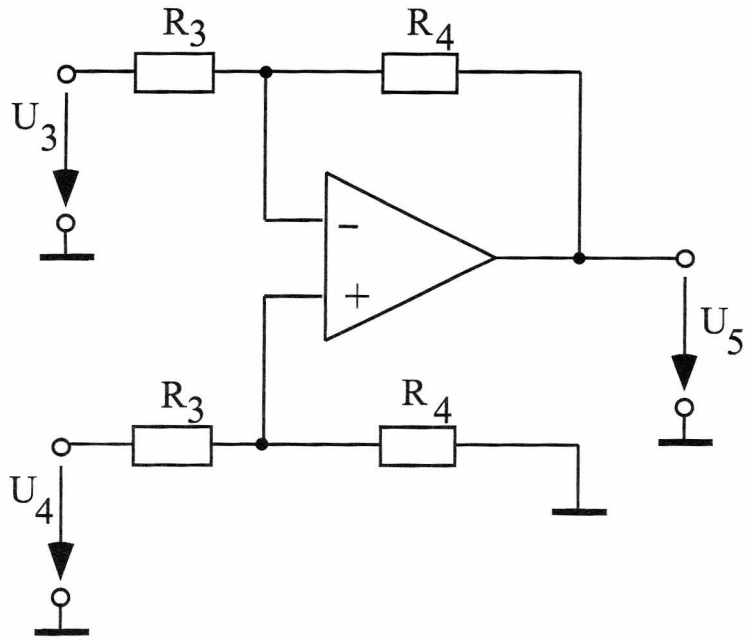


Abbildung 4.21: Subtrahierer mit einem Operationsverstärker

Die Berechnung der Ausgangsspannung erfolgt durch Anwendung des Überlagerungssatzes (Superpositionsgesetz). Im ersten Schritt setzt man die Spannung $U_4 = 0$ und berechnet die Ausgangsspannung zufolge U_3. Die Schaltung arbeitet als invertierender Verstärker:

$$U_5' = -\frac{R_4}{R_3} U_3 \tag{4.37}$$

Im nächsten Schritt setzt man die Spannung $U_3 = 0$. Die Schaltung arbeitet nun als nichtinvertierender Verstärker mit einem vorgeschalteten Spannungsteiler:

$$U_5'' = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) U_4 = \frac{R_4}{R_3} U_4 \tag{4.38}$$

Durch Anwendung des Superpositionsgesetzes erhält man für die Ausgangsspannung:

$$U_5 = U_5' + U_5'' = \frac{R_4}{R_3}(U_4 - U_3) \tag{4.39}$$

Die Gleichtaktunterdrückung eines derartigen Subtrahierers hängt außer von den OP-Daten sehr stark von der Paarungstoleranz der verwendeten Widerstände ab. Will man z.B. einen Wert von GU = 2000 (= 66 dB) erreichen und geht von gleich großen Widerständen $R_3 = R_4 = R$ aus, muss die Abweichung des Einzelwertes vom Sollwert R kleiner als 0.1 % bleiben. Zusätzlich ist der geringe Eingangswiderstand ein wesentlicher Nachteil dieser Schaltung.

4.4.6 Instrumentierungsverstärker

Schaltet man je einen Elektrometerverstärker als Impedanzwandler vor die Eingänge eines Subtrahierers, erhält man einen Instrumentierungsverstärker (Instrumentenverstärker, instrumentation amplifier, Abbildung 4.22).

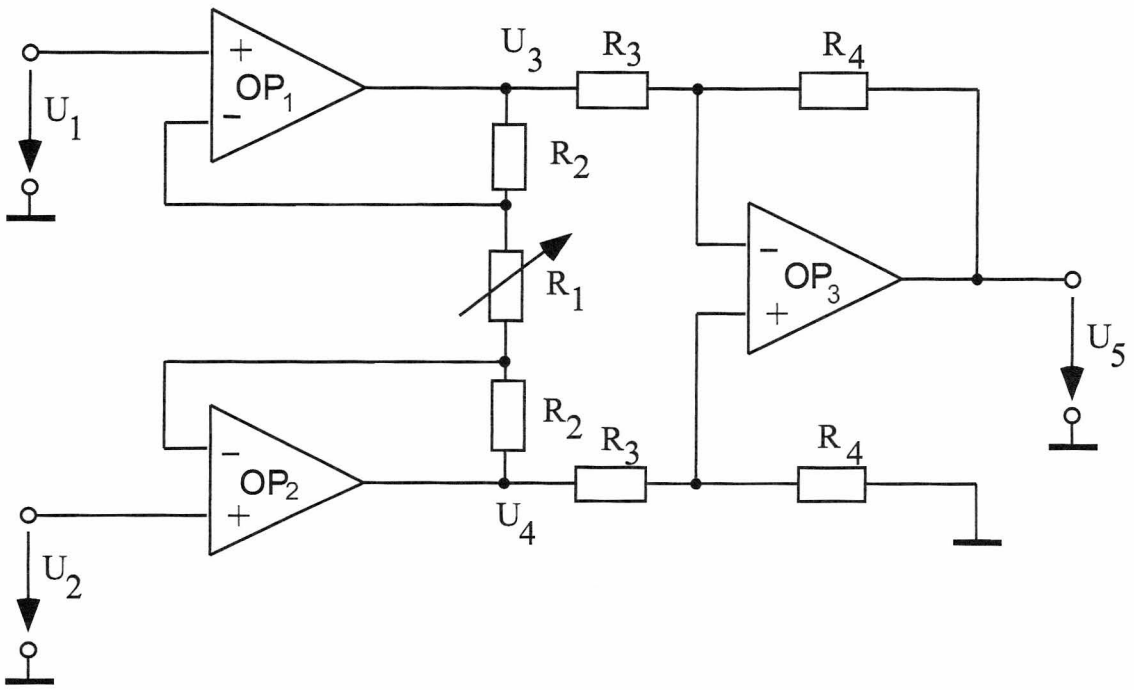


Abbildung 4.22: Instrumentierungsverstärker

Zur Berechnung der Ausgangsspannung wendet man wiederum den Überlagerungssatz an. Im ersten Schritt setzt man die Spannung $U_2 = 0$. Der Operationsverstärker OP_2 stellt sein Ausgangspotential so ein, dass das Potential an seinem invertierenden Eingang ebenfalls Null ist. Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers OP_1 beträgt somit:

$$U_3' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_1 \tag{4.40}$$

und am Widerstand R_1 liegt die Spannung U_1 an. Die Spannung am Operationsverstärkerausgang OP_2 beträgt:

$$U_4' = -\frac{R_2}{R_1} U_1 \tag{4.41}$$

Setzt man die Spannung $U_1 = 0$, erhält man:

$$U_4'' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_2 \text{ und } U_3'' = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) U_2 \tag{4.42}$$

Durch Superposition der Teilspannungen erhält man:

$$U_3 = U_3' + U_3'' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_1 - \frac{R_2}{R_1} U_2 \tag{4.43}$$

$$U_4 = U_4' + U_4'' = -\frac{R_2}{R_1} U_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_2 \tag{4.44}$$

Der Subtrahierer (OP_3) bildet nun die Differenz dieser beiden Spannungen:

$$\begin{aligned} U_5 &= \frac{R_4}{R_3}(U_4 - U_3) = \frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}(U_2 - U_1) + \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1)\right) \\ &= \frac{R_4}{R_3}\frac{R_1 + 2R_2}{R_1}(U_2 - U_1) \end{aligned} \tag{4.45}$$

Für die Verstärkung A des Instrumentierungsverstärkers erhält man:

$$A = \frac{U_5}{U_2 - U_1} = \left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3} \tag{4.46}$$

Setzt man $R_3 = R_4$ voraus, erfolgt die Spannungsverstärkung in den beiden als Elektrometerverstärkern geschalteten OP_1 und OP_2, wobei die Verstärkung mit Hilfe des Widerstandes R_1 verändert werden kann. Die Gleichtaktverstärkung dieser Stufe hat aber unabhängig von der eingestellten Differenzverstärkung immer den Wert 1. Die Gleichtaktunterdrückung erfolgt daher alleine durch den Subtrahierer OP_3 und hängt außer von den OP-Daten sehr stark von der Paarungstoleranz der verwendeten Widerstände (R_3 und R_4) ab. Die Paarungstoleranz der beiden Widerstände R_2 beeinflusst die Gleichtaktunterdrückung nicht. Derartige Schaltungen von Elekrometersubtrahierern sind als integrierte Schaltungen entweder mit fixer oder mittels externem Widerstand R_1 programmierbarer Verstärkung erhältlich. Es werden Gleichtaktunterdrückungen von 100 dB und mehr erreicht.

4.4.7 Messgleichrichter

Eine weitere Anwendung für den Operationsverstärker stellt der aktive Gleichrichter dar. Oft ist es wünschenswert, den Betrag bzw. den arithmetischen Mittelwert des Betrages eines Signales zu bilden. Mit der Schaltung in Abbildung 4.23 ist es möglich, diese beiden Größen zu ermitteln.

OP_1 arbeitet für positive Eingangsspannungen als invertierender Verstärker mit Verstärkung -1 (D_1 leitet, D_2 sperrt). Bei negativen Eingangsspannungen sperrt D_1 und D_2 wird leitend, wodurch der Verstärker gegengekoppelt wird. Damit ist gewährleistet, dass beide Eingänge von OP_1 auf dem selben Potential (Masse) liegen und der Punkt V über R_1 ebenfalls auf Masse liegt. OP_2 arbeitet als Umkehraddierer (siehe Abschnitt 4.4.1), wobei das Potential V mit dem Faktor 2 zur Eingangsspannung addiert wird (Abbildung 4.24). Die Spannung U_2 stellt dann den Betrag von U_1 dar. Mit Hilfe des Kondensators C läßt sich OP_2 zu einem Tiefpass erweitern, womit U_2 dem arithmetischen Mittelwert des Betrages des Eingangsignales (Gleichrichtwert) entspricht.

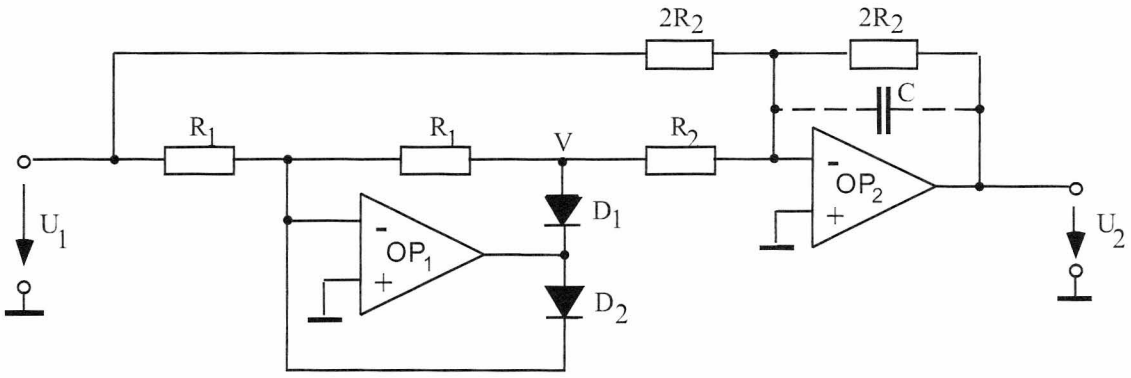


Abbildung 4.23: Messgleichrichter

4.5 Anwendung von Operationsverstärkern in Messumformern

Messumformer werden zur Umwandlung eines Sensorsignals in ein normiertes elektrisches Signal verwendet. Die im Abschnitt 4.2 beschriebenen Anforderungen an Messverstärker innerhalb einer Messkette (hoher Eingangswiderstand, niedriger Ausgangswiderstand, lineare Kennlinie, definierte Verstärkung, etc.) sollen anhand der folgenden Messschaltungen erklärt werden.

4.5.1 DMS-Brückenverstärker

Die Schaltung zur Aufnahme der Dehnung mit Dehnungsmessstreifen (DMS) besteht aus einer DMS-Gleichstrombrücke und einem Instrumentierungsverstärker zur Verstärkung der Brückendiagonalspannung.
Aufgrund der hochohmigen Differenzeingänge und der großen Gleichtaktunterdrückung wird der Instrumentierungsverstärker zur Verstärkung der Brückendiagonalspannung eingesetzt. Durch die Differenzbildung werden auch Störspannungen, die an beiden Eingängen mit der gleichen Polarität auftreten, unterdrückt.

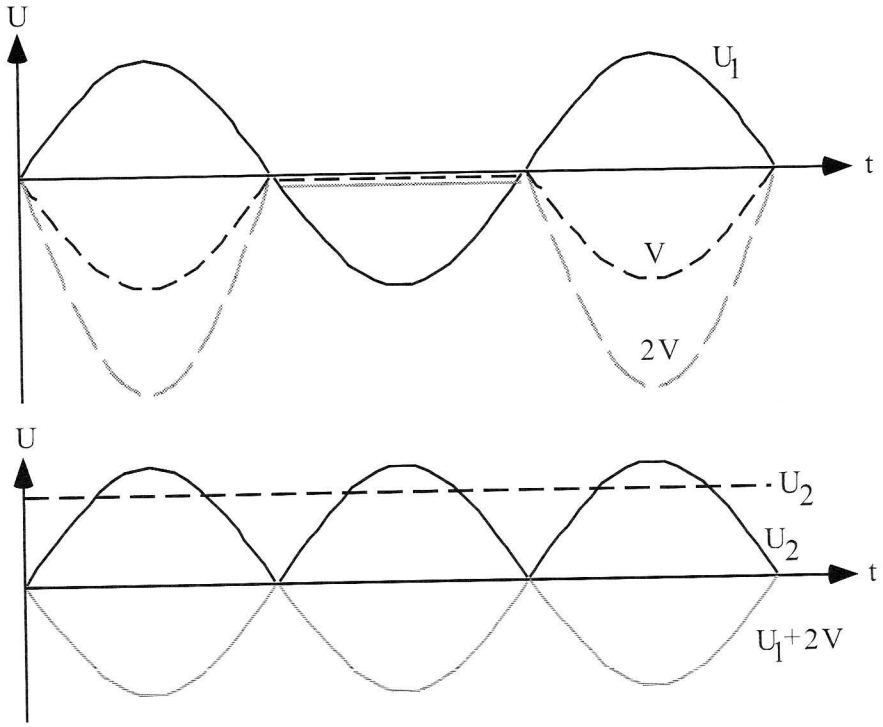


Abbildung 4.24: Spannungsverlauf bei sinusförmiger Eingangsspannung

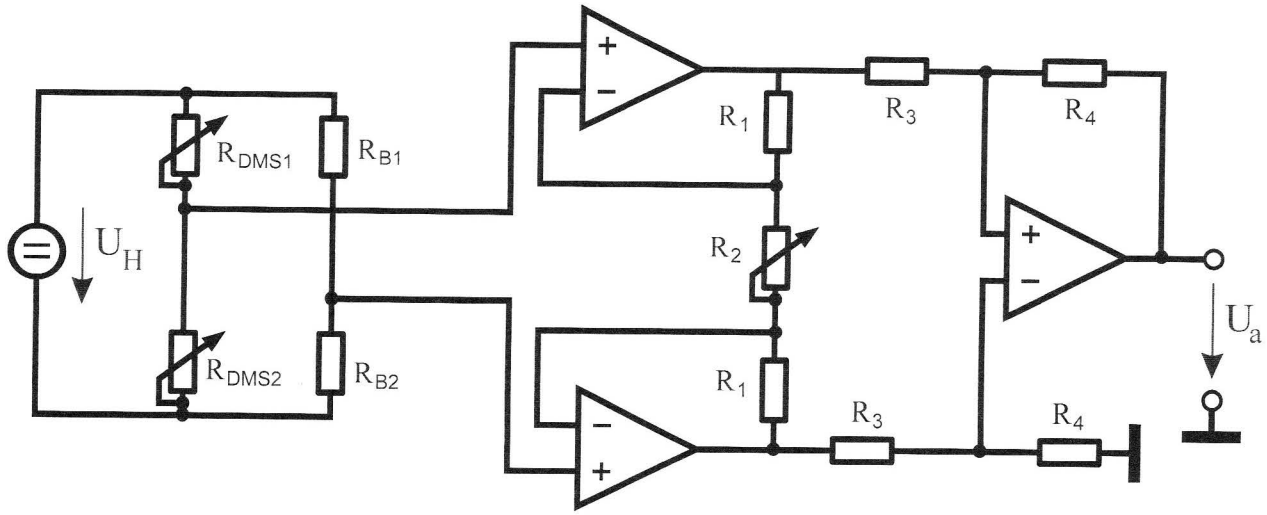


Abbildung 4.25: DMS-Halbbrücke mit Brückendiagonalspannungsverstärker

Die Offsetdrift des Messverstärkers und evtl. Thermospannungen an den Anschlusspunkten der Gleichstrommessbrücke begrenzen den Anwendungsbereich dieser Schaltung.

Messung der Dehnung mit Dehnungsmessstreifen

Als Dehnungsmessung bezeichnet man die Messung kleiner relativer Längenänderungen $\varepsilon = \Delta l/l_0$. Mit Dehnungsmessstreifen können auch alle mechanischen Größen gemessen werden, deren Wirkung auf eine Dehnung zurückgeführt werden kann (z.B. Zug- und Druckkräfte, Biegebeanspruchungen, Torsionsmomente u.a.m.). DMS sind Widerstandsmessfühler. Der Widerstand wird außer von der Dehnung auch von der Temperatur des zu messenden Werkstückes (scheinbare Dehnung) und vom Temperaturkoeffizienten der Wärmedehnung des verwendeten Materials beeinflusst. Durch Verwendung z.B. einer Halbbrücke (siehe *Messbrücken/Leistungsmessung*, Kapitel 3) kann der Temperatureinfluss kompensiert werden. Wenn R_{DMS1} und R_{DMS2} (siehe Abbildung 4.25) die Messaufnehmer sind, so ist R_{DMS2} so am Messobjekt anzubringen, dass er dieselbe Temperatur aufweist wie R_{DMS1} und entweder gegensinnig (doppelte Empfindlichkeit gegenüber Viertelbrücke) oder überhaupt nicht von der geometrischen Verformung beeinflusst wird. Auch mit einer Vollbrücke ist bei nochmals verdoppelter Empfindlichkeit gegenüber der Halbbrücke eine Temperaturkompensation möglich.

Empfindlichkeitsfaktor des DMS

Der Empfindlichkeitsfaktor k des DMS gibt den Zusammenhang zwischen der relativen Widerstandsänderung (bezogen auf den Nennwiderstand R_0 meist $120\,\Omega$) und der relativen Längenänderung (Dehnung ε) des DMS an:

$$\mathrm{k} = \frac{\Delta R/R_0}{\Delta l/l_0} = \frac{\Delta R/R_0}{\varepsilon} \tag{4.47}$$

Typische Werte für k sind:

≈ 2 für metallische DMS

≈ 120 für Halbleiter-DMS (im ungedehnten Zustand)

Beispiel: Kraftmessung an einem einseitig eingespannten Biegebalken

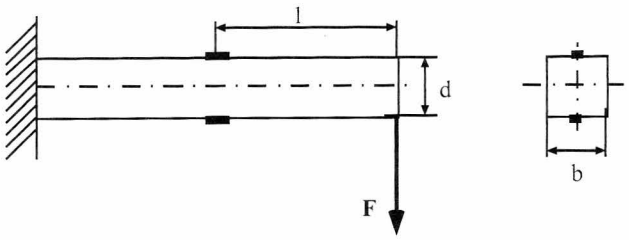


Abbildung 4.26: Biegebalken mit DMS

Die Messgröße Kraft F an einem Biegebalken soll mit Hilfe von zwei DMS gemessen werden. Hierzu werden diese so in eine Wheatstonebrücke geschalten, dass die Kraft F in eine ihr proportionale Brückendiagonalspannung U_0 überführt wird.
Die Kraft F hat im Biegebalken an der Stelle der DMS ein Biegemoment

$$M_b = F\,l \tag{4.48}$$

zur Folge, das an der Oberfläche des Balkens (Zug- und Druckzone) eine Biegespannung

$$\sigma_b = \frac{M_b}{W_b} \tag{4.49}$$

erzeugt. Das Widerstandsmoment W_b gegen Biegung für einen Rechteckquerschnitt beträgt

$$W_b = \frac{b\,d^2}{6} \tag{4.50}$$

Durch die Biegespannung σ_b erfolgt eine Streckung der oberen bzw. Stauchung der unteren Randfaser, wobei die Dehnung

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l_0} = \pm\frac{\sigma_b}{\mathrm{E}} \tag{4.51}$$

von einer Materialkonstante des Biegebalkens, dem Elastizitätsmodul E, abhängt. Fasst man Gleichung 4.47 bis Gleichung 4.51 zusammen, so erhält man für die relative Widerstandsänderung der DMS

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \mathrm{k}\varepsilon = \pm\mathrm{k}\frac{6\,l}{\mathrm{E}\,b\,d^2}F \tag{4.52}$$

wobei das positive Vorzeichen für den gestreckten DMS und das negative Vorzeichen für den gestauchten DMS gilt.
Bei Verwendung einer Halbbrücke, wobei R_1 der gestreckte und R_2 der gestauchte DMS ist, erhält man für die Brückendiagonalspannung (siehe Gleichung 3.14)

$$U_0 = -U_H \frac{3\,k\,l}{E\,b\,d^2} F \tag{4.53}$$

und somit eine der Kraft F proportionale Anzeige.

4.5.2 Temperaturmessung mit Pt100

Metalle erhöhen ihren ohmschen Widerstand R bei Zunahme der Temperatur ϑ. Die Widerstandsänderung erfolgt innerhalb relativ kleiner Temperaturänderungen annähernd linear und kann daher mit Hilfe des linearen Temperaturkoeffizienten α angenähert werden (siehe auch Abschnitt 3.1.10, *Temperaturmessung mit einem Pt100 Widerstandsthermometer*). Der Platindrahtwiderstand Pt100 besitzt in erster Näherung folgende Temperaturabhängigkeit:

$$R(\vartheta) = 100\,\Omega \cdot \left(1 + 0.00385\,K^{-1} \cdot \vartheta\right) \qquad \text{mit } \vartheta \text{ in } °C \tag{4.54}$$

Eine der Widerstandsänderung proportionale Spannung erhält man, wenn der Pt100 von einem konstanten Strom I_C durchflossen wird. Der Spannungsabfall am Pt100 steht dann in annähernd linearem Zusammenhang mit der Temperatur.

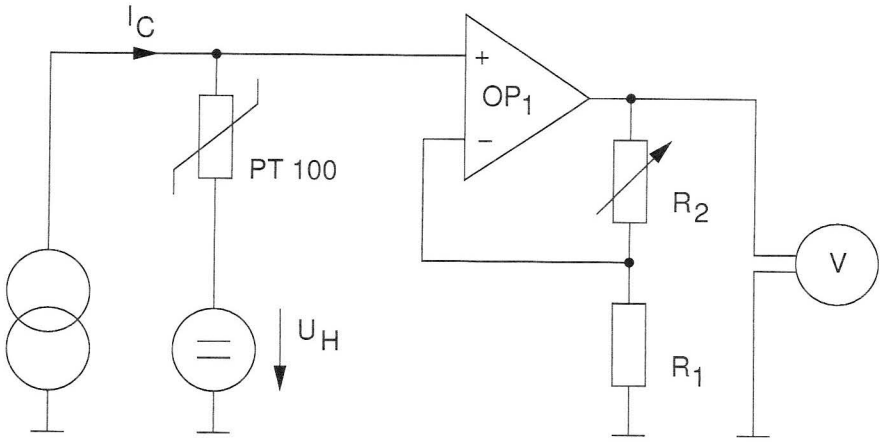


Abbildung 4.27: Messumformer zur Temperaturmessung mit Pt100

Der Nullpunkt und die Verstärkung des in Abbildung 4.27 dargestellten Messumformers werden so eingestellt, dass am Ausgang ein normiertes Temperatursignal anliegt:

- Mit der Hilfsspannung U_H wird der Nullpunkt abgeglichen (0 °C entspricht 0 V am Ausgang).

- Die Temperaturempfindlichkeit lässt sich durch Änderung der Verstärkung mit dem Widerstand R_2 einstellen (z.B.: $+10\,^{\circ}\mathrm{C}$ entspricht $+1\,\mathrm{V}$ am Ausgang).

Wegen der linearen Kennlinie des Messumformers kann nach dem Abgleich der Schaltung die Temperatur direkt am Anzeigeinstrument angezeigt oder einer Messwertverarbeitung zugeführt werden.

4.6 Arbeiten im Labor

4.6.1 Beschreibung des Messaufbaus

Die in dieser Übung verwendeten Operationsverstärker sind zusammen mit den erforderlichen Widerständen und Kapazitäten in einem Übungsgerät angeordnet. Die Anschlüsse dieser Bauteile sind auf Steckbuchsen herausgeführt, sodass mit Hilfe von Messstrippen die notwendigen Schaltungen aufgebaut werden können.
Bei den beiden Operationsverstärkern A_1 und A_2 (Typ TL 072) handelt es sich um BiFET Typen mit FET-Eingangsstufen, während A_3 ein Operationsverstärker vom Typ μA 741 ist, dessen Differenzverstärker aus bipolaren Transistoren aufgebaut ist.
Die Versorgung der Operationsverstärker erfolgt über ein eingebautes Netzteil, das auch eine Hilfsspannung für die verwendete Messbrücke zur Verfügung stellt.
Bei den Messungen muss auf die Eingangsspannungen besonderes Augenmerk gelegt werden. Die maximale Eingangsspannung darf nie größer als die Versorgungsspannung der OP sein, also $\pm 12\,\mathrm{V}$ nicht überschreiten. Besonders ist darauf zu achten, dass die Ausgangsspannung des externen Funktionsgenerators diesen Wert erstens nicht überschreitet und zweitens erst nach dem Einschalten der Spannungsversorgung des Übungsgeräts an den Operationsverstärker angeschlossen wird. Beachten Sie außerdem, dass die Belastungs–Impedanz am Ausgang der Operationsverstärker einen Wert von $2\,\mathrm{k\Omega}$ nicht unterschreiten darf.

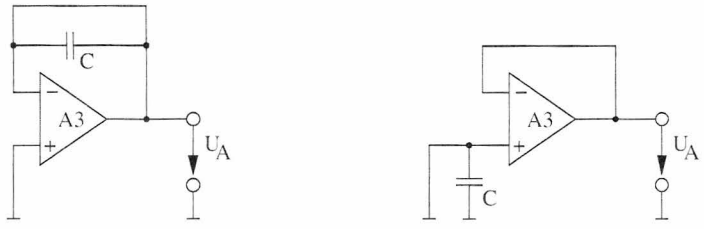
4.6.2 Aufgabenstellung

1. Messung bzw. Abgleich der Offsetspannung am Operationsverstärker A_3

   Verwenden Sie hierzu einen nichtinvertierenden Verstärker mit einer Verstärkung von 40 dB. Mit Hilfe des Tasters am Übungsgerät kann das Abgleichpotentiometer vom OP getrennt und somit die wahre Offsetspannung des OP bestimmt werden. Achten Sie darauf, dass im weiteren Verlauf der Übung der Abgleich nicht mehr verstellt wird. Vergleichen Sie den gemessenen Wert mit dem Wert aus dem Datenblatt.

   Was passiert, wenn zwischen dem nichtinvertierenden Eingang des OP und Masse ein Widerstand mit $100\,\mathrm{k\Omega}$ geschalten wird?

2. Messung der Eingangsruheströme am Operationsverstärker A_3
   Verwenden Sie die folgenden Schaltungen um I_{B+} und I_{B-} zu messen:



   Die Messung basiert auf der Integration des Biasstroms im Kondensator $C = 1\,\mu\mathrm{F}$ und

der Messung der Ausgangsspannung des OP nach Ablauf einer frei wählbaren Messzeit T. Entfernen Sie zum Start der Messung den Kurzschlussbügel über dem Kondensator. Vergleichen Sie die gemessenen Werte mit den Werten für Bias- und Offsetstrom aus dem Datenblatt. Ermitteln Sie außerdem die Stromrichtung des Biasstroms anhand der Messergebnisse.

3. Messung der Slew-Rate mit Operationsverstärker A_3 als nichtinvertierender Verstärker mit der Verstärkung 2

   Wählen Sie hierzu sinnvolle Werte für die Eingangssignalform und deren Frequenz bei einer Amplitude von $U_e \geq 4\,V_{SS}$. Messen Sie sowohl die positive als auch die negative Slew-Rate. Skizzieren Sie die Oszilloskop-Darstellung der Slew-Rate. Vergleichen Sie die gemessenen Werte mit dem Wert aus dem Datenblatt.

4. Aufbau eines invertierenden Spannungsverstärkers (OP A_3) mit der Spannungsverstärkung 40 dB und Aufnahme des Frequenzganges (Bodediagramm)

   Berechnen Sie hierzu die voraussichtliche Grenzfrequenz f_g des Verstärkers. Messen Sie dann Betrag und Phase der Verstärkung bei $(0.1,\ 0.2,\ 0.3,\ 0.5,\ 1,\ 2,\ 3,\ 5,\ 10) \cdot f_g$, außerhalb dieses Bereichs reichen 1 bis 2 Messpunkte pro Dekade. Die Frequenzen sind jeweils mit dem Oszilloskop zu bestimmen (die Angaben am Funktionsgenerator sind nur Richtwerte!). Versuchen Sie außerdem, die Transitfrequenz messtechnisch zu bestimmen. Vergleichen Sie den gemessenen Wert mit dem Wert aus dem Datenblatt.

5. Aufbau eines Integrators und Demonstration der Funktionsweise durch Anlegen von Rechteck-, Sinus- und Dreieckspannungen

   Verwenden Sie als Bauteilwerte $R = 1\,k\Omega$ und $C = 1\,\mu F$. Die Frequenz der Eingangsspannung soll ca. 100 Hz, die Amplitude $\hat{U}_e \approx 4\,V$ betragen. Skizzieren und beschreiben Sie die jeweiligen Ausgangskurvenformen im Protokoll. Ermitteln Sie außerdem bei sinusförmiger Eingangsgröße die Frequenz, bei welcher der Betrag der Verstärkung eins ist. Welcher Zusammenhang besteht zwischen dieser Frequenz und den Bauteilwerten für R und C?

6. Temperaturmessung mit Pt100

   Verwenden Sie zum Abgleich der Schaltung den Pt100-Simulator. Messen Sie danach mit dem Pt100-Messfühler die Raumtemperatur. Die Übertragungskennlinie ist so einzustellen, dass gilt:

Temperatur	Ausgangsspannung
0 °C	0 V
100 °C	10 V

   Hinweis: Die Hilfsstromquelle am Übungsgerät liefert einen Konstantstrom von 1 mA.

7. Anwendung des Instrumentierungsverstärkers zur Verstärkung der Brückendiagonalspannung einer DMS-Halbbrücke

   Der ohmsche Widerstand der Dehnmessstreifen beträgt ca. $120\,\Omega$, der Faktor k hat den Wert 2. Daten des im Labor verwendeten Biegebalkens:

   $$\begin{aligned} d &= 2\,\text{mm} & \qquad R_1 &= 470\,\Omega \\ b &= 25\,\text{mm} & \qquad R_3 &= 1\,\text{k}\Omega \\ l &= 350\,\text{mm} & \qquad R_4 &= 10\,\text{k}\Omega \\ E &= 2.05 \cdot 10^5\,\text{N/mm}^2\,\text{(Stahl)} \end{aligned}$$

   Berechnen Sie R_2, sodass sich bei einer Belastung von 10 N am Biegebalken eine Ausgangsspannung von 1 V einstellt.