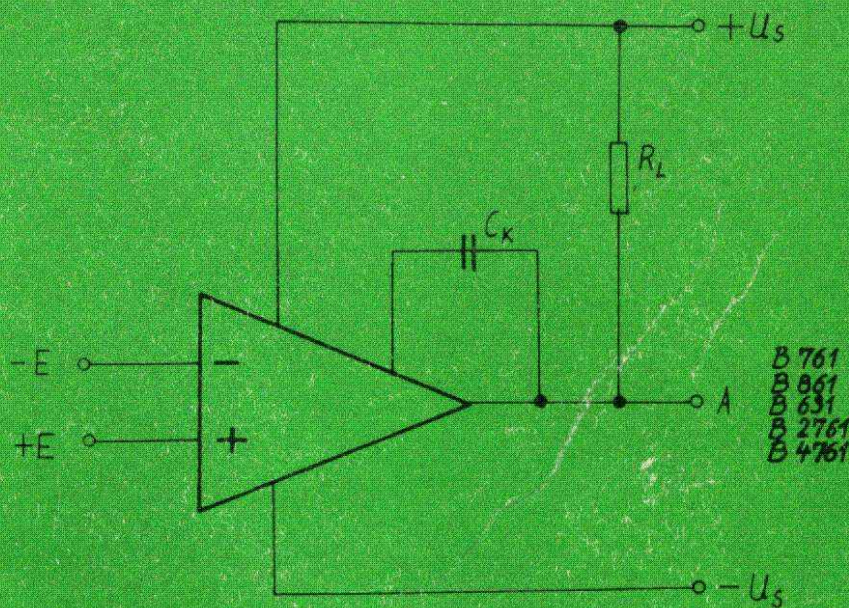


## RFT



Operationsverstärker

1. Grundeigenschaften von Operationsverstärkern (OpV)
  - 1.1. Allgemeine Kenngrößen
  - 1.2. Dynamische Eigenschaften
2. Grundschaltungen — Berechnungshinweise
  - 2.1. Invertierender Verstärker
  - 2.2. Nichtinvertierender Verstärker
  - 2.3. Kompensation der Eingangsoffsetspannung
3. Aufbau und Besonderheiten des OpV B 761 und der dazugehörigen Ableitertypen
4. Schaltungsbeispiele
  - 4.1. Schaltungen als NF-Verstärker
    - Kopfföhrenverstärker
    - Wiedergabezenterrer für Kassettengeräte
    - Rumpelfilter
    - Durchstimmbares aktives Sperrfilter
  - 4.2. Schaltungen zur Spannungsstabilisierung
    - Stabilisierungsschaltungen
    - Symmetrische Spannungsversorgung für OpV
  - 4.3. Sonstige Schaltungen
    - Ladeschaltung für Kleinakkumulatoren
    - Lichtstrahkenempfdnger
    - Kleinthermostat
    - Impuls-generator
    - Labornetzteil
    - Multizetvorsatz für Wechselspannungen
5. Technische Daten, Grenzwerte
6. Allgemeine Hinweise zum Einsatz der OpV

Mit dem Bastlerbeutel 13 und den in ihm enthaltenen Operationsverstärkern (nachstehend OpV bezeichnet) stellen wir Ihnen eine interessante Bauelementengruppe vor, die besonders den anspruchsvollen Amateur reizen wird. Den zahlreichen Schaltungsbeispielen, die die Breite der Einsatzmöglichkeiten allerdings nur andeuten können, haben wir bewußt Hinweise zu Grundeigenschaften von OpV und deren Schaltungsberechnungen vorangestellt. Diese sind stark vereinfacht und sollen dazu dienen, dem noch nicht so versierten Bastler einen grundsätzlichen Überblick zu vermitteln.

OpV sind Gleichspannungsverstärker, die ursprünglich in der Analogtechnik eingesetzt wurden. Während OpV mit Röhren oder diskreten Transistoren sehr groß und bauelementeaufwendig waren, ermöglicht die integrierte Schaltungstechnik die preiswerte Herstellung von OpV mit kleinem Raumbedarf. OpV haben sich zu universell einsetzbaren Bauelementen entwickelt, die in allen Bereichen der Elektronik anwendbar sind.

Die Darstellung der Grundeigenschaften und die Schaltungsbeispiele können nur Anregungen zur Anwendung von OpV geben, aus ihnen lassen sich eine Vielzahl weiterer Einsatzmöglichkeiten ableiten.

Vor dem Aufbau der Schaltungen und deren Inbetriebnahme sollten Sie sich auf jeden Fall mit den technischen Daten und Grenzwerten der OpV und den allgemeinen Hinweisen vertraut machen.

# 1. Grundeigenschaften von OpV

Bild 1 zeigt das Symbol für die Darstellung eines OpV.

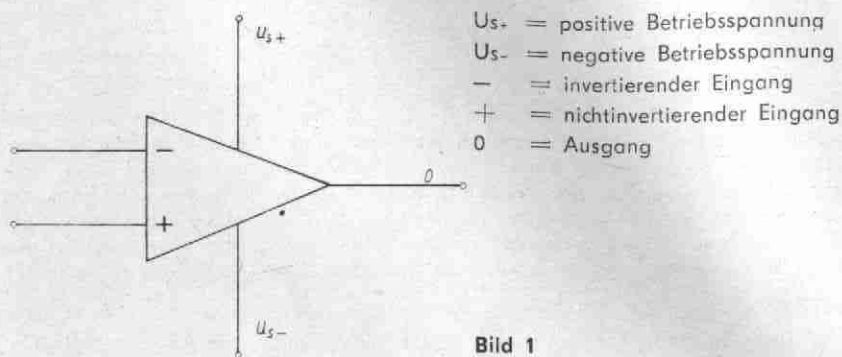


Bild 1

Ein idealer OpV hat folgende Eigenschaften:

- Werden invertierender (umkehrender) Eingang und nichtinvertierender Eingang miteinander verbunden, so liegt am Ausgang eine Spannung von 0 Volt.
- Liegt am nichtinvertierenden Eingang eine Spannung, die positiver als die am invertierenden Eingang ist, so steigt die Spannung am Ausgang bis zur positiven Betriebsspannung. Ist sie dagegen negativer, sinkt die Ausgangsspannung bis zur negativen Betriebsspannung. Die Verstärkung des OpV ist dabei unendlich groß.
- In die Eingänge fließt kein Strom (die Eingangswiderstände sind unendlich groß).
- Die Ausgangsspannung ist unabhängig vom Strom (der Ausgangswiderstand ist 0).

In der Praxis lassen sich solche OpV natürlich nicht herstellen. Die Abweichungen von diesen idealen Werten sind die wichtigsten Kenngrößen von OpV.

## 1.1. Allgemeine Kenngrößen

### Eingangsoffsetspannung U<sub>io</sub>

Die Eingangsoffsetspannung ist die Spannung, die an invertierenden und nichtinvertierenden Eingang anzulegen ist, um am Ausgang eine Spannung von 0 Volt zu erreichen.

### Eingangsbiasstrom I<sub>IB</sub>

Der Eingangsbiasstrom ist der Basisstrom der Eingangstristoren des OpV. Angegeben wird der Mittelwert beider Eingangsströme.

$$I_{IB} = \frac{1}{2} (|I_{I+}| + |I_{I-}|)$$

Der Stromfluß ist für die Arbeitsfähigkeit der Eingangsstufen der OpV notwendig.

### Eingangsoffsetstrom I<sub>io</sub>

Der Eingangsoffsetstrom ist die Differenz zwischen beiden Eingangsströmen.

$$I_{io} = |I_{I+} - I_{I-}|$$

### Spannungsverstärkung V<sub>v</sub>

Die Spannungsverstärkung gibt an, um welchen Wert sich die Spannungsdifferenz am Eingang ändern muß, um eine bestimmte Ausgangsspannungsänderung zu erreichen.

$$V_u = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_I}$$

### Betriebsspannungsunterdrückung SVR

Die realen Kenngrößen sind betriebsspannungsabhängig.

Die Betriebsspannungsunterdrückung gibt an, um welchen Betrag die Differenzeingangsspannung geändert werden muß, um bei einer bestimmten Betriebsspannungsänderung den Ausgang wieder auf 0 Volt einzustellen.

$$SVR = \frac{\Delta U_I}{\Delta U_o} \quad \text{bei } U_o = \text{const.}$$

### Gleichtaktunterdrückung CMR

Der OpV soll nur Differenzsignale verstärken. Wird an beiden Eingängen die Spannung um den gleichen Betrag in gleicher Richtung geändert, so soll sich die Ausgangsspannung nicht verändern. Die Gleichtaktunterdrückung gibt an, um welchen Betrag die Differenzeingangsspannung geändert werden muß, um bei einer Gleichtaktverschiebung der Eingänge die Ausgangsspannungsänderung zu kompensieren.

$$CMR = \frac{\Delta U_{IGL}}{\Delta U_{I, diff}} \quad \text{bei } U_o = \text{const.}$$

Sonstige Eigenschaften werden unter Grenzkenngrößen (max. Betriebsspannung, max. Eingangsspannung, max. Ausgangsströme, Verlustleistung u. a. m.) angegeben, weitere Angaben beziehen sich auf Rauschen und Temperaturabhängigkeiten von Kenngrößen.

## 1.2. Dynamische Eigenschaften

OpV sind Gleichspannungsverstärker, die angegebenen Kenngrößen beziehen sich auf den Gleichspannungsbetrieb. Allgemein sind OpV bis in den NF-Bereich einsetzbar. Gegenkopplungen sorgen dabei für lineare Frequenzgänge in einem weiten Bereich. Bei hohen Frequenzen tritt ein Abfall der Verstärkung auf; die Änderung der Ausgangsspannung erfordert eine bestimmte Zeit (Spannungsanstiegsgeschwindigkeit oder „slew rate“). Außerdem treten zusätzliche Phasendrehungen zwischen Eingang und Ausgang auf, die besonders bei starken Gegenkopplungen (Verstärkung klein eingestellt) zum Schwingen führen können. Das Schwingen kann verhindert werden, indem die Verstärkung für hohe Frequenzen durch Frequenzkompensation herabgesetzt wird.

## 2. Grundsaltungen – Berechnungshinweise

Die nachstehend angegebenen Gleichungen sind stark vereinfacht. Sie gelten für

- offene Schleifenverstärkung eingestellte Verstärkung;
- unendlichen Eingangswiderstand;
- ohne Berücksichtigung der Offsetgrößen.

In den Detailschaltungen sind – soweit erforderlich – ergänzende Gleichungen angegeben.

### 2.1. Invertierender Verstärker

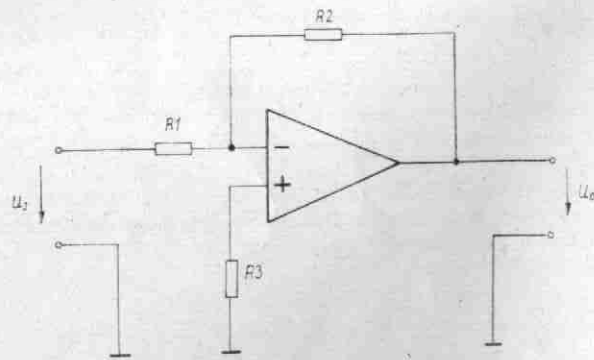


Bild 2 Invertierender Verstärker

Verstärkung:

$$\frac{U_O}{U_I} = - \frac{R_2}{R_1}$$

Eingangswiderstand:  $R_1 = R_3$

$R_3$  sollte so gewählt werden, daß  $R_3 = R_1 // R_2$  gilt. Dann bewirkt der Eingangsstrom keine zusätzliche Differenzeingangsspannung.

$$I_{in} \cdot R_3 \approx I_{in} \cdot R_1 // R_2$$

### 2.2. Nichtinvertierender Verstärker

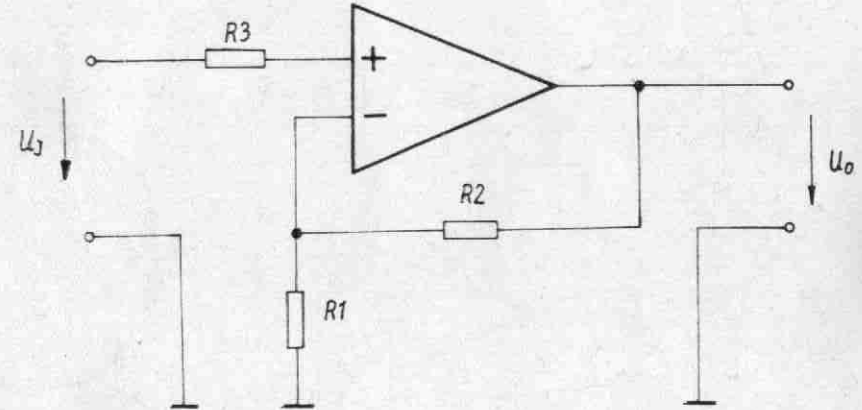


Bild 3

Verstärkung:

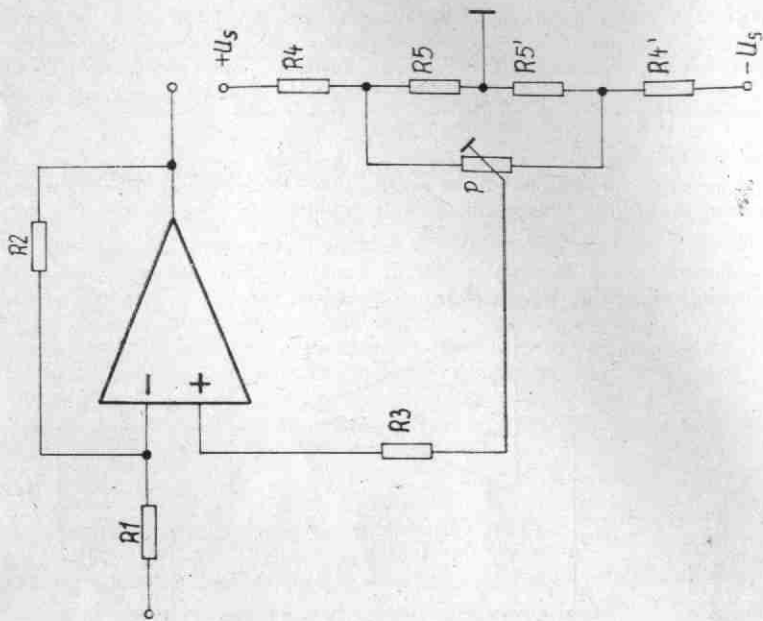
$$\frac{U_O}{U_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Eingangswiderstand: Bei idealen OpV ist der Eingangswiderstand unendlich. Für reale OpV entspricht er dem Differenzeingangswiderstand des OpV, multipliziert mit dem Verhältnis von Verstärkung ohne Gegenkopplung zu eingestellter Verstärkung. Zu beachten ist weiterhin, daß im Eingang der Biasstrom des nichtinvertierenden Eingangs fließt.

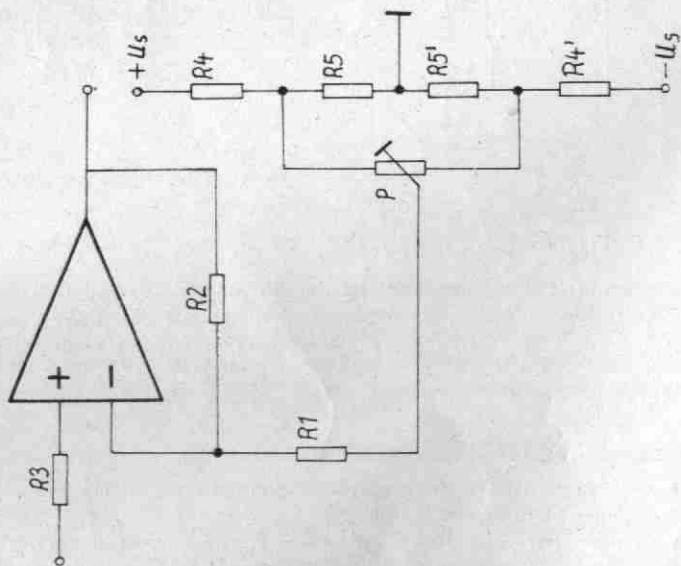
### 2.3. Kompensation der Eingangsoffsetspannung

Für viele Anwendungen ist die Eingangsoffsetspannung ohne Bedeutung (Wechselspannungsverstärker, viele Regelschaltungen).

Da die im Bastlerbeutel enthaltenen OpV keine speziellen Anschlüsse zur Offsetspannungskompensation besitzen, muß im Bedarfsfall eine Kompensation über die Eingangsanschlüsse erfolgen. Dazu sind folgende Schaltungen geeignet:



invertierender Betrieb



nichtinvertierender Betrieb

Bild 4 Offsetspannungskompensation 1

Die kompensierte Offsetspannung kann wie folgt berechnet werden:

$$U_{30} = U_5 \cdot \frac{R_5 \cdot 0,5 R_p}{R_4 (R_5 + 0,5 R_p)}$$

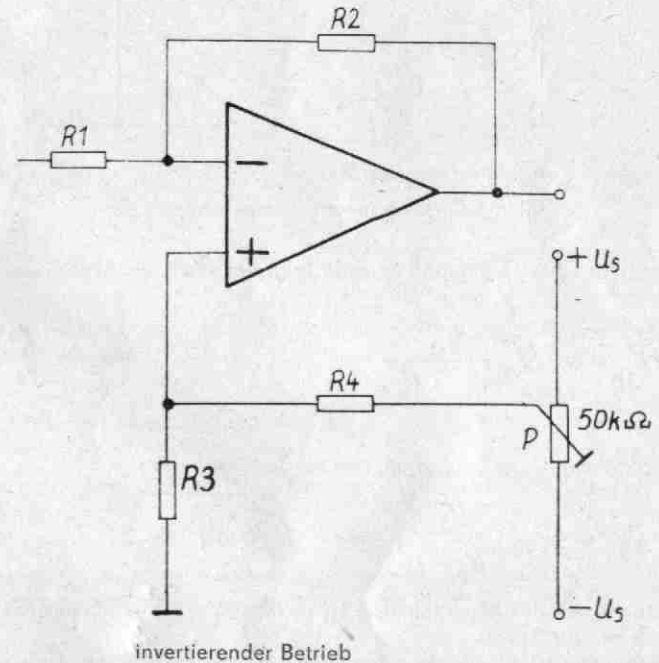
Für eine Offsetspannung von  $\pm 15$  mV und eine Betriebsspannung von  $\pm 10$  V ergeben sich folgende Werte:

$$R_4 = R_4' = 10 \text{ kOhm};$$

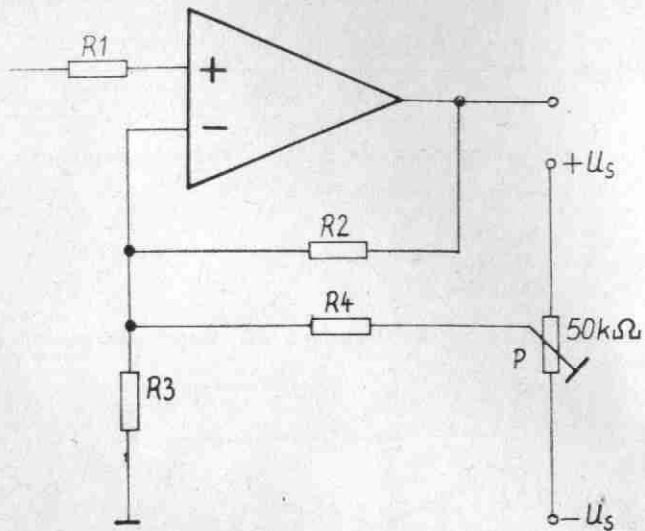
$$R_5 = R_5' = 33 \text{ Ohm};$$

$$P = 50 \dots 500 \text{ Ohm}.$$

Eine weitere Möglichkeit zur Kompensation der Eingangsoffsetspannung ist in Bild 5 dargestellt.



invertierender Betrieb



nichtinvertierender Betrieb

Bild 5 Offsetspannungskompensation 2

Die kompensierte Offsetspannung kann wie folgt berechnet werden:

$$U_{IO} = U_s \frac{R_3}{R_4 + R_3} \approx U_s \cdot \frac{R_3}{R_4}$$

Für  $U_{IO} = 15 \text{ mV}$  und  $U_s = 10 \text{ V}$  ergibt sich ein Teilverhältnis

$$R_4 = R_3 \cdot \frac{U_s}{U_{IO}} \approx 670 R_3$$

Der Widerstandswert des Potentiometers ist unkritisch, er sollte mindestens um den Faktor 10 kleiner als  $R_4$  sein.

In den Gleichungen ist die Betriebsspannung  $U_s$  direkt enthalten. Dies bedeutet, daß der Kompensationswert direkt von der Betriebsspannung abhängt, was sich besonders bei relativ großen zu kompensierenden Offsetspannungen bemerkbar macht. Bei großen Betriebsspannungsschwankungen kann sich dies nachteilig auswirken, deshalb wird eine Vorstabilisierung erforderlich. Eine Schaltung dazu zeigt Bild 6.

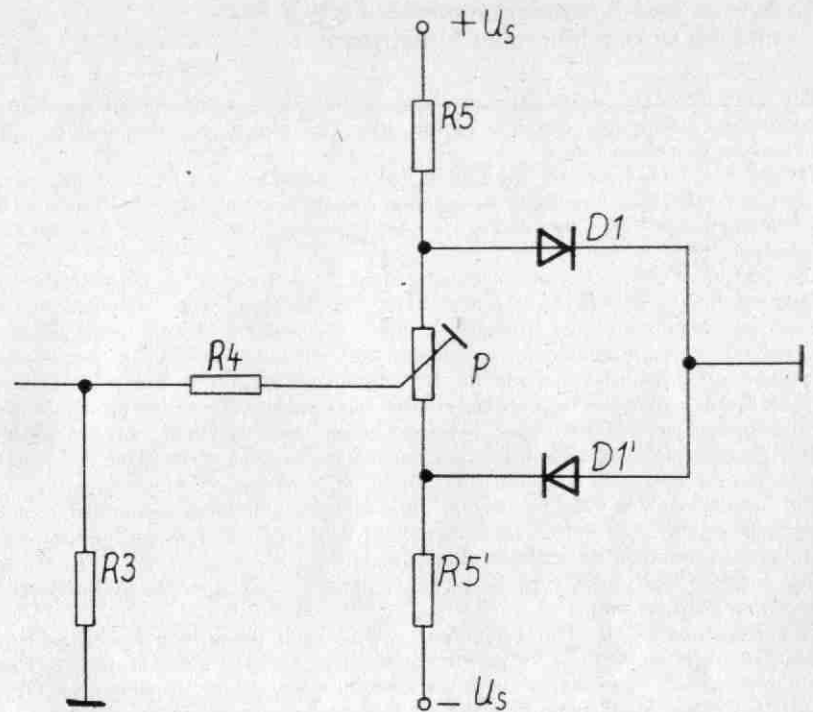


Bild 6 Reduzierung der Betriebsspannungsabhängigkeit der Offsetspannungskompensation

Die kompensierte Offsetspannung beträgt:

$$U_{IO} = U_{FD1} \cdot \frac{R_3}{R_4 + R_3} \quad \text{mit} \quad U_{FD1} \approx 0,7 \text{ V}$$

Die Widerstände  $R_5$  müssen so bemessen werden, daß bei der minimal auftretenden Betriebsspannung noch ein Strom durch die Dioden  $D_1$  fließt.

$$R_5 < 0,5 R_p \cdot \frac{U_s}{U_{FD}}$$

Der verbleibende Diodenstrom bei minimaler Betriebsspannung sollte etwa 1 mA betragen.

### 3. Aufbau und Besonderheiten der OpV B 761 und der dazugehörigen Ableittypen

Die OpV B 761 und die dazugehörigen Ableittypen sind für allgemeine Anwendungen vorgesehen. Tabelle 1 gibt einen Überblick über Arten und Besonderheiten der einzelnen Typen.

Neben den Grundtypen B 761 und B 861 werden OpV mit Darlingtoneingängen und OpV mit TTL-kompatiblen Ausgängen angeboten. Vom Grundaufbau sind alle Bauelemente der Familie identisch, variiert werden die Ein- und Ausgänge der Schaltung (Bild 7).

Die Schaltung besteht im einzelnen aus einer Eingangsstufe, die als einfacher bzw. Darlington-Differenzverstärker realisiert ist. An den beiden Kollektorwiderständen wird das verstärkte Signal abgegriffen und einer zweiten Verstärkerstufe zugeführt. Diese realisiert die Funktionen Invertieren bzw. Nichtinvertieren. Der Endverstärker besteht aus 2 Transistoren, die als Darlingtonstufe arbeiten oder für TTL-kompatiblem Betrieb aufgetrennt werden. Hierbei wird jeder Kollektor an einen Anschluß nach außen geführt und über einen externen Lastwiderstand mit der positiven Betriebsspannung verbunden. Der bei der Darlingtonstufe vorhandene Anschluß zur externen Frequenzkompensation steht damit nicht mehr zur Verfügung.

Der Doppel-OpV B 2761 besitzt ein eigenes Layout, in dem zweimal der gleiche Verstärkungsteil des Einfach-OpV verwendet wird. Die zur Frequenzgangkompensation erforderlichen Kapazitäten sind integriert.

Der Vierfach-OpV B 4761 besteht aus 4 gleichen OpV, die ebenfalls intern frequenzkompensiert sind.

Eine Besonderheit der hier behandelten OpV stellt der offene Kollektorausgang dar. Damit ist es möglich, Ausgangsströme bis zu  $I_0 = 70 \text{ mA}$  einzustellen. Neben der Möglichkeit, spezielle Schaltungen zu realisieren, ergibt sich damit im Gegensatz zu Gegentaktendstufen eine lineare Übertragungskennlinie.

Typ	Besonderheiten	Eingang			Ausgang		Frequenzkompensation
B 761 B 861	Einfach-OpV DIL - 6	einfach	Darlington	extern			
B 611		Darlington	TTL-kompatibel	ohne			
B 621		einfach					
B 631		Darlington			extern		
B 2761	Doppel-OpV DIL - 8	einfach	Darlington	intern			
B 4761	Vierfach-OpV DIL - 14						

Tabelle 1 Typenfamilie

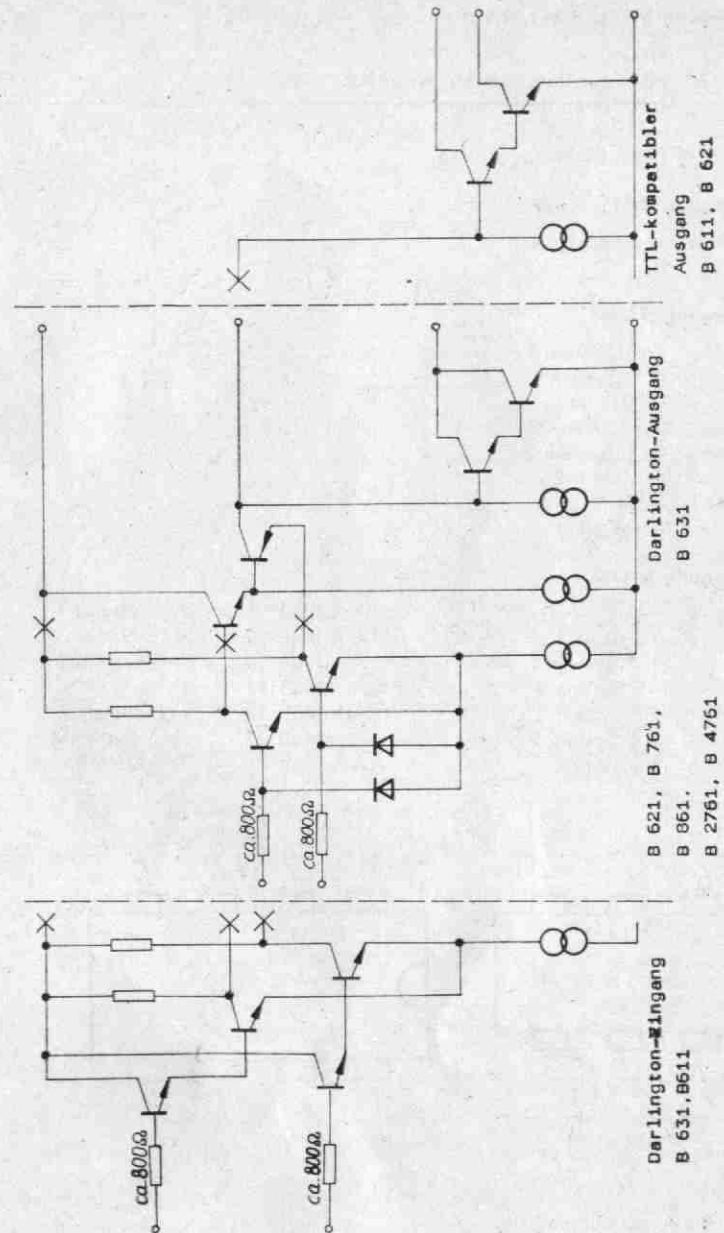


Bild 7 Innenschaltung der Operationsverstärker

**Anschlußbelegung B 761, B 861, B 961**

- Anschluß 1 +  $U_s$
- Anschluß 2 nichtinvertierender Eingang + E
- Anschluß 3 invertierender Eingang - E
- Anschluß 4 -  $U_s$  Anschluß 5 Ausgang A
- Anschluß 6 Frequenzkompensation

**Anschlußbelegung B 611, B 621**

- Anschlüsse 1-5 wie B 761
- Anschluß 6 R

**Anschlußbelegung B 2761**

- Anschluß 1 + E, System 1
- Anschluß 2 - E, System 1
- Anschluß 3 +  $U_s$
- Anschluß 4 - E, System 2
- Anschluß 5 + E, System 2
- Anschluß 6 A System 2
- Anschluß 7 -  $U_s$
- Anschluß 8 A System 1

**Anschlußbelegung B 4761**

- |                         |                          |
|-------------------------|--------------------------|
| Anschluß 1 - $U_s$      | Anschluß 8 A System 3    |
| Anschluß 2 A System 1   | Anschluß 9 + E System 3  |
| Anschluß 3 + E System 1 | Anschluß 10 - E System 3 |
| Anschluß 4 - E System 1 | Anschluß 11 + $U_s$      |
| Anschluß 5 - E System 2 | Anschluß 12 - E System 4 |
| Anschluß 6 + E System 2 | Anschluß 13 + E System 4 |
| Anschluß 7 A System 2   | Anschluß 14 A System 4   |

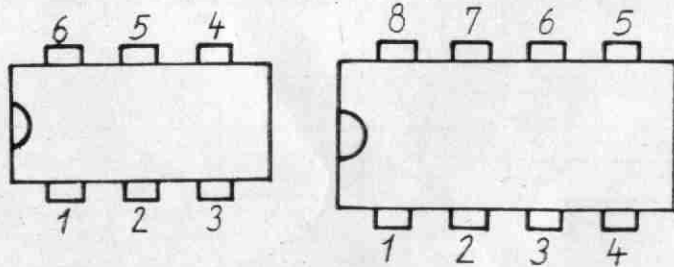
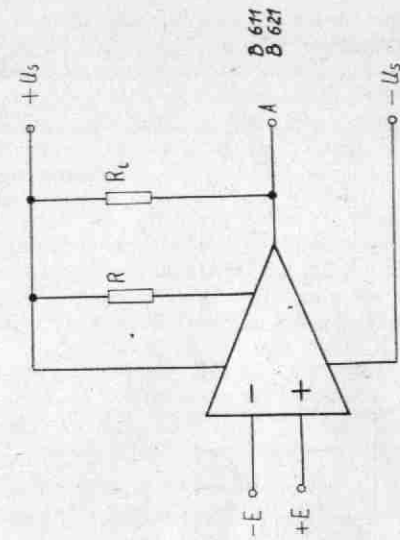
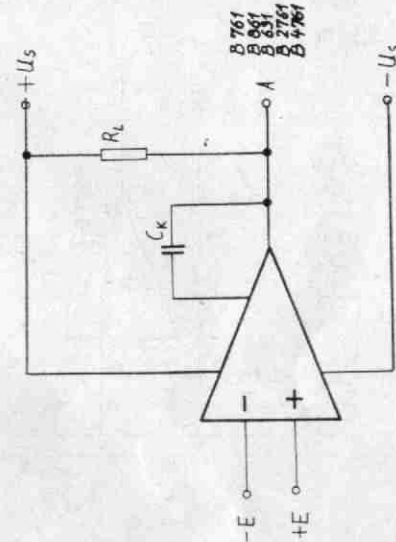


Bild 8 Anschlußbelegung



$R_L$  - Lastwiderstand  
 $R \approx 20 R_L$

Bild 9.



$R_L$  - Lastwiderstand  
 $C_K$  - Kompensations-C  
 (entfällt bei B 2761, B 4761)

Bild 9 Anschlußschemata



# 4. Schaltungsbeispiele

## 4.1. Schaltungen als NF-Verstärker

### Kopfhörerverstärker

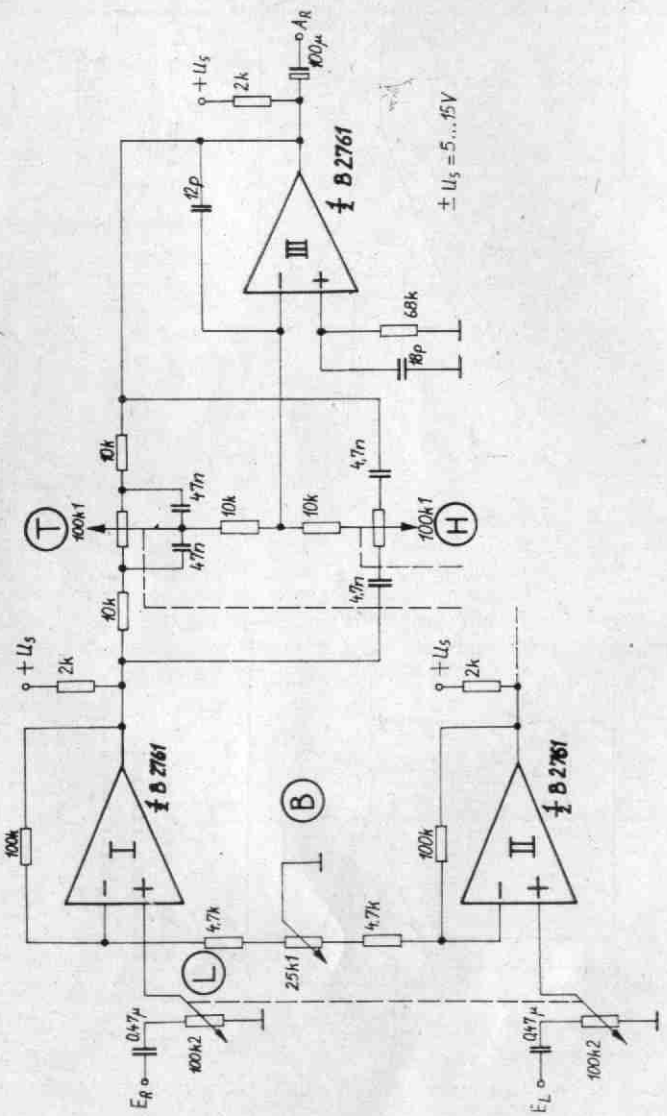


Bild 11 Schaltung des Kopfhörerverstärkers (für Klangregelung und Ausgangsstufen nur ein Kanal dargestellt)

Die Verstärker I und II arbeiten als nichtinvertierende Verstärker. Mit ihnen werden die Funktionen „Lautstärke“ und „Balance“ realisiert. Beide Kanäle haben eine Grundverstärkung von 15 dB ( $V_u = 5,6$ ). Zusätzlich kann mit dem Balance-Regler eine Verstärkung  $V_u = \pm 10$  dB eingestellt werden. Die Verstärker III und IV werden zur Klangregelung für jeweils einen Kanal benutzt. Das Klangregelnetzwerk hat bei linearem Frequenzgang eine Grundverstärkung von 0 dB. Durch die im Gegenkopplungszweig eingefügten RC-Kombinationen ist die Frequenzgangkorrektur möglich.

Um eine Ausgangsspannung  $U_0 = 1$  V bei linearem Frequenzgang zu erreichen, wird eine Eingangsspannung von  $U_1 = 180$  mV benötigt. Die Schaltung kann auch als NF-Vorverstärker genutzt werden. Dazu müssen nur die Auskoppelkondensatoren entsprechend dimensioniert werden (z. B.  $5 \mu\text{F}$ ).

$\pm U_s = 5 \dots 15$  V  
 $k < 0,1 \%$  bei  $U_{I\text{max}} = 1$  V bei linearem Frequenzgang

### Wiedergabeentzerrer für Kassettengeräte

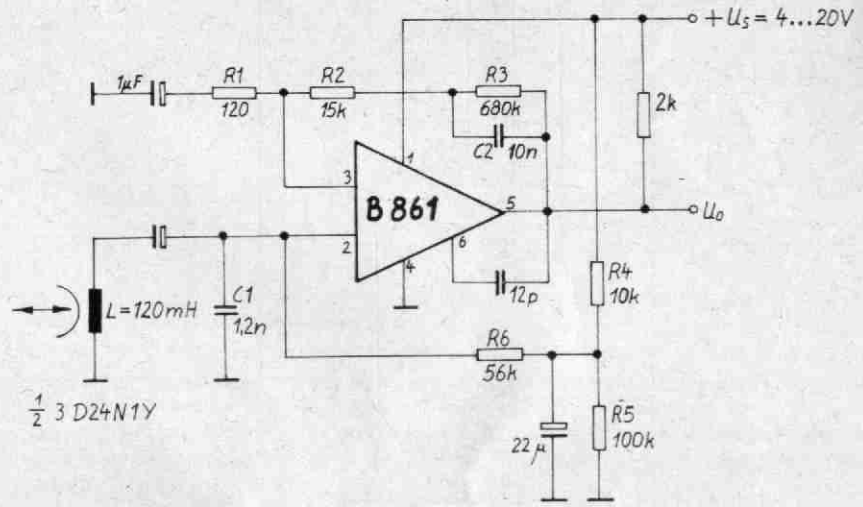
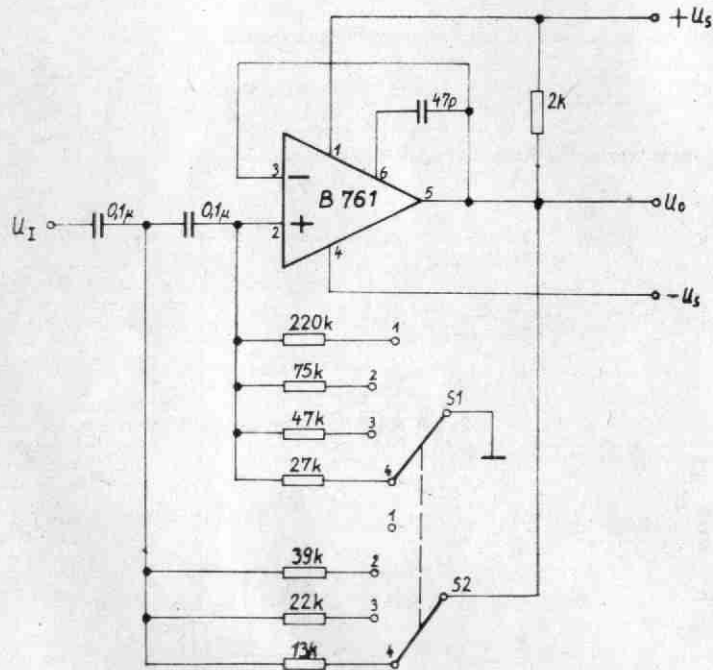


Bild 12 Wiedergabeentzerrer

Der im Bild 12 dargestellte Wiedergabeentzerrer für Kassettengeräte eignet sich für den Einsatz in Auto-Recordern. Der OpV arbeitet als nichtinvertierender Verstärker. Die Verstärkung wird mit den Widerständen  $R_1$  und  $R_2 + R_3$  eingestellt. Die Widerstände  $R_4 \dots R_6$  dienen zur Symmetrierung der Betriebsspannung auf  $1/2 U_s$ . Die frequenzbestimmenden Bauelemente zur Bildung der Entzerrerkurve stellen  $R_3$  und  $C_2$  sowie  $C_1$  und die Induktivität des Wiedergabekopfes dar. Sie realisieren eine Anhebung des Frequenzganges bei  $f_1 \approx 23 \text{ Hz}$  und  $f_2 \approx 13 \text{ kHz}$ . Für handelsübliche Aufnahme-Wiedergabe-Köpfe werden folgende Kapazitäten empfohlen:

X 2 C 23  $C_1 = 1,5 \text{ nF}$   
 3 D 24 N 14  $C_1 = 1,2 \text{ nF}$

### Rumpelfilter



$\pm U_s = 5 \dots 1$

S1, S2	$f_0$
1	offen
2	30 Hz
3	50 Hz
4	80 Hz

Bild 13 Rumpelfilter

In NF-Verstärkern ist es oft erforderlich, Brumm- und Rumpelgeräusche zu unterdrücken. Dazu werden in die Eingänge entsprechende Rumpelfilter geschaltet. Diese Filter sind in den meisten Fällen Hochpässe, die die störenden Geräusche unterdrücken. Bild 13 zeigt ein Rumpelfilter, das mit einem OpV realisiert wurde. Die Schaltung ist ein Hochpaß 2. Grades. Unterhalb der Frequenz  $f_0$  ist der Hochpaß wirksam, alle anderen Frequenzen werden unverändert wiedergegeben. Das Filter besitzt oberhalb  $f_0$  einen linearen Frequenzgang mit einer Verstärkung  $V_u = 1$ . Mit den Schaltern  $S_1$  und  $S_2$  kann entsprechend der Tabelle die Grenzfrequenz des Hochpasses gewählt werden. In Schalterstellung 1 ist das Filter unwirksam.

### Durchstimmbares aktives Sperrfilter

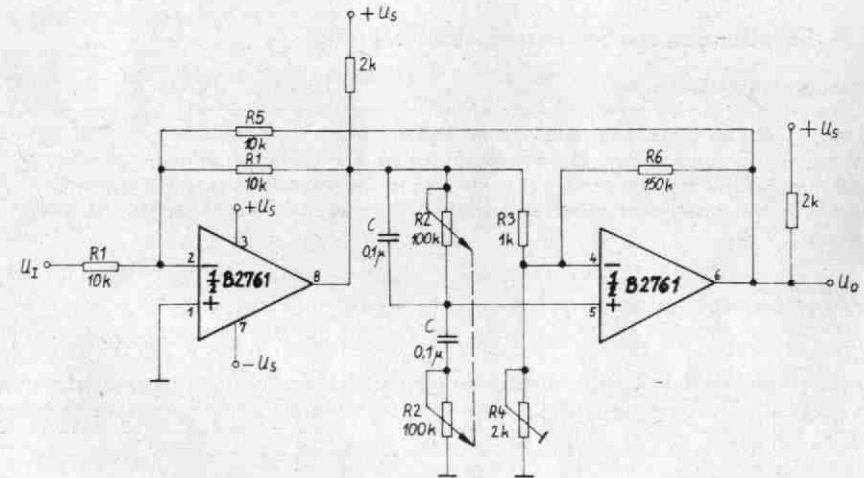


Bild 14 Durchstimmbares Sperrfilter

Sperrfilter werden zum Unterdrücken eines meist sehr schmalen Frequenzbandes verwendet. Sie können z. B. anstelle eines Rumpelfilters verwendet werden. Häufig besteht das Prinzip von Sperrfiltern darin, daß ein entsprechendes frequenzabhängiges Netzwerk in den Rückkopplungszweig eines Verstärkers gelegt wird.

Das in Bild 14 dargestellte Filter ist ein Wien-Robinson-Sperrfilter mit einer Sperrfrequenz

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C}$$

Der Gleichung für  $f_0$  kann man entnehmen, daß die Sperrfrequenz bei Vorgabe eines Kondensators  $C$  nur von den Widerständen  $R_2$  bestimmt wird. Werden die Widerstände  $R_2$  nach Null geregelt, geht  $f_0$  in Richtung unendlich. Wird für die Widerstände  $R_2$  ein Tandempotentiometer verwendet, wird durch die Wahl des Potentiometers nur die niedrigste Sperrfrequenz festgelegt. Je geringer der Wert der Widerstände  $R_2$  eingestellt wird, um so höher liegt die Sperrfrequenz. Falls infolge mangelnder Gleichlauf-toleranzen des Tandempotentiometers die Resonanzfrequenz nicht vollständig unterdrückt wird, kann ein Feinabgleich durch geringfügige Variation des Widerstandes  $R_u$  vorgenommen werden.

Die angegebene Schaltung hat einen Sperrfrequenzbereich von 16 Hz bis 20 kHz. Ober- und unterhalb der zu sperrenden Frequenz weist die Schaltung eine Verstärkung von  $V_u = 1$  auf, wobei die Güte des Sperrfilters  $Q = 25$  beträgt.

## 4.2. Schaltungen zur Spannungsstabilisierung

### Stabilisierungsschaltungen

Oftmals gibt es Schaltungsteile, deren Eigenschaften stark von der Versorgungsspannung abhängen. Stabilisierungsschaltungen mit geringem Schaltungsaufwand und mittels OpV können dabei oft in der Nähe der versorgungsspannungsempfindlichen Schaltungsteile angeordnet werden. Nachstehend werden einige Beispiele gezeigt.

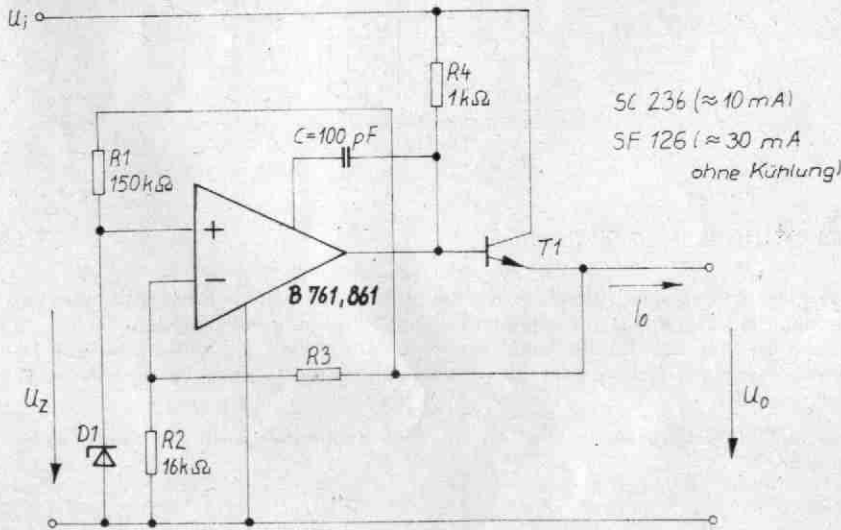


Bild 15 Stabilisierungsschaltung mit Emitterfolger

$$U_0 = U_Z \cdot \frac{R_3 + R_2}{R_2}$$

$$R_1 = \frac{U_0 - U_Z}{I_Z}$$

$$R_4 < \frac{(U_{i \text{ min}} - U_0 - U_{BE T1}) \cdot \beta T_1}{I_0}$$

Der Emitterfolgetransistor ist entsprechend der benötigten Leistung zu wählen, der Kleinstwert von  $R_4$  wird durch den maximal zulässigen Ausgangsstrom bestimmt. Die Schaltung hat den Vorteil, daß sowohl die Referenzspannung (Z-Diode) als auch der OpV aus der stabilisierten Spannung gespeist werden.

Dimensionierungsbeispiele:

$U_{D1}$	$R_3$	$U_i$	$U_0$
VQA 13	43 kOhm	7...20 V	5 V
VQA 23	33 kOhm	7...20 V	5 V
VQA 33	36 kOhm	7...20 V	5 V
SZX 19/5,6	16 kOhm	12...20 V	10 V

Die minimale Spannung zwischen Eingang und Ausgang muß mindestens

$$U_i - U_0 \geq U_{BE T1} + I_B T1 \cdot R_4 \quad \text{betragen.}$$

Mit Darlingtonstufen für  $T_1$  lassen sich hohe Lastströme stabilisieren.

Eine Schaltung, die bis zu sehr kleinen Differenzen zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung ausregelt, zeigt Bild 16.

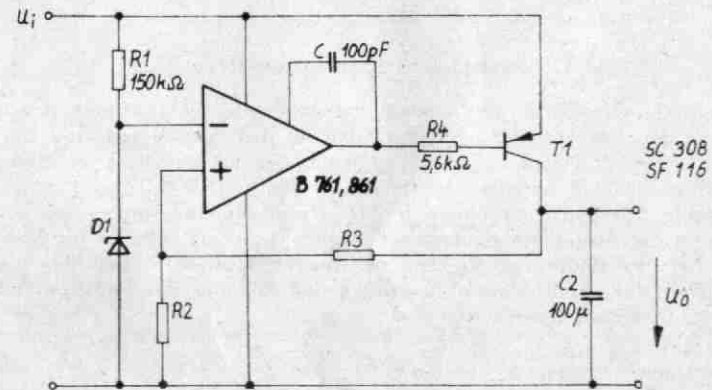


Bild 16 Stabilisierungsschaltung mit pnp-Transistor

Die Schaltung regelt bis zu  $U_i - U_o = U_{CEsat} \approx 200 \text{ mV}$ .  
 Der Minimalwert von  $R_4$  wird durch die Eingangsspannung und den maximalen Ausgangsstrom des OpV bestimmt, der Maximalwert durch Eingangsspannung und den erforderlichen Basisstrom für  $T_1$ .

$$\frac{U_i}{70 \text{ mA}} \leq R_4 \leq \frac{(U_i - 2 \text{ V}) \cdot B}{I_o}$$

Eine Speisung der Z-Diode aus der stabilisierten Spannung ist ohne spezielle Anlaufspannung nicht möglich.  
 Um die Betriebsspannungsunabhängigkeit zu verringern, kann eine Stromquelle entsprechend Bild 15 eingesetzt werden.  
 Der geringe Eigenstrombedarf (1 mA) erlaubt es, die Stabilisierungsschaltung auch bei Batteriebetrieb einzusetzen.

### Symmetrische Spannungsversorgung für OpV

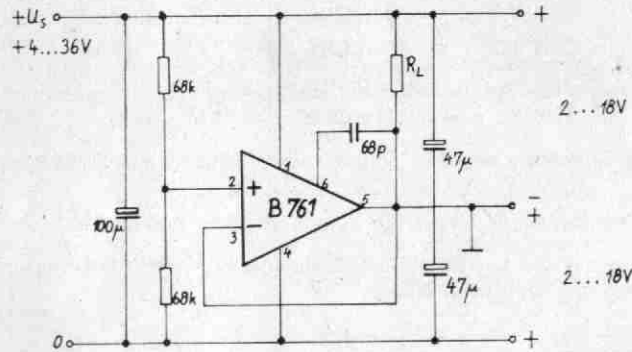


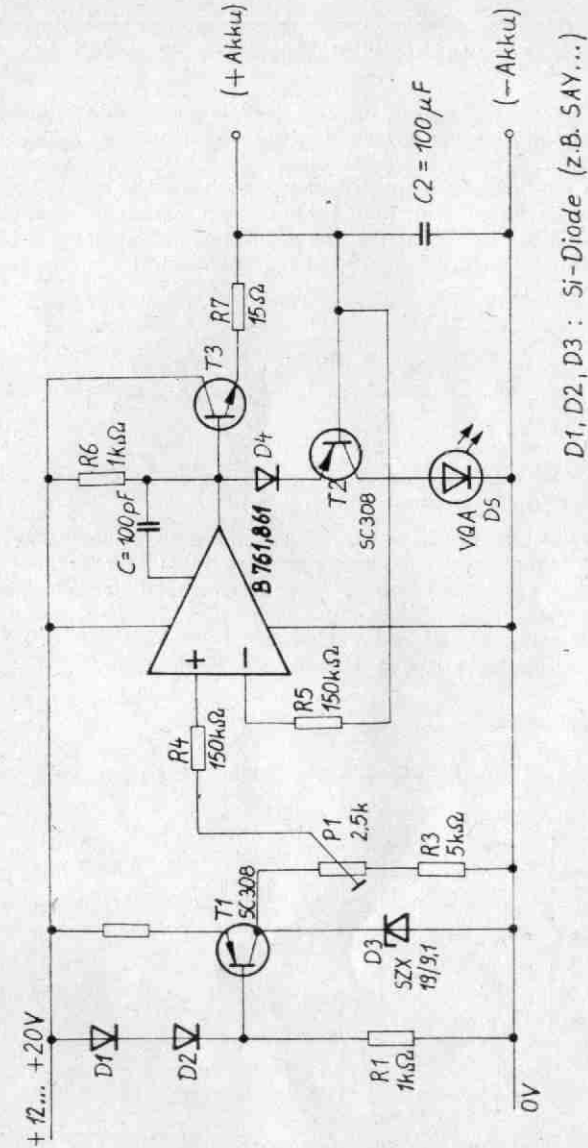
Bild 17 Symmetrische Spannungsversorgung

Häufig ist es erforderlich, aus einer vorhandenen Betriebsspannung eine positive und eine negative Spannung gleicher Güte für den Betrieb von OpV abzuleiten. Dies ist immer dann der Fall, wenn gegenüber einem gemeinsamen Bezugspunkt (Masse) positiv und negativ angesteuert werden soll. Bild 17 zeigt eine einfach aufgebaute Schaltung mit einem B 761. Durch die Teilerwiderstände wird die Symmetrie der Ausgangsspannungen bestimmt. Der OpV arbeitet als Spannungsfollower. Mit dem Widerstand  $R_L$  kann der Strom eingestellt werden, den die Schaltung liefern soll. Es ist darauf zu achten, daß der maximal zulässige Ausgangsstrom des OpV nicht überschritten wird.

**Kenndaten:**  
 Eingangsspannungsbereich:  $+ U_s = 4 \dots 36 \text{ V}$   
 Ausgangsspannungsbereich:  $\pm U_s = 2 \dots 18 \text{ V}$   
 maximaler Ausgangsstrom:  $I_L = 70 \text{ mA}$

### 4.3. Sonstige Schaltungen

#### Ladeschaltung für Kleinakkumulatoren



D1, D2, D3 : Si-Diode (z.B. S4Y...)

Werden für die Stromversorgung elektronischer Geräte Kleinakkumulatoren (gasdichte Nickel-Kadmium- oder Bleisammler) eingesetzt, so müssen diese zur Herstellung bzw. Erhaltung der Betriebsbereitschaft geladen werden.

Der Ladestrom ist relativ unkritisch, solange der vorgegebene Maximalwert (für Nickel-Kadmium-Sammler 0,2 A/Ah, für Bleisammler 20 mA/0,5 Ah) nicht überschritten wird.

Ein Überladen der Akkumulatoren führt zu bleibenden Schäden, deshalb ist ein exaktes Beenden der Ladung erforderlich. Die Ladeschaltung besteht aus einer Konstantstromquelle (OpV mit Ermittlerfolger  $T_3$ ), einer Referenzspannungsquelle ( $T_2$ ,  $D_4$ ,  $R_7$ ). Die mit  $P_1$  einstellbare Konstantspannungsquelle regelt die Ausgangsspannung auf einen festen Wert und verhindert ein Ansteigen über diesen Wert hinaus. Einstellen ist eine Spannung, die der Ladeschlusspannung bei  $I \approx 0$  oder der Entladeanfangsspannung (ebenfalls bei  $I \approx 0$ ) entspricht.

Wird ein entladener Akkumulator angeschlossen, stellt sich folgender Strom  $I_L$  ein:

$$I_L = \frac{U_{FD4} + U_{BE T2} - U_{BE T3}}{R_7} \approx \frac{0,7 V}{R_7}$$

Über  $D_4 - T_2 - D_5$  wird der Ansteuerstrom für die Basis  $T_3$  nach Masse abgeleitet, die LED  $D_5$  zeigt diesen Strom an.

Beim Übergang vom Konstantstrombetrieb zum Konstantspannungsbetrieb erlischt diese LED, die Spannung am Akkumulator liegt dann noch etwa 40 mV unter der eingestellten Maximalspannung.  $T_3$  ist entsprechend der auftretenden Verlustleistung zu dimensionieren, für Ladeströme bis  $I_L = 50$  mA und Eingangsspannungen bis 20 V reicht ein ausreichend gekühlter Transistor SF 126. Für höhere Leistungen sind Leistungstransistoren, z. B. SD 335, einzusetzen.

### Lichtschrankenempfänger

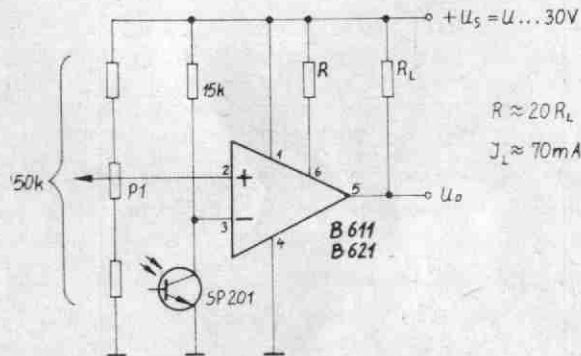


Bild 19 Lichtschrankenempfänger

Der hier beschriebene Lichtschrankenempfänger stellt einen Komparator dar. Die zu messende Größe ist die Lichtmenge, die mit einem Fototransistor erfaßt wird. Die Referenzspannung wird an einem Spannungsteiler abgegriffen und dem nicht-invertierenden Eingang zugeführt. Je weniger der Fototransistor belichtet wird, um so höher wird die Spannung am invertierenden Eingang. Ist diese Spannung auf den Wert der mit  $P_1$  eingestellten Referenzspannung angewachsen, schaltet der OpV am Ausgang auf LOW-Pegel.

Der Ausgang kann einen maximalen Strom von  $I_L = 70$  mA liefern, damit ist eine direkte Aussteuerung von LED und Relais möglich. Außerdem können auch TTL-Schaltungen angesteuert werden. Beim Anschluß von Lasten mit einem höheren Strombedarf als 70 mA ist ein Transistor nachzuschalten.

### Impulsgenerator

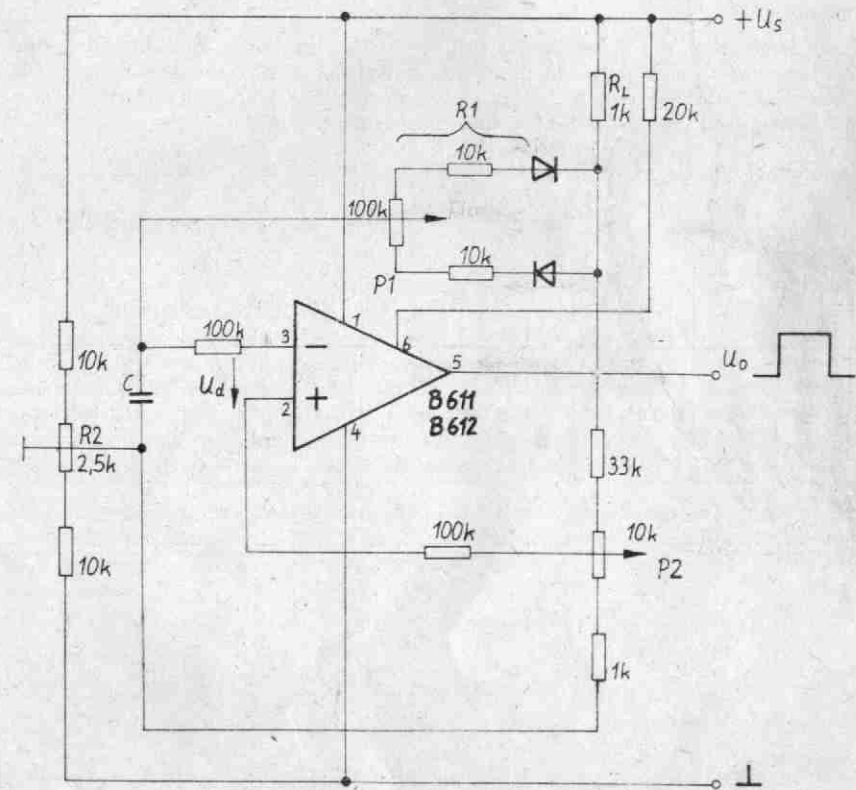


Bild 20 Impulsgenerator

Mit dem im Bild 20 dargestellten Impulsgenerator läßt sich das Impuls-Pausenverhältnis unabhängig von der Frequenz mit  $P_1$  einstellen. Die Periodendauer — und damit die Frequenz — ist von der Zeitkonstante  $R_1-C$  abhängig. Die Amplitude der Impulsspannung wird mit der Betriebsspannung  $U_s$  festgelegt.

Ausgehend vom Sperrzustand des Verstärkers ( $U_0 \approx +U_s$ ) wird über den Widerstand  $R_1$  der Kondensator  $C$  aufgeladen. Dabei bestimmt der Regelwiderstand  $R_2$  das Anfangspotential der Aufladung.  $R_2$  ist so einzustellen, daß am Kondensator  $C$  die halbe Betriebsspannung anliegt. Das Potentiometer  $P_2$  legt am nichtinvertierenden Eingang den Pegel fest, bei dem ein Kippvorgang stattfindet. Damit wird die Frequenz der Schaltung eingestellt. Überschreitet die Spannung an  $C$  und am invertierenden Eingang die am nichtinvertierenden Eingang anliegende, kippt der Verstärker und der Ausgang fällt auf  $U_0 \approx 0,2$  V. Dadurch verringert sich der Pegel am nichtinvertierenden Eingang und der Kondensator  $C$  wird über  $R_1$  entladen. Sobald die Spannungsdifferenz an den Eingängen des OpV einen Wert von  $U_d = 0$  V erreicht hat, sperrt der Verstärker und der Vorgang beginnt von neuem.

Durch Verändern des Potentiometers  $P_1$  wird für das Laden und Entladen des Kondensators  $C$  eine unterschiedliche RC-Zeitkonstante wirksam. Die Summe aus Lade- und Entladezeit bleibt jedoch stets konstant. Die Frequenz ändert sich also in Abhängigkeit vom eingestellten Puls-Pausenverhältnis nicht.

Kenndaten:  $+U_s = 4 \dots 30$  V

$$\frac{t_p}{T} = 0,1 \dots 0,9$$

C	1 $\mu$ F	100 nF	10 nF	1 nF
Frequenzbereich	16 Hz ... 160 Hz	160 Hz ... 1,6 kHz	1,6 kHz ... 16 kHz	16 kHz ... 160 kHz

## Kleinthermostat

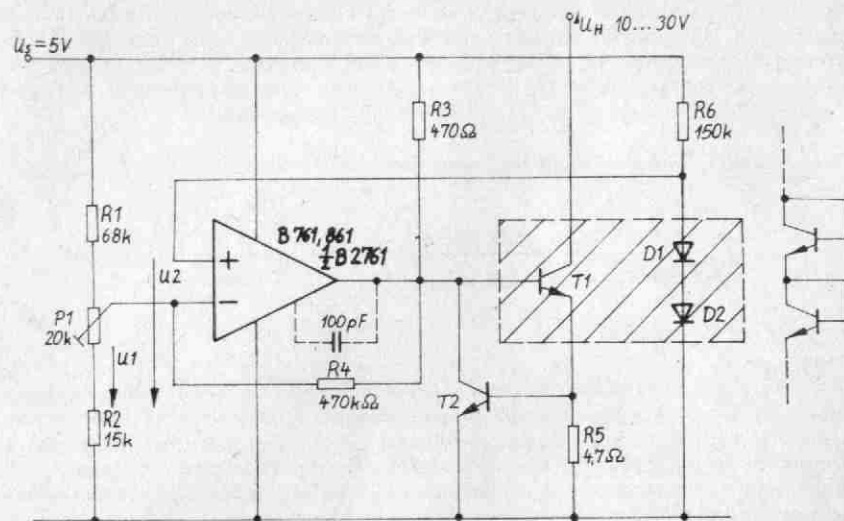


Bild 21 Kleinthermostat

Viele Schaltungen, von deren Parametern eine hohe Genauigkeit gefordert wird, enthalten Bauelemente mit temperaturabhängigen Bauelementen. Um die Daten der Gesamtschaltung zu verbessern, reicht es oft, nur die bestimmenden Bauelemente (z. B. Quarze, Eingangs-OpV von Meßgeräten, Z-Dioden für die Referenzspannungserzeugung usw.) auf konstanter Temperatur zu halten. Die beschriebene Schaltung eignet sich als Thermostat-Regelung, wobei die Leistung im wesentlichen durch den Transistor  $T_1$  bestimmt wird. Als Temperaturfühler werden zwei in Reihe geschaltete Si-Dioden (oder 2 Basis-Emitterdioden) verwendet.

Neben den auf konstanter Temperatur zu haltenden Bauelementen befinden sich im Thermostaten der Transistor  $T_1$  als aktives Heizelement und die Dioden  $D_1$  und  $D_2$  als Temperaturfühler. Der Temperaturkoeffizient einer Diodenflußspannung beträgt etwa

$$T_k = \frac{\Delta U}{\Delta T} \approx -2 \text{ mV/K}$$

Über  $R_6$  werden die Dioden mit konstantem Strom gespeist. Der Spannungsabfall über die Dioden (etwa 1,0 ... 1,2 V bei einer Temperatur von 25°C) wird mit einer über  $R_1$ ,  $P_1$  und  $R_2$  eingestellten Referenzspannung mit Hilfe des OpV ver-

glichen. Ist  $U_2$  kleiner als  $U_1$  (Temperatur zu niedrig), ist der Ausgangstransistor des OpV gesperrt, über  $R_3$  fließt in die Basis von  $T_1$  Strom,  $T_1$  erwärmt den Thermostaten. Mit steigender Temperatur sinkt die Flußspannung der Dioden  $D_1$  und  $D_2$ . Sobald  $U_2$  unter  $U_1$  absinkt, wird der Ausgang des OpV nach Masse geschaltet,  $T_1$  wird gesperrt. Die Wärmeverluste des Thermostaten bewirken eine Abkühlung, bis bei  $U_2$  größer  $U_1$  erneut geheizt wird. Der Widerstand  $R_4$  reduziert die Verstärkung, um ein zu weites Überschwingen zu vermeiden.

Über  $R_5$  und  $T_2$  wird der Strom für  $T_1$  auf den Maximalwert

$$I_{CT1max} \approx \frac{U_{BE12}}{R_5} \approx 150 \text{ mA}$$

begrenzt.

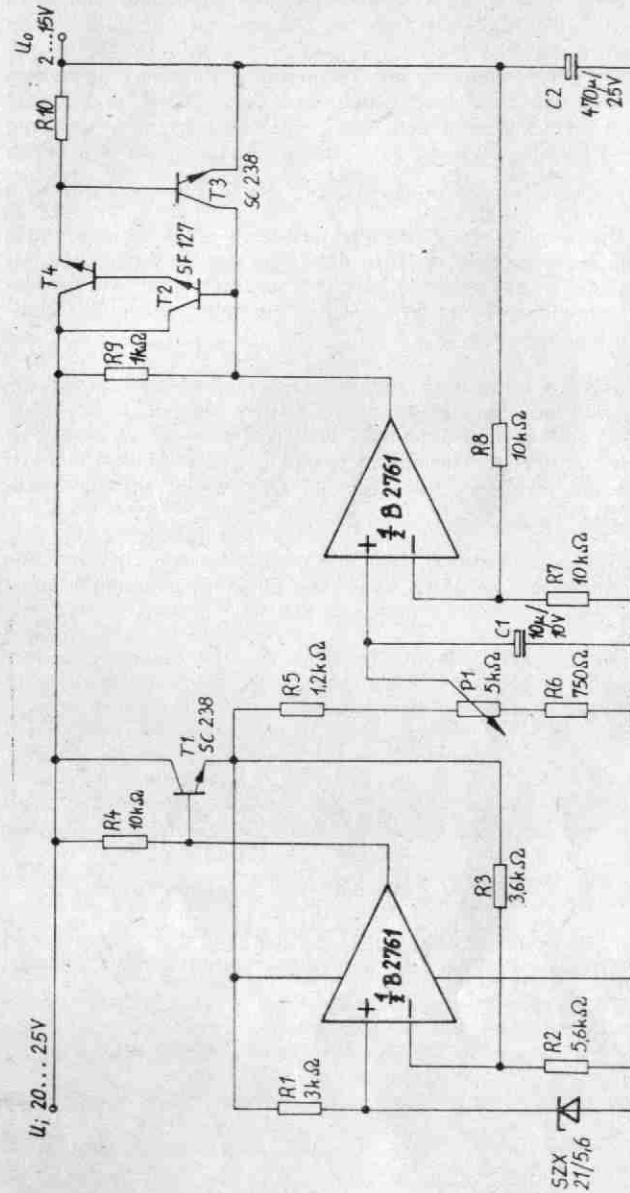
Es ist eine gut stabilisierte Spannung  $U_s$  erforderlich, da hieraus die Referenzspannung  $U_1$  (Temperatursollwert) abgeleitet wird. Für  $T_1$  ist ein Transistor mit ausreichend hoher Verlustleistung zu wählen (z. B. SF 357–359 oder SD 335–339). Wesentlich ist ein guter thermischer Kontakt zwischen Heiztransistor, Temperaturfühler und zu heizenden Bauelementen; zur Erzielung hoher Kurzzeitstabilitäten ist eine gute thermische Isolation des Thermostaten erforderlich.

Wegen der relativ hochohmigen Regelschaltung ist die Einstellung des Thermostaten kritisch. Folgende Schritte werden empfohlen:

- Das Potentiometer  $P_1$  wird auf den oberen Anschlag gestellt. Nach Anlegen der Betriebsspannung darf kein oder nur kurzzeitig ein Heizstrom fließen.
- Der Schleifer des Potentiometers wird langsam in Richtung des unteren Anschlages gedreht, bis erstmalig ein Heizstrom fließt. Diese Einstellung entspricht etwa dem Sollwert Raumtemperatur.
- Der Schleifer des Potentiometers wird in gleicher Richtung weitergedreht. Mit der Dimensionierung entspricht ein Drehwinkel von  $1^\circ$  etwa einer Temperaturerhöhung von 1 K.

Eine Funktionskontrolle kann durch Beobachten des Heizstromes erfolgen. Bleibt der Heizstrom längere Zeit auf Null, ist die eingestellte Temperatur zu niedrig. Das dynamische Verhalten ist u. a. von der maximal möglichen Heizleistung abhängig. Je geringer die Heizleistung gewählt wird, um so geringer ist das Überschwingen, aber die Einlaufzeit steigt erheblich an. Eine Anpassung kann über die Strombegrenzung oder über die Heizspannung erfolgen. Bei günstigster Auslegung sind Regelabweichungen kleiner 1 K erreichbar. Als OpV sind alle Typen verwendbar.

## Einfaches Labornetzteil



Das Labornetzteil kann mit einfachen (B 761) oder doppelten OpV (B 2761) aufgebaut werden. Der erste OpV erzeugt eine stabilisierte Spannung von etwa 10 V. Dabei werden sowohl der OpV als auch die Z-Diode aus der stabilisierten Spannung gespeist (vergleiche Bild 15). Die Z-Spannung wurde mit 5,6 V gewählt, da diese Z-Dioden einen relativ kleinen Temperaturkoeffizienten aufweisen. Die stabilisierte Spannung von 10 V wird mittels dem Teiler  $R_5$ ,  $P_1$  und  $R_6$  auf einstellbare Werte von 1 bis 7,5 V gemindert. Der 2. OpV verstärkt in Verbindung mit der nachgeschalteten Leistungsstufe  $T_2$  und  $T_4$  diese Spannung um den Faktor  $V_u = \frac{R_7 - R_8}{R_7}$ , so daß eine Ausgangsspannung von 2 bis 15 V erreicht wird. Der

Kondensator  $C_1$  dient der Siebung der Potentiometerspannung, um Einstreuungen oder Spannungssprünge zu vermeiden, er ist in der Nähe des OpV-Eingangs anzuordnen. Am Ausgang ist eine ausreichende Kapazität vorzusehen, um ein Schwingen der Schaltung zu vermeiden. Trotz des einfachen Aufbaus besitzt die Schaltung gute Stabilisierungseigenschaften.

Bei Einhaltung der jeweiligen Widerstandsverhältnisse sind die Absolutwerte unkritisch. Mit  $T_3$  und  $R_{10}$  wird eine Strombegrenzung realisiert. Übersteigt der Spannungsabfall  $I_L \cdot R_{10}$  die Basis-Emitter-Spannung von  $T_3$  (etwa 0,7 V), so übernimmt  $T_3$  den Ansteuerstrom der Darlingtonstufe  $T_2$  und  $T_4$  und verhindert ein weiteres Ansteigen des Ausgangsstromes. Für  $R_{10} = 1,4 \text{ Ohm}$  ergibt sich ein maximaler Strom von  $I_L \approx 500 \text{ mA}$ .

Beim Einsatz ist zu beachten, daß sich  $C_2$  über die angeschlossene Last entladen und diese mit dem Entladestrom zerstören kann. Die Eingangsspannung ist ausreichend zu sieben.

Die erreichbaren Ausgangsströme sind vom Transistor  $T_4$  und dessen zulässiger Verlustleistung abhängig.

Geeignet sind:

$T_4$	$T_3$	$R_{10}$	$I_{L \max}$	Kühlfläche
SD 335	SF 127	3,5 Ohm	200 mA	120 x 120 x 2 mm <sup>3</sup>
SD 168	SD 335	1,75 Ohm	400 mA	100 x 100 x 2 mm <sup>3</sup>
KU 605	SD 335	0,9 Ohm	800 mA	200 x 200 x 2 mm <sup>3</sup>

In jedem Fall ist auf ausreichende Kühlung zu achten, mit den angegebenen Kühlflächen sind die Netzteile bis zu einer Umgebungstemperatur von 50° C daueranschlußfest.

## Multizetvorsatz für Wechselspannungsmessungen

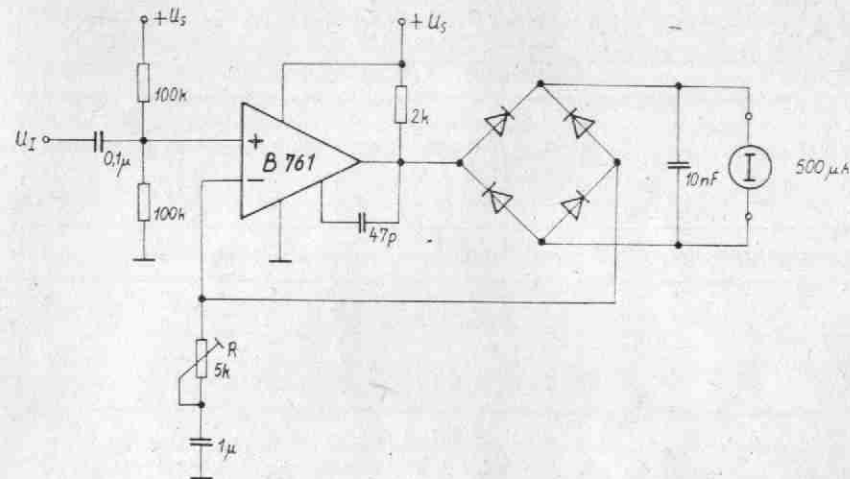


Bild 23 Multizetvorsatz

Der Vorsatz nach Bild 23 eignet sich zum Messen von kleinen Wechselspannungsgrößen mit einem Multizet.

Die Gleichrichterbrückenschaltung liegt im Gegenkopplungszweig des OpV. Die Dioden sind als nichtlineare Widerstände zu betrachten. Mit Ansteigen des Widerstandes im Gegenkopplungszweig verringert sich der Gegenkopplungsgrad, die Verstärkung der Schaltung nimmt entsprechend zu.

Der Verstärker treibt somit den Strom, nahezu unbeeinflusst von dem ihm dort entstehenden Widerstand, durch die Gegenkopplung.

Die im Bild 23 dargestellte Schaltung ist speziell zum Vorschalten für das UNI 7 geeignet. Bei einer Eingangsspannung von  $U_{I \text{eff}} = 1 \text{ V}$  hat das Meßinstrument im Bereich 500 µA Vollausschlag. Für Spannungen  $U_{I \text{eff}} \leq 100 \text{ mV}$  ist der 50 µA-Bereich zu wählen.

Mit dem Widerstand R wird der Endausschlag festgelegt. Es wird eine Spannung von  $U_{I \text{eff}} = 1 \text{ V}$  an den Meßvorsatz angeschlossen und mittels R die Verstärkung so eingestellt, daß das Meßinstrument 500 µA anzeigt.

Die Anzeige erfolgt im Bereich von  $U_{I \text{eff}} = 5 \text{ mV} \dots 1 \text{ V}$  linear.

Für Eingangsspannungen  $U_{I \text{eff}} \leq 1 \text{ V}$  genügt eine Betriebsspannung von  $+U_S = 6 \text{ V}$ .



## 5. Technische Daten, Grenzwerte

Betriebsspannung 15 V (10 V für B 861);  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Kenngröße	Unterteilung	
Betriebsspannung	B 861	1,5 ... 10 V
	B 611, B 621, B 631	2 ... 15 V
	B 2761, B 4761	2 ... 15 V
	B 761	1,5 ... 18 V
$U_{s+} =  (-U_{s-}) $		
Ausgangsstrom $I_o$	alle Typen	$\leq 70 \text{ mA}$
Eingangsoffsetspannung $U_{io}$	B 761, B 2761, B 4761	$\leq 6 \text{ mV}$
	B 621	$\leq 7,5 \text{ mV}$
	B 681	$\leq 10 \text{ mV}$
	B 611, B 631	$\leq 15 \text{ mV}$
Eingangsoffsetstrom $I_{io}$	B 761, B 861, B 621	$\leq 300 \text{ nA}$
	B 2761, B 4761	$\leq 25 \text{ nA}$
Eingangsbiasstrom $I_i$	B 761, B 861, B 621	$\leq 1 \mu\text{A}$
	B 2761, B 4761	$\leq 0,05 \mu\text{A}$
	B 611, B 631	
Großsignalverstärkung $V_u$	B 861	$\geq 5600$
	B 761	$\geq 11800$
	B 2761, B 4761	$\geq 10000$
	B 611, B 621, B 631	$\geq 5600$
Aussteuerbereich $U_o$	B 761, B 2761, B 631, B 4761	14,9 ... (-13,8 V)
	B 611, B 621	14,9 ... (-14,6 V)
	B 861	9,8 ... (-7,5 V)
Betriebsspannungsunterdrückung SVR	B 2761, B 4761	$\leq 100 \mu\text{V/V}$
	übrige Typen	$\leq 200 \mu\text{V/V}$
Gleichtaktunterdrückung CMR	B 861, B 611, B 621, B 631	$\geq 1000$
	B 761, B 2761, R 4761	$\geq 1700$
Stromaufnahme $I_s$	B 861, B 2761	$\leq 1,5 \text{ mA}$
	B 4761	$\leq 3 \text{ mA}$
	übrige Typen	$\leq 2,5 \text{ mA}$

## 6. Allgemeine Hinweise zum Einsatz der OpV

- Alle Bauelemente der OpV-Familie besitzen einen offenen Kollektorausgang, es muß also auf jeden Fall ein Lastwiderstand gegen die positive Betriebsspannung geschaltet werden (Bild 9). Dabei ist darauf zu achten, daß der maximal zulässige Ausgangsstrom  $I_o = 70 \text{ mA}$  nicht überschritten wird. Ausgehend von der angelegten Betriebsspannung und dem gewünschten Ausgangsstrom kann der notwendige Lastwiderstand  $R_L$  ermittelt werden.
- Für allgemeine Anwendungen ist ein  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$  optimal.
- Der Lastwiderstand sollte einen Wert von  $R_L = 20 \text{ k}\Omega$  nicht überschreiten.
- Bei den TTL-kompatiblen Typen ist der Darlingtonausgang aufgetrennt, beide Kollektoranschlüsse sind nach außen geführt. Bei diesen OpV ist ein zusätzlicher Widerstand R zur positiven Betriebsspannung zu schalten. Dieser Widerstand soll etwa 20 mal so groß wie  $R_L$  gewählt werden.
- Für die Typen mit externer Frequenzkompensation ist ein Kondensator zwischen dem dafür vorgesehenen Anschluß und dem Ausgang zu schalten. Der Kondensator sollte nicht kleiner als  $3 \text{ pF}$  sein. Es ist zu beachten, daß diese Typen auch beim Betrieb in offener Schleife bereits kompensiert werden müssen.
- Die TTL-kompatiblen Typen besitzen keine Möglichkeit zur Frequenzkompensation. Diese OpV sind bei Verstärkungen  $v_u \geq 60 \text{ dB}$  zu betreiben. Sie eignen sich deshalb vorrangig für den Einsatz als Schmitt-Trigger oder als Komparator.
- Bei der Zusammenschaltung mit TTL-Gattern (Bild 10) ergibt sich der maximale Ausgangslastfaktor (maximal anschließbare Gatterzahl) N für L-Signal

$$N = \frac{I_{oL} - \frac{U_{s2}}{R_L}}{I_{iL}}$$

$I_{oL}$  = maximaler Ausgangsstrom des OpV bei L-Potential

$I_{iL}$  = Eingangsstrom der TTL-Gatter bei L-Potential

$U_{s2}$  = Betriebsspannung der TTL-Gatter

Der Widerstand  $R_L$  ist so zu dimensionieren, daß abhängig von der Anzahl N der angeschlossenen Gatter und unter Berücksichtigung der TTL-Eingangsströme  $I_{iL}$  und des Ausgangsstromes  $I_{oL}$  des OpV ein H-Signal von mindestens  $+2,4 \text{ V}$  entsteht.

$$R_L \leq \frac{U_{S2} - U_{IH}}{I_{OH} + N \cdot I_{IH}}$$

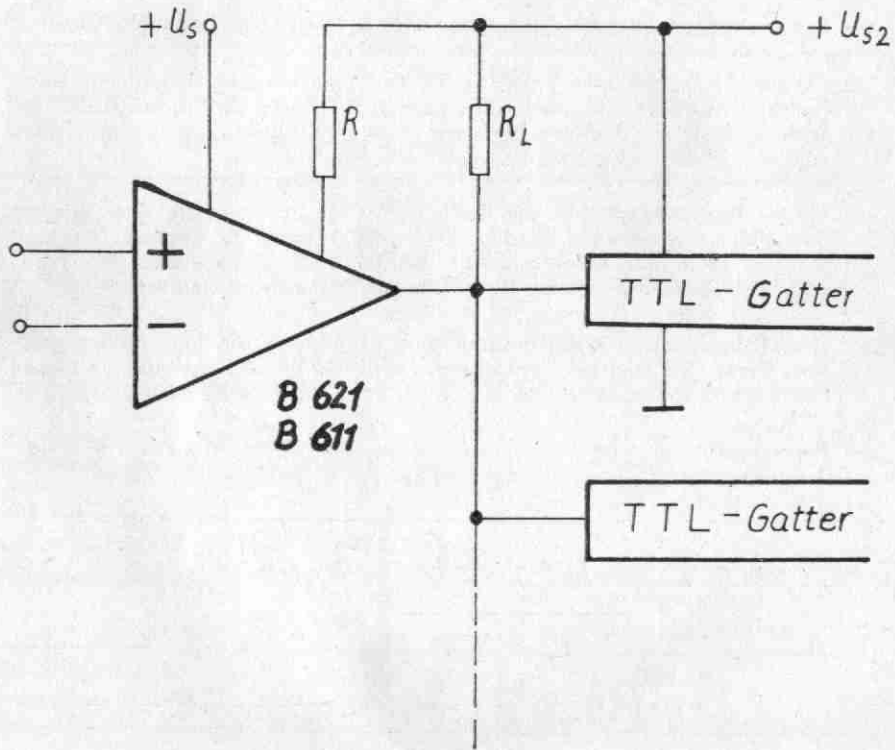


Bild 10 Zusammenschaltung mit TTL-Gattern

- Wird die Polarität der Betriebsspannung vertauscht, werden die OpV zerstört. Zum Schutz vor dieser Überlastung schaltet man je eine Diode in die Betriebsspannungszuleitung.

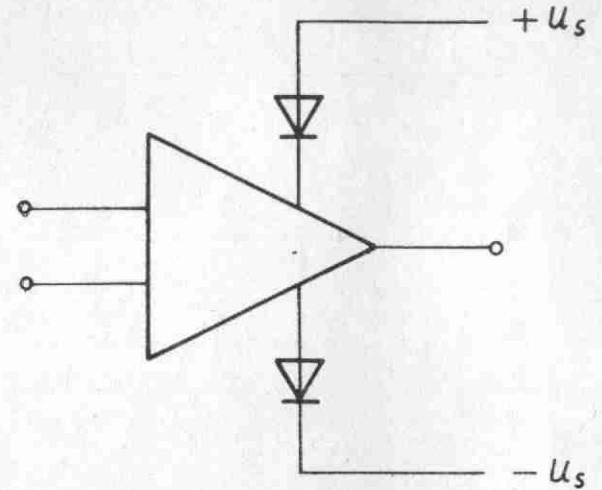


Bild 24 Schuttschaltung gegen Vertauschen der Polarität



**v eb halbleiterwerk frankfurt/oder**  
leitbetrieb im veb kombinat mikroelektronik

DDR - 1200 Frankfurt (Oder) · Postfach 379 · Telefon 4 60 · Telex 016 252

G 258/83 1-2-9 6117