

Technische Universität Hamburg-Harburg  
Institut für Technik, Arbeitsprozesse und berufliche Bildung

**Skript zur Lehrveranstaltung  
„Analyse elektrotechnischer Prozesse II“**

**Erich Boeck**

**Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern**

## 0 Inhaltsverzeichnis

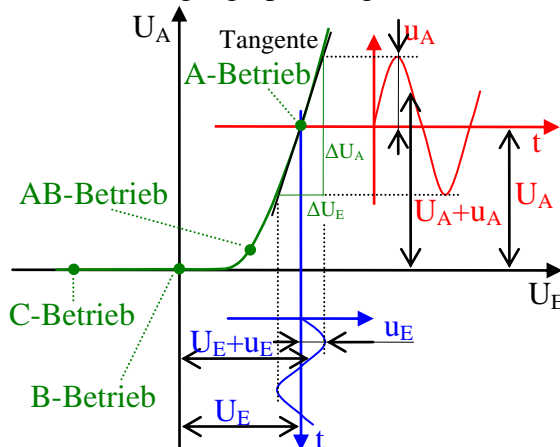
0	Inhaltsverzeichnis .....	2
1	Einteilung von Verstärkerschaltungen .....	3
1.1	Arbeitspunkt, Eigenschaften und Betriebsverhalten .....	3
1.2	Anforderungen der Anwendung .....	4
2	Operationsverstärkertechnik.....	5
2.1	Differenzverstärker, Operationsverstärker und seine Parameter .....	5
2.2	Prinzip der Gegenkopplung .....	8
2.3	Dimensionierung von Operationsverstärkerschaltungen.....	10
2.4	Messen von Parametern bei Operationsverstärkern .....	12
2.5	Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern.....	13
2.6	Übungsaufgaben zum Operationsverstärker .....	16
3	Literaturverzeichnis.....	17

# 1 Einteilung von Verstärkerschaltungen

## 1.1 Arbeitspunkt, Eigenschaften und Betriebsverhalten

Ein Verstärker (mit Röhren, heute mit Halbleiterbauelementen) hat immer eine nichtlineare Kennlinie. Daher haben sich mit der Zeit mehrere Betriebsweisen herauskristallisiert.

Zuerst beherrschte wurde der **A-Betrieb** – ein **Kleinsignalverstärker**. Das Prinzip ist in Abb.1 verdeutlicht. Die Eingangsspannung  $u_E$  wird auf den Arbeitspunkt

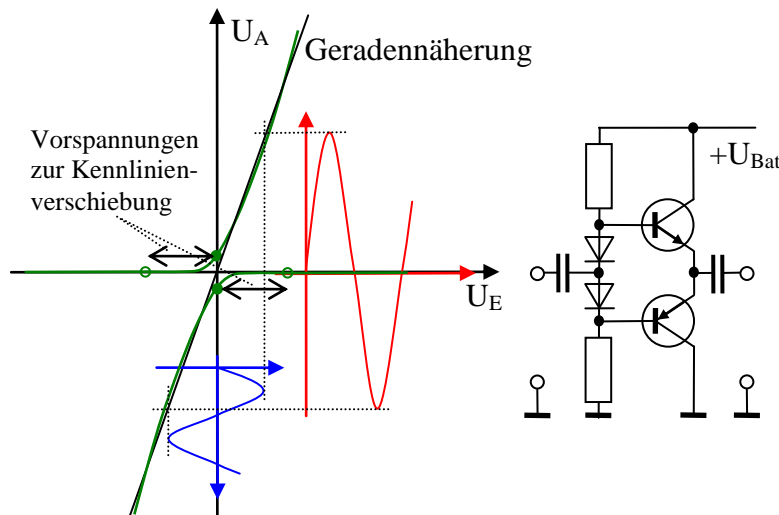


**Abb.1: Betriebsweisen und ihre Arbeitspunkte**

(A-Betrieb,  $U_E$  und  $U_A$ ) aufaddiert und entsprechend der Steigung der Kennlinie in diesem Punkt verändert sich die Ausgangsspannung um  $u_A$ . Ist die Steigung hoch, wird eine hohe Verstärkung  $v = u_A/u_E$  erreicht. Die Signalspannungen  $u_E$  und  $u_A$  sind dabei grundsätzlich durch Schaltungsmaßnahmen am Ein- und Ausgang vom Arbeitspunkt zu trennen (z.B. durch geeignete Kondensatoren), aber am Verstärkerelement zu addieren. Es können nur Aussteuerungen um den Arbeitspunkt zugelassen werden, die in einem hinreichend linearen Bereich um den Arbeitspunkt liegen. Die maximale Aussteuerung wird aus den maximal zulässigen Signalverzerrungen (Klirrfaktor im Audibereich, siehe AEP III) bestimmt. Der große Nachteil beim A-Betrieb ist der Ruhestrom schon ohne Signal durch den Arbeitspunkt (damit Leistungsverbrauch).

Das wäre im **B-Betrieb** nicht der Fall (Abb.1). Es würden aber insbesondere bei Transistoren<sup>1</sup> nur die Signalspitzen, bei denen die positive Halbwelle von  $u_E$  über den Kennlinienknick reicht, am Ausgang erscheinen. Deshalb wurde für die Transistortechnik der AB-Betrieb entwickelt, für den der Arbeitspunkt durch die Vorspannung des Arbeitspunktes  $U_E$  in den Knick verlegt wurde. Der geringe Ruhestrom muss dabei hingenommen werden. Diese Betriebsart hat sich heute als Gegentaktendverstärker durchgesetzt (Abb.2). Dabei muss jede Halbwelle durch eine eigene Stufe verstärkt werden. Die Kennlinien beider Stufen sind komplementär zu justieren (1. und 3. Quadrant). Dazu wird in der Regel ein Paar komplementäre Transistoren (NPN- und PNP-Transistoren mit ausgesuchten spiegelgleichen Kennlinien) genutzt und durch passende Dioden die Arbeitspunktverschiebung realisiert. Die Ausgangssignale beider Transistoren werden addiert, so dass eine Summenkennlinie

<sup>1</sup> Bei Röhren war dies etwas günstiger.



**Abb.2: AB-Gegentaktbetrieb** <sup>2</sup>

erscheint. Diese kann relativ genau einer Geraden entsprechen, wodurch praktisch ein Großsignalverstärker entsteht (Abb.2).

Für Impulsverstärker (Aufrischung von Impulsen ohne kleine Störungen) wird der **C-Betrieb** genutzt (Abb.1).

Eine weitere Betriebsart ist der Zerhackerverstärker (Choppverstärker) **D-Betrieb**, bei dem das Eingangssignal mit einem Gleichanteil zerhackt, dieses reine Wechsignale danach verstärkt (z.B. bei A-Betrieb) und anschließend wieder gleichgerichtet wird. Dieser Betrieb war notwendig, da mit A-, AB- oder B-Verstärkern keine Gleichsignale verarbeitet werden konnten. Heute steht dazu der Operationsverstärker zur Verfügung (siehe 2). Das Grundprinzip beim D-Betrieb ähnelt stark einer Pulsamplituden- oder auch einer Pulsbreitenmodulation (siehe AEP III).

## 1.2 Anforderungen der Anwendung

Verstärker werden für verschiedene Anwendungen benötigt und gebaut. Es hat sich gezeigt, dass es nicht sinnvoll ist, einen Verstärker zu entwickeln, der alles kann. Unterschiedliche Anforderungen ergeben sich z.B. aus:

- dem Signalpegel (z.B. Spannungsbereich, Klein-, Großsignal...)
- dem notwendigen Eingangswiderstand,
- der Signalfrequenz und der Signalbandbreite,
- dem geforderten Ausgangswiderstand,
- der geforderten Verstärkung und Ausgangsleistung.

Danach haben sich z.B. folgende Grundtypen herausgestellt:

- Audioverstärker (NF-Verstärker angepasst an Audiosignale),
- Videoverstärker (Breitbandverstärker angepasst an Videosignale),
- HF-Verstärker (für unterschiedliche Einsatzfälle bei hohen Frequenzen),
- ZF-Verstärker (selektive HF-Verstärker für verschiedene Zwischenfrequenzen),
- Gleichspannungsverstärker (für Signale von 0 Hz bis ...) usw.

Als universell und am besten einsetzbar hat sich dabei der Operationsverstärker in Form eines integrierten Bausteins erwiesen.

<sup>2</sup> Die Schaltungen sind heute wesentlich ausgefeilter als das einfache Beispiel und außerdem als integrierte Bausteine verfügbar.

## 2 Operationsverstärkertechnik

### 2.1 Differenzverstärker, Operationsverstärker und seine Parameter

Der Ausgangspunkt für die Entwicklung des Operationsverstärkers war die Forderung der Regelungstechnik, Gleichsignale zu verstärken. Das ermöglichte der Differenzverstärker.

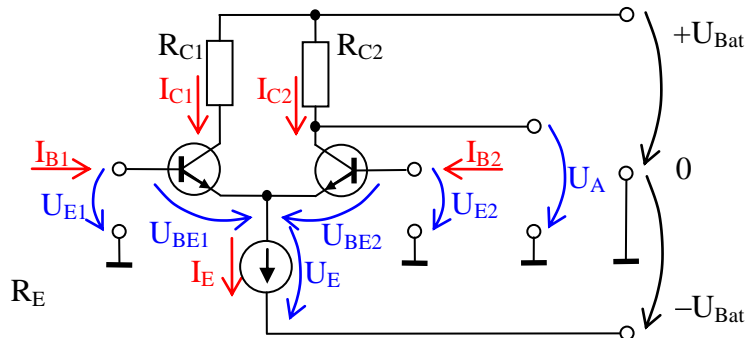


Abb.1: Differenzverstärker (Prinzipschaltung)

Nach dem Knotenpunktsatz und den Maschensätzen werden:

$$\begin{aligned} I_E &= I_{B1} + I_{C1} + I_{B2} + I_{C2} \\ U_{BE1} &= U_{E1} + U_{Bat} - U_E \\ U_{BE2} &= U_{E2} + U_{Bat} - U_E. \end{aligned}$$

(1)

Früher benutzten beide Transistoren einen gemeinsamen Emitterwiderstand, heute normalerweise eine Stromquelle<sup>3</sup>. An einer Konstantstromquelle wird ihr Spannungsabfall so geregelt, dass der Strom immer konstant bleibt<sup>4</sup>. Auf diese Weise stellt sich immer ein Gleichgewicht zwischen  $I_{B1} + I_{C1}$  und  $I_{B2} + I_{C2}$  so ein, dass  $I_E$  unverändert bleibt. Für den Differenzverstärker (Abb.1) sind gleiche Transistoren mit den gleichen Arbeitspunkten notwendig.

Für jedes  $U_{E1} = U_{E2}$  stellen sich die Ströme auf  $I_{B1} + I_{C1} = I_{B2} + I_{C2} = I_E/2 = \text{const}$  ein. Beide Steuerspannungen  $U_{BE1} = U_{BE2}$  erhalten dabei nach (1) den Wert für den dazu erforderlichen Basisstrom. Eine gleichzeitige Vergrößerung/-kleinerung von  $U_{E1}$  und  $U_{E2}$  könnte zwar zu einer Vergrößerung/-kleinerung der Ströme führen, die dadurch sofort steigende  $U_E$ <sup>5</sup> lässt aber beide  $U_{BE1}$  und  $U_{BE2}$  unverändert.

Wird nur  $U_{E1}$  vergrößert ergibt sich in gleichem Maße eine Erhöhung von  $I_{B1} + I_{C1}$  wie eine Verkleinerung von  $I_{B2} + I_{C2}$ , so dass  $I_E$  konstant bleibt.  $I_{C1}$  steigt somit und  $I_{C2}$  wird verringert. Über  $I_{C2} \cdot R_{C2}$  wird bei Vergrößerung von  $U_{E1}$  demnach  $U_A$  größer. Wird dagegen  $U_{E2}$  vergrößert, steigt  $I_{C2}$  und  $I_{C1}$  verkleinert sich. D.h., bei Vergrößerung von  $U_{E2}$  wird  $U_A$  kleiner.

Das stärkere Ansteuern eines Transistors sperrt also immer in gleichem Maße den anderen. Der Strom  $I_E$  teilt sich auf beide Transistoren entsprechend  $U_{E1}$  und  $U_{E2}$  auf. Dieses Prinzip ermöglicht auch Gleichsignale am Eingang und funktioniert mit geringem Abstand (ca. 0,7 bis 1,2 V) bis zu Ausgangsspannungen zwischen  $-U_{Bat}$  bis  $+U_{Bat}$ .

Wir haben also je einen Eingang, der gleichsinnig und einen der gegensinnig die Ausgangsspannung beeinflusst.

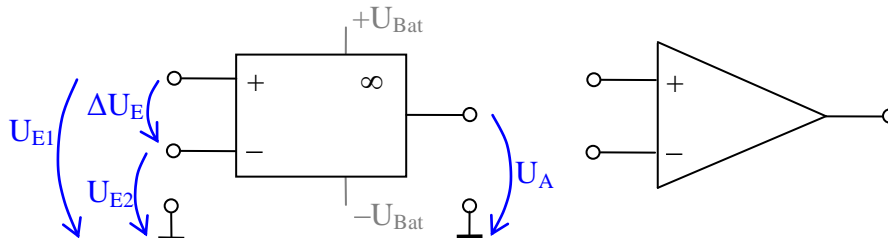
<sup>3</sup> Kann durch eine Transistorschaltung realisiert werden.

<sup>4</sup> Praktisch bleibt eine sehr geringe Stromänderung als Regelabweichung.

<sup>5</sup> Da  $U_{Bat}$  feststeht, wird  $U_E$  einfach um die Änderung von  $U_{E1} = U_{E2}$  größer/kleiner.

Aus dem Differenzverstärker entwickelte sich der **Operationsverstärker**, der für die Regelungstechnik und insbesondere in Analogrechnern schon mit Röhren gebaut wurde. Erst billige integrierte Schaltkreise ermöglichten die enorme und weite Verbreitung.

Für den **Operationsverstärker** wurde der Differenzverstärker mit weiteren Verstärkerstufen und einem Gegentaktendverstärker komplettiert. Einige Typen benötigen außen noch vom Hersteller festgelegte Elemente zur Frequenzkompensation oder für einen Nullabgleich.



**Abb.2: Operationsverstärker (Schaltbilder)**

Durch seine fast idealen Eigenschaften wird der Operationsverstärker (OV) als Bauelement betrachtet, ohne seine innere Struktur näher zu beachten. Die Schaltbilder zeigt Abb.2. Der Operationsverstärker selbst benötigt in der Regel keinen Masseanschluss, die **Batterie muss aber üblicherweise in der Mitte auf Masse liegen, so entsteht ein definiertes Bezugspotential**. Einen Vergleich der Parameter eines idealen Operationsverstärkers mit einigen Standardtypen zeigt die folgende Tabelle.

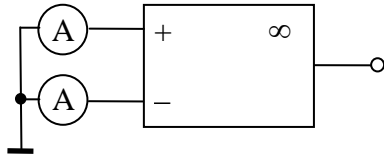
	idealer OV	Standardtyp z.B. $\mu\text{A}$ 741	MOS Eingänge z.B. CA 3140	Präzisionstyp z.B. $\mu\text{A}$ 714
$v_0$	$\infty$	200 000	100 000	500 000
Eingangswiderstand	$\infty$	2 M $\Omega$	1,5 T $\Omega$	50 M $\Omega$
Ausgangswiderstand	0	75 $\Omega$	60 $\Omega$	60 $\Omega$
max. Ausgangsstrom	unbegrenzt	20 mA	22 mA	20 mA
Eingangsspannungsdifferenz (Offsetspannung)	0	1 mV	8 mV	30 $\mu\text{V}$
Eingangsruhestrom	0	80 nA	5 pA	1,2 nA
Eingangsruhestromdifferenz (Offsetstrom)	0	20 nA	0,5 pA	0,5 nA
Offsetspannungsdrift	0	6 $\mu\text{V/K}$	10 $\mu\text{V/K}$	0,3 $\mu\text{V/K}$
Gleichtaktunterdrückung	$\infty$	90 dB	90 dB	123 dB
Transitfrequenz	unbegrenzt	1 MHz	4,5 MHz	0,6 MHz

**Tabelle 1: Vergleich der Parameter von Operationsverstärkern**

#### zu den Parametern:

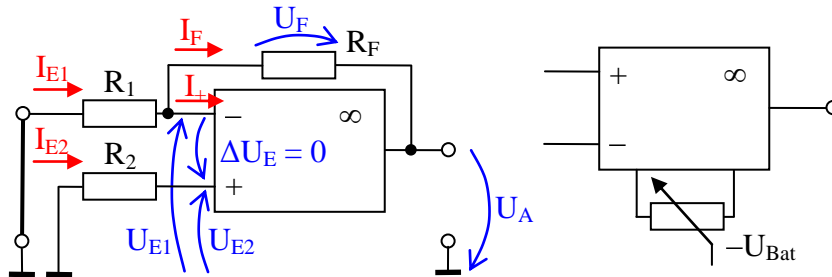
1. Wenn die **Eigenverstärkung**  $v_0 \approx \infty$  ist, muss die Differenzspannung  $U_{E1} - U_{E2} \approx 0$  sein, sonst würde durch die hohe Verstärkung  $U_A \rightarrow \infty$  gehen. (Mit  $U_E = 75 \mu\text{V}$  und  $v_0 = 200000$  wäre bei  $U_{\text{Bat}} = 15 \text{ V}$  die Aussteuergrenze längst erreicht; das ist noch weniger als 1/10 der Offsetspannung einer immer vorhandenen Störspannung.) Das heißt auch, dass die **Eigenverstärkung  $v_0$  nicht direkt genutzt werden kann**.

2. Der **Eingangsruhestrom** wird nach Abb.3 ermittelt:  $I_i = (I_+ + I_-)/2$ .



**Abb.3: Messung des Eingangsruhestromes**

Diesen Ruhegleichstrom benötigt der Baustein zur Funktion (Basisströme für den Arbeitspunkt); er muss durch die äußere Beschaltung möglich sein.

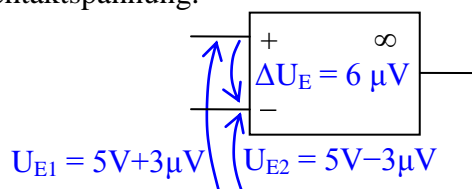


**Abb.4: Typische Operationsverstärkerschaltung und Nullabgleich**

Betragen in Abb.4 die Ruhestrome  $I_+$  als auch  $I_- (= I_{E2})$  je 100 nA bei  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ , werden  $U_{E1} = U_{E2} = 1 \text{ mV}$  (wegen  $\Delta U_E = 0$ ). Dann wird der Strom  $I_{E1}$  nach dem Ohm'schen Gesetz 100 nA und  $I_F$  nach dem Knotensatz genau Null. Damit kann nach dem Maschensatz ( $U_{E1} + U_F + U_A = 0$ ) für  $U_A$  nur  $-1 \text{ mV}$  entstehen. Diese Abweichung entsteht nicht, wenn  $R_1 \parallel R_F = R_2$  dimensioniert wird. (Dann wird  $I_{E1} \cdot R_1 = 1 \text{ mV}$  und  $I_F \cdot R_F = 1 \text{ mV}$  somit  $U_A = 0$ .) Nicht zu große Unsymmetrien sowie Abweichungen von den gleichen Ruhestromen (**Offsetstrom**  $I_{i0} = I_+ - I_-$ ) können auch durch einen Nullabgleich ausgeglichen werden. Auf keinen Fall darf (z.B. durch einen Kondensator) ein Ruhestrom verhindert werden.

Bei niederohmiger Beschaltung ( $R_1, R_2$ ) ist der Offsetstrom  $I_{i0}$  unbedeutend (es bleibt  $I_{i0} \cdot R \ll U_{i0}$  der **Offsetspannung**), bei hochohmiger Auslegung kann die Wirkung des Offsetstromes bedeutend werden. Als Richtwert kann  $R_{1/2} < \text{bis } \approx U_{i0}/I_{i0}$  dienen (nach Tabelle 1  $1 \text{ mV}/20 \text{ nA} = 50 \text{ k}\Omega$ ).

3. Die **Offsetspannungsdrift** erzeugt eine Ausgangsspannungsänderung ohne Eingangsspannungsänderung in Abhängigkeit von der Erwärmung der OV-Chips. Sie wird als äquivalente Eingangsspannung pro Temperaturänderung angegeben.
4. Bei der **Gleichtaktverstärkung** geht es um die Unterdrückung der Verstärkung der Gleichtaktspannung.

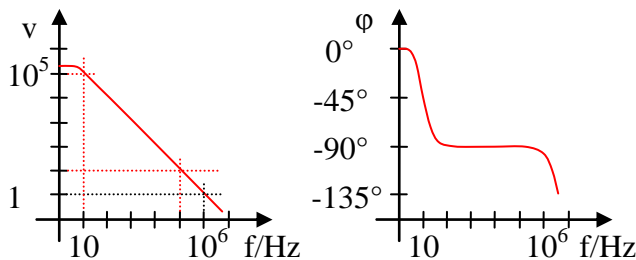


**Abb.5: Gleichtaktspannung und Differenzspannung**

In Abb.5 beträgt die Differenzspannung  $6 \mu\text{V}$  und die Gleichtaktspannung  $(U_{E1} + U_{E2})/2 = 5 \text{ V}$ . Leider wird die Gleichtaktspannung ebenfalls geringfügig verstärkt ( $v_- = U_{A-}/U_{E-}$ ). Da die Gleichtaktspannung in der Regel relativ groß ist, können Störungen die Folge sein. Die **Gleichtaktunterdrückung**  $k_{\text{CMR}} = v_u - v_-$  (jeweils in dB gemessen) ist

das Maß für diesen Aspekt. Je größer die Unterdrückung, desto besser ist der Baustein<sup>6</sup> (bzw. die Gesamtschaltung).

5. Der **Frequenzgang** zeigt, dass kein Verstärker unendlich hohe Frequenzen verarbeiten kann. Im Normalfall besteht für eine bestimmte Technik und ihren jeweiligen Entwicklungsstand die Regel, dass das **Produkt aus Verstärkung und Bandbreite konstant** ist. D.h., je höher die Verstärkung ist, desto geringer muss die Bandbreite sein (beim Operationsverstärker 0 Hz bis obere Grenzfrequenz). Für einen Operationsverstärker wäre nach Abb.6 die obere Grenzfrequenz bei  $v = 10^5$  gerade 10 Hz ( $\rightarrow 10^5 \cdot 10$ ). Wird  $v$  durch Schaltungsmaßnahmen verringert, steigt die Grenzfrequenz in gleichem Maße. Bei  $v = 10$  wird die Grenzfrequenz 100 kHz ( $\rightarrow 10 \cdot 10^5$ ). Die Grenzfrequenz, bei der gerade die Verstärkung 1 erreicht wird, heißt **Transitfrequenz** ( $\rightarrow 1 \cdot 10^6$ ).



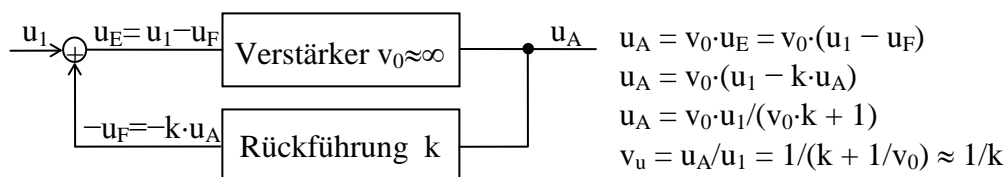
**Abb.6: Frequenz und Phasengang der Verstärkung eines typischen OV**

Ein Problem kann auch die mit dem Frequenzgang verbundene Phasenverschiebung der Ausgangs- gegenüber der Eingangsspannung werden (**Phasengang**), wenn eine Rückführung vom Aus- zum Eingang vorgesehen ist. Eine „Mitkopplung“ würde zu Schwingungen der Schaltung führen.

Eine Kleinsignalbetrachtung ist für den Operationsverstärker nicht explizit erforderlich. Solange die Aussteuerung im linearen Bereich der Kennlinie (ca. von  $-U_{\text{Bat}} + 0,7$  V bis zu  $+U_{\text{Bat}} - 0,7$  V) bleibt, ist eine lineare Betrachtungsweise ohne weiteres gegeben.

## 2.2 Prinzip der Gegenkopplung

Mit- und **Gegenkopplung** wurden nach physikalischen Wirkungsweisen schon früh genutzt, aber erst eine regelungstechnische Betrachtungsweise brachte eine umfassende Erklärung.



**Abb.7: Darstellung der Gegenkopplung als Regelkreis**

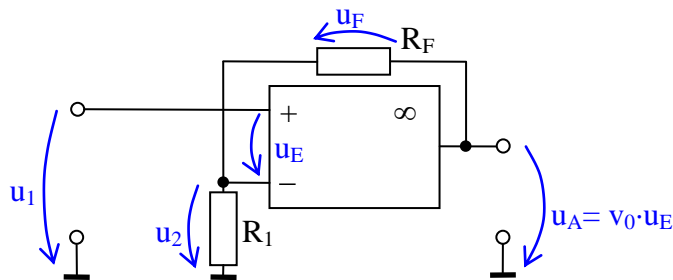
Bei einer Verstärkung von  $v_0 \approx \infty$  hängt die Gesamtverstärkung  $v_u$  praktisch nur von der gegengekoppelten Rückführung mit  $0 < k < 1$  ab (Minuszeichen bei der Summation). Eine Mitkopplung hätte ein Pluszeichen bei der Summation, wodurch der Nenner mit steigendem  $k$  zu Null werden kann (Instabilität oder Eigenschwingungen).

Für unseren Operationsverstärker sind zwei Schaltungsvarianten für eine Rückführung möglich – **Spannungs- und Stromgegenkopplung**.

<sup>6</sup> Z.B. ergibt  $v_u = 10^5 = 100$  dB und die dagegen geringe  $v_{\pm} = 3,16 = 10$  dB ein  $k_{\text{CMR}} = 90$  dB. Dabei würde (ohne Offsetspannung)  $u_A = v_u \cdot 100 \mu\text{V} = 10$  V und  $U_{A\pm} = v_{\pm} \cdot 5$  V = 15,8 V.



In der Schaltung nach Abb.8 wird ein Teil der **Ausgangsspannung** an den **negierenden Eingang** zurückgeführt – **Spannungsgegenkopplung**.



$$u_2 = u_A \frac{R_1}{R_1 + R_F} = \frac{u_A}{1 + R_F/R_1}$$

$$u_E = u_1 - u_2 = u_1 - \frac{u_A}{1 + R_F/R_1}$$

**Abb.8: Spannungsgegenkopplung – nichtinvertierender Verstärker**

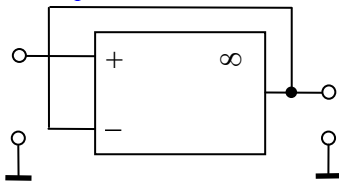
Dabei wird die Gesamtverstärkung

$$v_u = \frac{u_A}{u_1} = \frac{u_A}{u_E + u_A / (1 + R_F/R_1)} = \frac{u_A}{u_A / v_0 + u_A / (1 + R_F/R_1)}$$

$$v_u \approx 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad \text{für} \quad v_0 \rightarrow \infty .$$

(2)

Die Leerlaufspannungsverstärkung  $v_u$  der gesamten Schaltung ist durch das **Verhältnis der Widerstände  $R_F$  und  $R_1$**  sehr genau einzustellen. (Das gilt, solange  $v_0 \gg 1 + R_F/R_1$  ist.) Dabei ergibt der Fall  **$R_F = 0$  als Sonderfall  $v_u = 1$**  ( $R_1$  kann dabei auch  $\infty$  sein).



**Abb.9: Nichtinvertierender Verstärker mit  $v_u = 1$**

Der **Eingangswiderstand** ergibt sich für den nichtinvertierenden Verstärker zu

$$R_{Eges} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_E + u_A / (1 + R_F/R_1)}{i_1} = \frac{u_E}{i_1} \left( 1 + \frac{v_0}{1 + R_F/R_1} \right)$$

$$R_{Eges} \approx R_E \frac{v_0}{v_u} .$$

(3)

D.h., der Eingangswiderstand wird in dem Maße vergrößert, wie die Verstärkung verkleinert wird (für  $v_u = 100$  wird z.B.  $R_{Eges} = R_E \cdot 200000/100 = R_E \cdot 2000$  und nach Tabelle 1  $R_E = 2 \text{ M}\Omega$  bis  $1,5 \text{ T}\Omega \cdot 2000 = 4 \text{ G}\Omega$  bis  $3000 \text{ T}\Omega$ ). Diese **hohen erreichbaren Eingangswiderstände** sind der Hauptanwendungsfall des nichtinvertierenden Verstärkers, der deshalb auch **Elektrometerverstärker** genannt wird.

Zur Dimensionierung des Spannungsteilers  $R_F, R_1$  wird der Querstrom mindestens  $10 \cdot (I_1 + I_{i0})$  (unbelasteter Teiler) aber nicht größer als 95%  $I_{Amax}$  (Ausgangsstrom wird für den Ausgang benötigt) gewählt.

Bei Einbeziehung der **Gleichtaktverstärkung** in die Untersuchungen zeigt sich das Problem, dass deren Einfluss sehr störend sein kann und **keine Verbesserung durch die Gegenkopplung** erfährt. Deshalb sind dem Einsatz dieser Variante Grenzen gesetzt.

In der Schaltung nach Abb.10 wird der **Strom  $i_F$**  vom Ausgang **zum negierenden Eingang** zurückgeführt – **Stromgegenkopplung**.

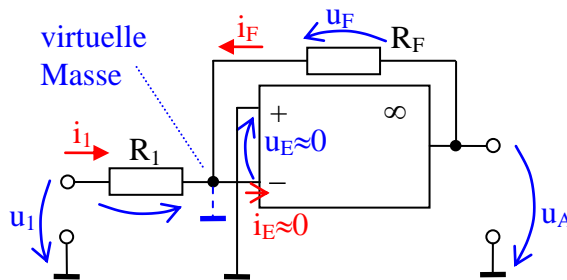


Abb.10: Stromgegenkopplung – invertierender Verstärker <sup>7</sup>

Damit wird die Gesamtverstärkung

$$v_u = \frac{u_A}{u_1} = \frac{u_A / -i_F}{u_1 / i_1} = -\frac{R_F}{R_1} .$$

(4)

Gleichung (4) sagt einmal aus, dass die **Gesamtverstärkung negativ** und somit die Ausgangsspannung invertiert (negiert oder 180° phasenverschoben) ist und dass zum anderen wiederum nur das **Verhältnis der Widerstände  $R_F$  und  $R_1$**  die Verstärkung bestimmt.

Durch das Minuszeichen (infolge der Schaltungsvariante) wird die **Gleichtaktverstärkung in gleichem Maße verringert** und kann hier gut beherrscht werden.

Der **Eingangswiderstand** der Gesamtschaltung findet dagegen **keine Verbesserung**.

$$R_{\text{Eges}} = \frac{u_1}{i_1} = R_1$$

(5)

Außerdem kann  $R_1$  nicht beliebig hoch gewählt werden (siehe Hinweise Abschnitt 2.1 nach 2. Der Eingangsruhestrom).

Da für sehr viele Anwendungen der Eingangswiderstand ausreichend ist und da das Invertieren nicht behindert (bzw. durch eine zweite Stufe behoben werden kann), wird diese **Schaltung hauptsächlich angewandt**.

Weitere Parameter werden **durch die Gegenkopplung in gleichem Maße verbessert**, so z.B. die **Temperaturdrift, der Frequenzgang** (siehe Hinweise Abschnitt 2.1 nach 5. Der Frequenzgang), der **Ausgangswiderstand** oder auch geringe **Nichtlinearitäten** in der Kennlinie. Insbesondere damit die genutzten Näherungen gültig sind und nicht immer mehr Zusatzeffekte behandelt werden müssen, sollte die **Gesamtverstärkung einer Stufe nicht wesentlich über 100** liegen. (Bei den heutigen Preisen ist eine zweite Verstärkerstufe erheblich billiger als der sonst folgende Entwicklungsaufwand.)

## 2.3 Dimensionierung von Operationsverstärkerschaltungen

Die Dimensionierung soll an einem Beispiel erörtert werden. Dazu steht die Aufgabe, das Signal eines Sensors auf das Standardeingangssignal einer SPS oder einer PC-I/O-Karte zu verstärken, um den vollen Bereich der Auflösung des Analog-Digital-Wandlers zu nutzen. Der Sensor liefert eine **Ausgangsleerlaufspannung** von  $u_{\text{sen}} = 0 \dots \pm 100 \text{ mV}$  bei einem **Innenwiderstand** des Sensors von  $R_{\text{sen}} = 500 \Omega$ . Das **Ausgangssignal** soll  $u_a = 0 \dots \pm 10 \text{ V}$  betragen.

Es wird als Operationsverstärker ein **Standardtyp** nach Tabelle 1 eingesetzt.

Dafür müssen die **Schaltung dimensioniert** (Schaltungsvariante, Verstärkung, Steuerkennlinie sowie  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_F$ ), der **Eingangs-** und der **Ausgangswiderstand** kontrolliert, der **Frequenzgang** und die **Drift** überprüft werden.

<sup>7</sup> Da  $i_E = u_E/R_E$  ist, muss auch  $i_E \approx 0$  sein.

**Bestimmung der Verstärkung:**

Die notwendige **Verstärkung** ergibt sich aus der vorhandenen maximalen Eingangsspannung und der maximal geforderten Ausgangsspannung nach der Verstärkung.

$$v_u = \frac{u_{A \text{ SollMax}}}{u_{1 \text{ IstMax}}} = \frac{10 \text{ V}}{100 \text{ mV}} = 100$$

(Wird der invertierende Verstärker gewählt, muss  $v_u = -100$  realisiert werden.)

**Bestimmung der Schaltungselemente ( $R_1$  sowie  $R_F$ ):**

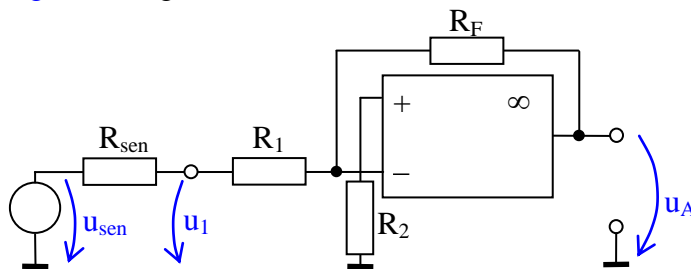
Die Widerstände an den beiden Eingängen sollten  $R_{1/2} < \text{bis } \approx U_{i0}/I_{i0} = 50 \text{ k}\Omega$  (vergleiche Abschnitt 2.1 nach 2. Der Eingangsruhestrom) sein. In der Praxis wählt man 10 bis 20 k $\Omega$ . Dafür ist zu prüfen, ob der **Eingangswiderstand genügend groß** gegenüber dem Innenwiderstand des Sensors ( $R_E \gg R_{\text{sen}}$ ) ist, damit das Sensorsignal  $u_{\text{sen}}$  möglichst vollständig am Verstärkereingang zur Verfügung steht. Für den invertierenden Verstärker folgt,  $R_E \equiv R_1 = 10 \dots 20 \text{ k}\Omega \gg 500 \Omega$ . Das entspricht einem Spannungsverlust von 5% ... 2,5% und ist in der Praxis vertretbar (evtl. kann es durch geringfügig höher justierte Verstärkung ausgeglichen werden; es findet aber **keine unnötige Verringerung der Messgröße** und somit der Auflösung und daraus folgend der Genauigkeit statt).

**Es wird gewählt:** Schaltungsvariante **invertierender Verstärker** und  $R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$  ( $R_2$  aus Symmetriegründen gleich, da  $20 \text{ k}\Omega \parallel 2 \text{ M}\Omega \approx 20 \text{ k}\Omega$ ).

Damit kann nach (4)  $R_F$  bestimmt werden.

$$v_u = -\frac{R_F}{R_1} \quad \text{d.h.} \quad R_F = -v_u R_1 = -(-100) 20 \text{ k}\Omega = 2 \text{ M}\Omega$$

Die **Schaltung** dazu zeigt Abb.11.



**Abb.11: Gewählte und dimensionierte Schaltung des Verstärkers**

(Zur Korrektur der Verstärkung und der Bauelementeungenauigkeiten kann z.B.  $R_F$  als Einstellregler ausgelegt werden.)

Damit die **Verstärkungskennlinie** im Bereich  $\pm 10 \text{ V}$  linear ist, sollte die Batteriespannung  $+12 \text{ V}$  und  $-12 \text{ V}$  **gewählt** werden (je nach Netzteil oder Batterien sind auch  $\pm 15 \text{ V}$  möglich).

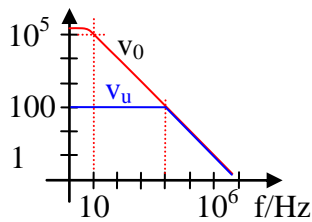
**Kontrolle des Ausgangswiderstandes:**

Der **Ausgangswiderstand** des Signals wird durch die Gegenkopplung noch verkleinert<sup>8</sup> und beträgt  $R_{\text{Ages}} \approx R_A v_u/v_0 = 75 \Omega \cdot 100/200000 = 38 \text{ m}\Omega$ .

**Kontrolle des Frequenzganges:**

Aus der Darstellung von Abb.6 kann der **Frequenzgang** für eine Verstärkung von 100 gezeichnet werden (Abb.12). Alternativ kann mit dem Produkt aus Verstärkung und Bandbreite gerechnet werden.

<sup>8</sup> Tietze, Ulrich und Schenk, Christoph: Halbleiterschaltungstechnik, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York 1991



**Abb.12: Frequenzgang für Verstärkung  $v_u = 100$**

Es ist ablesbar, dass der Frequenzgang von 0 bis 10 kHz reicht. Das muss mit den Daten des Sensorsignals verglichen werden. Sind dessen Signalfrequenzen höher, können z.B. zwei Verstärkerstufen mit jeweils der Verstärkung 10 hintereinander genutzt werden.

### Kontrolle der Drift:

Eine Betrachtung der **Drift** über den gesamten **Einsatztemperaturbereich** (z.B. 0 °C bis 50 °C) ergibt mit  $6 \mu\text{V/K}$  und  $v_u = 100$  eine Spannungsunsicherheit am Ausgang von  $u_A = 30 \text{ mV}$ . Dagegen werden kurzzeitige **Temperaturschwankungen** des Chips von ca. 5 K eine Spannungsschwankung am Ausgang von  $u_A = 3 \text{ mV}$  ergeben. Das Erstere bedeutet, dass entweder ein **Spannungsfehler** von 30 mV (entspricht  $30 \text{ mV}/10\text{V} = 3 \text{ ‰}$  des Endwertes) verkraftbar sein muss oder gemäß der Umgebungstemperatur eine Nullpunktkorrektur erforderlich ist. Das Zweite bedeutet, dass eine **Spannungsungenauigkeit** von 3 mV (entspricht  $0,3 \text{ ‰}$  des Endwertes) in Kauf genommen werden muss.

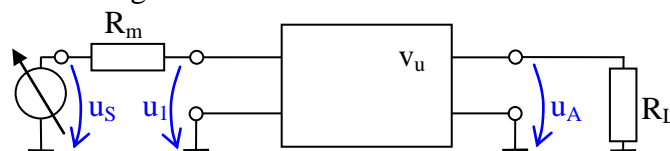
## 2.4 Messen von Parametern bei Operationsverstärkern

Für einen praktischen Einsatz sind die **Parameter** (Verstärkung, Eingangswiderstand, Verstärkungskennlinie, Ausgangswiderstand, Frequenzgang und Drift) des Verstärkers **durch Messungen** zu bestätigen und evtl. zu justieren. Es kann notwendig sein, dieses im gesamten vorgesehenen Einsatztemperaturbereich zu realisieren.

**Vor den Messungen ist ein Nullabgleich durchzuführen** (wenn vorgesehen, siehe Abb.4).

### Messung der Verstärkung, Verstärkungskennlinie und des Frequenzgangs:

Die **Verstärkung** der Spannung bei ausgangsseitigem Leerlauf  $v_{u\text{leer}}$  muss mit  $R_L = \infty$  gemessen werden. Dabei sind **Testsignale** (am sinnvollsten Sinussignale) auf den Eingang zu geben und entsprechend der Signaleigenschaften zu messen (z.B. mit einem Oszilloskop von der positiven Spannungsspitze bis zur negativen Spannungsspitze des Sinussignals  $u_{ss}$ ). Da das Messgerät am Eingang direkt parallel liegt, zeigt es unmittelbar die richtige Spannung. Am Ausgang muss der Messgeräteinnenwiderstand einen Leerlauf bedeuten.



**Abb.13: Messschaltung für den Operationsverstärker**

Die Verstärkung ist für den gesamten Aussteuerbereich (**Verstärkungskennlinie**) und den gesamten Frequenzbereich (**Frequenzgang**) zu ermitteln. Dabei sollte neben der Amplitude auch die Kurvenform kontrolliert werden, sonst führen Verzerrungen der Kurvenform zu groben Fehlern<sup>9</sup>.

<sup>9</sup> Bei Sinusform sind nur nichtlineare Verzerrungen (z.B. eine Begrenzung) zu erwarten. Bei z.B. Rechtecksignalen müssen auch lineare Verzerrungen durch den Frequenzgang beachtet werden.

**Messung des Eingangswiderstandes:**

Werden in der Messschaltung nach Abb.13 die Signalspannung  $u_s$  und die Eingangsspannung  $u_1$  gemessen, kann bei bekanntem Messwiderstand  $R_m$  der **Eingangswiderstand für die Signale** berechnet werden.

$$R_{\text{Eges}} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_1 R_m}{(u_s - u_1)}$$

Der Messwiderstand sollte aus Gründen der Genauigkeit etwa die Größe des Eingangswiderstandes haben.

**Messung des Ausgangswiderstandes:**

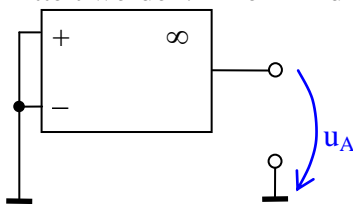
Wird in der Messschaltung nach Abb.13 die Ausgangsspannung  $u_A$  einmal für Leerlauf  $u_{A1}$  und zweitens für einen Lastwiderstand  $u_{A2}$  gemessen, kann bei bekanntem Lastwiderstand  $R_L$  der **Ausgangswiderstand für die Signale** bestimmt werden (solange lineare Verhältnisse gelten).

$$R_{\text{Ages}} = \frac{u_{RA2}}{i_{A2}} = \frac{u_{A1} - u_{A2}}{i_{A2}} = \frac{u_{A1} - u_{A2}}{u_{A2}} R_L$$

Hierbei sollte der Lastwiderstand aus Gründen der Genauigkeit etwa die Größe des Ausgangswiderstandes haben (für  $R_L = R_A$  wäre  $u_{A1} = 2u_{A2}$ ; es darf aber nicht der maximale Ausgangsstrom des OV-Bausteins überschritten werden)<sup>10</sup>.

**Messung der Drift:**

Die **Drift** kann nur durch präzise Messungen im Temperaturschrank und Beobachtung über längere Zeit ermittelt werden. Einen Eindruck gibt die Messung nach Abb.14.



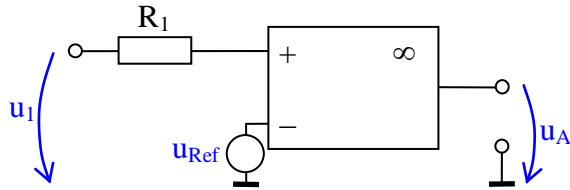
**Abb.14: Beobachtung der Drift**

Die Eingänge werden beide direkt auf Masse gelegt, ohne Gegenkopplung mit voller Verstärkung wird der Nullpunkt justiert und die Ausgangsspannung beobachtet. Bei sehr schlechten Exemplaren kann der Nullabgleich nicht erreicht werden, aber auch bei den besseren läuft die Ausgangsspannung nach wenigen Sekunden bis Minuten weg und erreicht meist sogar die positive oder negative Sättigung. Nur bei relativ guten Exemplaren, die nicht in die Sättigung laufen, können aus den Schwankungen brauchbare Rückschlüsse gezogen werden.

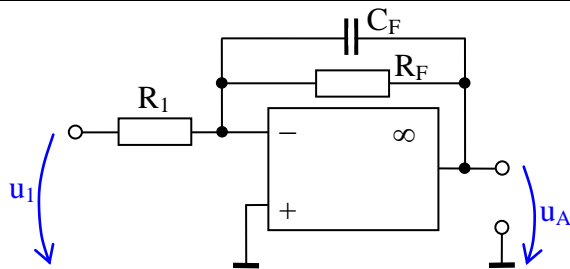
## 2.5 Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Bei den folgenden Schaltungsbeispielen werden nur die für die Funktion signifikanten Bauelemente dargestellt. Für eine praktische Nutzung sind die Spannungsversorgung und je nach Typ eine Nullpunkt Korrektur oder Frequenzkompensationsschaltungen nach Herstellerangaben hinzuzufügen. Anstelle über  $R_2$  wird der nichtinvertierende Eingang wegen der Übersichtlichkeit auf Masse gelegt.

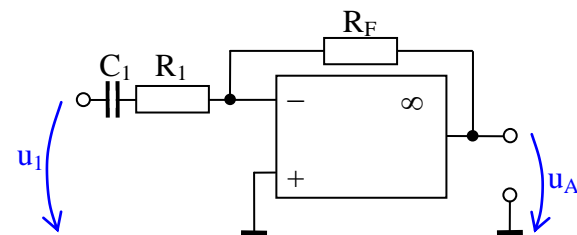
<sup>10</sup> Vergleiche Abschnitt Grundstromkreis in AEP I.

**Komparator****Abb.15: Komparatorschaltung mit Operationsverstärker**

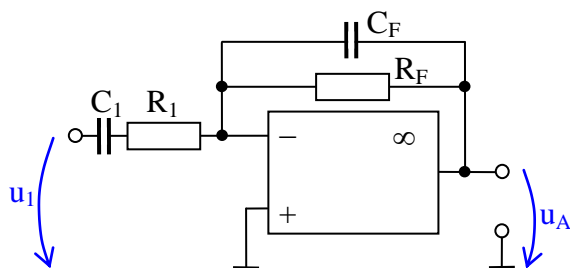
Ist die Spannung  $u_1$  gerade größer als die Referenzspannung  $u_{Ref}$  wird durch die hohe Eigenverstärkung  $u_A \approx +U_{Bat}$ , für  $u_1 < u_{Ref}$  folgt  $u_A \approx -U_{Bat}$ . Für diese Komparatorschaltung muss kein besonders guter Operationsverstärker eingesetzt werden. Es gibt dafür ausgelegte Typen, die durch ihre geringere Eigenverstärkung sogar etwas schneller „umklappen“.

**Verstärker mit Tief-, Hoch- und Bandpassverhalten****Abb.16: Verstärker mit Tiefpassverhalten**

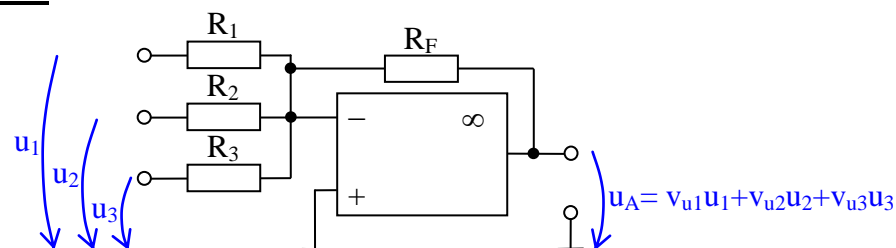
Mit steigender Frequenz vergrößert  $C_F$  den Strom der Gegenkopplung und somit wird die Verstärkung geringer. Bei  $f = \infty$  wird die Verstärkung somit Null. Die obere Grenzfrequenz wird  $f_{go} = 1/2\pi R_F C_F$

**Abb.17: Verstärker mit Hochpassverhalten**

Bei  $f = 0$  Hz ist  $i_1 = 0$  und die Verstärkung wird Null. Mit steigender Frequenz vergrößert  $C_1$  den Strom am Eingang und somit die Verstärkung bis  $-R_F/R_1$  (aber nur bis zur Frequenzgrenze des OV). Die untere Grenzfrequenz wird  $f_{gu} = 1/2\pi R_1 C_1$

**Abb.18: Verstärker mit Bandpassverhalten**

Die beiden Kondensatoren wirken sowohl wie bei Abb.16 und bei Abb.17. Das ist nur sinnvoll, wenn mit steigender Frequenz zuerst der Hochpass (mit  $f_{gu}$ )  $v_u$  vergrößert und danach der Tiefpass (mit  $f_{go}$ )  $v_u$  wieder verkleinert.

**Summation****Abb.19: Summierender Verstärker**

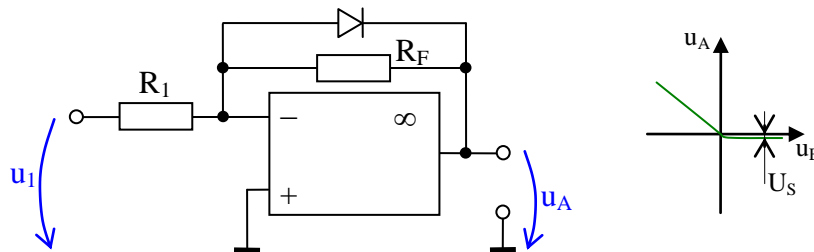
$$u_A = v_{u1}u_1 + v_{u2}u_2 + v_{u3}u_3$$

Aus dem Knotenpunktsatz in Abb.19 folgt  $i_1 + i_2 + i_3 = -i_F$  und somit wird

$$u_A = -\left(\frac{R_F}{R_1} u_1 + \frac{R_F}{R_2} u_2 + \frac{R_F}{R_3} u_3\right).$$

Sind in Abb.19  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_3$  gleich, sind auch die Verstärkungsfaktoren  $v_{u1}$ ,  $v_{u2}$  und  $v_{u3}$  gleich, ansonsten entsprechen diese dem jeweiligen Verhältnis von  $R_x$  zu  $R_F$ .

### Beispiel der Wirkung nichtlinearer Bauelemente

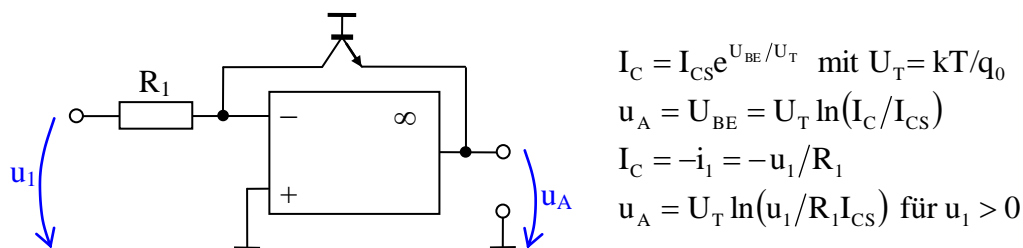


**Abb.20: Diode in der Gegenkopplung**

Eine positive Eingangsspannung gibt eine negative Ausgangsspannung, bis die Schwellspannung der Diode erreicht und diese so niederohmig wird, dass sich die Verstärkung zu Null ergibt. Bei einer negativen Eingangsspannung und somit positiver Ausgangsspannung wirkt die Diode nicht.

Durch entsprechende Justierung sowie eine zweite Schaltung für die positive Eingangsspannung können Präzisionsgleichrichter (ohne Schwellspannungen) gebaut werden.

### Logarithmierender Verstärker



**Abb.21: Nutzung der Transistorkennlinie in der Gegenkopplung**<sup>11</sup>

Bei entsprechend präziser Justierung ist  $u_A$  (in einem bestimmten Aussteuerungsbereich) eine exakte Funktion des Logarithmus von  $u_1$ . Präzisionsschaltkreise nach diesem

Funktionsprinzip werden zur Multiplikation und Division eingesetzt. Jedes elektronische Wirkleistungs- und Echtheffektivwertmessgerät nutzt heute diese Schaltkreise.

Viele Schaltungen wie z.B. Summierer, Integrationsschaltungen usw. wurden insbesondere durch die Analogrechenntechnik hervorgebracht<sup>12</sup>.

<sup>11</sup> Vergleiche auch mit der Diodenkennlinie von Wagner.

<sup>12</sup> Tietze, Ulrich und Schenk, Christoph: Halbleiterschaltungstechnik, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York 1991



## 2.6 Übungsaufgaben zum Operationsverstärker

### Aufgabe: 1

Ein Vorverstärker mit dem Operationsverstärkerschaltkreis TBA 221B (kompatibel mit  $\mu\text{A} 741$  Tabelle 1) ist zu Dimensionieren. Gegeben:

Eingangsspannung (Spannung des Mikrofons)	= max. 2,5 mV ,
Innenwiderstand des Mikrofons	= 200 $\Omega$ und
Ausgangsspannung für einen Line - Eingang	= bis 200 mV.

### Aufgabe: 2

Ein Impedanzwandler mit dem Operationsverstärkerschaltkreis TBA 221B (kompatibel mit  $\mu\text{A} 741$  Tabelle 1) ist zu Dimensionieren. Gegeben:

Kapazität der Kondensatormikrofonkapsel $C_{\text{Mic}}$	= 10 pF
Geforderte untere Grenzfrequenz	= 20 Hz
Spannungsänderung am Kondensator	= max. 2,5 mV ,
Ausgangswiderstand des Wandlers	< 200 $\Omega$ und
Ausgangsspannung für einen Mikrofon - Eingang	= bis 2,5 mV.

Frage 0: Wie groß muss ein Vorwiderstand zur Spannungsversorgung für das Kondensatormikrofon  $R_V$  gewählt werden?  
(Hinweis: aus  $\omega_{\text{gu}} = 1/R_V C_{\text{Mic}}$  folgt  $R_V = 1/2\pi f_{\text{gu}} C$ )

### Aufgabe: 3

Ein Messverstärker mit dem Operationsverstärkerschaltkreis TBA 221B (kompatibel mit  $\mu\text{A} 741$  Tabelle 1) ist zu Dimensionieren. Gegeben:

Eingangsspannung (Leerlaufspannung des Messwandlers)	= 0 bis 250 mV ,
Innenwiderstand des Messwandlers	= 200 $\Omega$ und
Ausgangsspannung entsprechend dem Standardsignal	= 0 bis 10 V.

Für Beide Aufgaben sind die folgenden Fragen zu untersuchen:

Frage 1: Wie groß muss  $v_u$  sein?

Frage 2: Kann der invertierende Verstärker verwendet werden?

Frage 3: Welche Werte sind für  $R_1$  und  $R_2$  zu wählen?

Frage 4: Was ergibt sich für  $R_F$ ?

Frage 5: Welche Versorgungsspannungen sollten für die notwendige Aussteuerbarkeit gewählt werden (es sind  $\pm 4$  bis  $\pm 15$  V spezifiziert)?

Frage 6: Wie groß werden der Eingangs-, der Ausgangswiderstand, der Frequenzgang und die Drift?

Zusatzfrage: Wie ist die Schaltung (in Aufgabe: 1 und Aufgabe: 3) zu verändern, damit ein Tiefpass mit  $f_{\text{go}} = 15$  kHz hochfrequentes Rauschen nicht mitverstärkt?

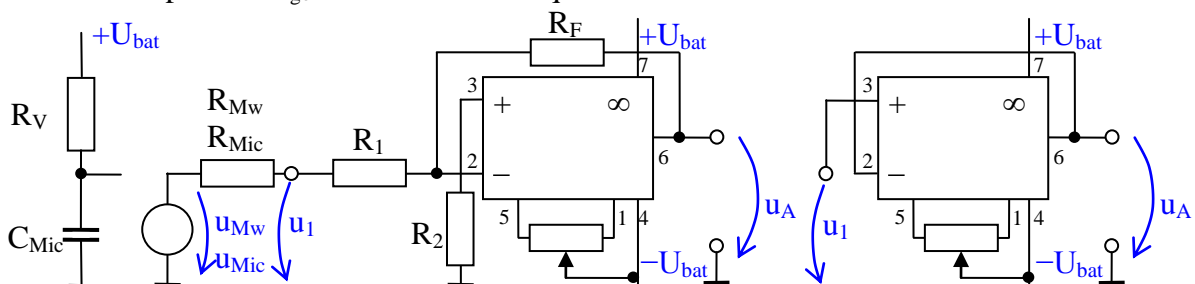


Abb.22: Schaltungen mit Nullabgleich und Pinbelegung des Bausteins



### 3 Literaturverzeichnis

- [ 1 ] Dörner, Dietrich: Die Logik des Misslingens, S. 58 und insgesamt, Rowohlt Verlag GmbH 1989
- [ 2 ] Mierdel, G.: Elektrophysik, S. 15-74, insbesondere 42 ff und 66 ff, VEB Verlag Technik Berlin 1970
- [ 3 ] Spenke, Eberhard: Elektronische Halbleiter, S. 4-30 und 247-390, Springer Verlag Berlin/Heidelberg/New York 1965
- [ 4 ] Paul, Reinhold: Halbleiterphysik, S. 78-125, VEB Verlag Technik Berlin 1974
- [ 5 ] Weißmantel, Christian und Hamann, Claus; Grundlagen der Festkörperphysik, S. 88, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften Berlin 1981
- [ 6 ] Boeck, Erich: Theoretische Untersuchungen des Impulsverhaltens von Lumineszenzdioden, Heft 9 S. 989-994, Wissenschaftliche Zeitschrift der Universität Rostock 27. Jahrgang (1978) Mathematisch-Naturwissenschaftliche Reihe
- [ 7 ] Lindner, Brauer, Lehmann: Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik, S. 402-411 und 424-425, Fachbuchverlag Leipzig-Köln 1993
- [ 8 ] Tietze, Ulrich und Schenk, Christoph: Halbleiterschaltungstechnik, insgesamt, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York 1991