

Abbildung 3.134.: Aufbau eines einfachen VV-OPV[?].

4. Komplementäre Transistoren (einfachste Möglichkeit, etwas teurer).

Die notwendige hohe Spannungsverstärkung ($A_D = 10^4 \dots 10^6$) erzielt man meist durch mehrstufige Verstärkung; entsprechend mehrfach hat auch die Potentialrückverschiebung zu sein. (Ebenso hat eine Darlingtonstufe eine Rückverschiebung um 1,2 V nötig.) Diese abgebildete, einfache Schaltung aus npn-Transistoren hat weder die geforderte hohe Differenzverstärkung, noch eine befriedigende Aussteuerbarkeit (Gleichtakt- und Ausgangs-Aussteuerbarkeit).

Die sog. *Universalverstärker* erreichen die hohe Verstärkung durch Hinzufügen einer weiteren Verstärkerstufe, siehe Abbildung 3.135. Dann benötigt man aber in der Regel eine Frequenzgangkorrektur. Die Schaltung besteht aus einem Differenzverstärker mit Stromspiegel. Der Darlingtontransistor T_5 entkoppelt die 2. Stufe von T_2 . Im Abbildung 3.136 sieht man, dass der bekannte Standard-OP 741 ein komplementäres Layout verwendet. Die Endstufe T_6, T_7 wird, wie bei integrierten OPV immer, als komplementärer Emitterfolger ausgeführt, um positive und negative Ausgangsströme zu ermöglichen, die gross gegen den Ruhestrom sind. Die beiden Dioden erzeugen eine Basisvorspannung, die leicht kleiner ist als die Spannung, bei der die beiden Ausgangstransistoren leitend werden (sog. AB-Betrieb (current on demand)). Der Kondensator C_K wirkt als Miller-Kondensator und dient der Frequenzgangkorrektur. Die Betriebsspannungen sind die des Normalbetriebs.

Nebenbemerkung: Breitband-OPV erreichen die hohe Spannungsverstärkung mit nur einer Verstärkerstufe durch Verwendung der Kaskodeschaltung im Stromspiegel, der zur Potentialverschiebung eingesetzt wird.

Operationsverstärker der 741-Klasse sind also mehrstufige Verstärker. Jede Stufe verhält sich wie ein Tiefpass. Dies spiegelt sich im folgenden Bode-Diagramm wieder: Zur Erinnerung: Bei der Grenzfrequenz $f_g = \frac{1}{2\pi RC}$ eines Tiefpasses beginnt die 'Verstärkung' um 20 dB/Dekade oder 6 dB/Oktave abzufallen. Bereits früher setzt eine Phasennacheilung ein; bei der Grenzfrequenz beträgt sie -45° und wächst asymptotisch auf -90° an. Abbildung 3.138 gibt die drei wichtigsten

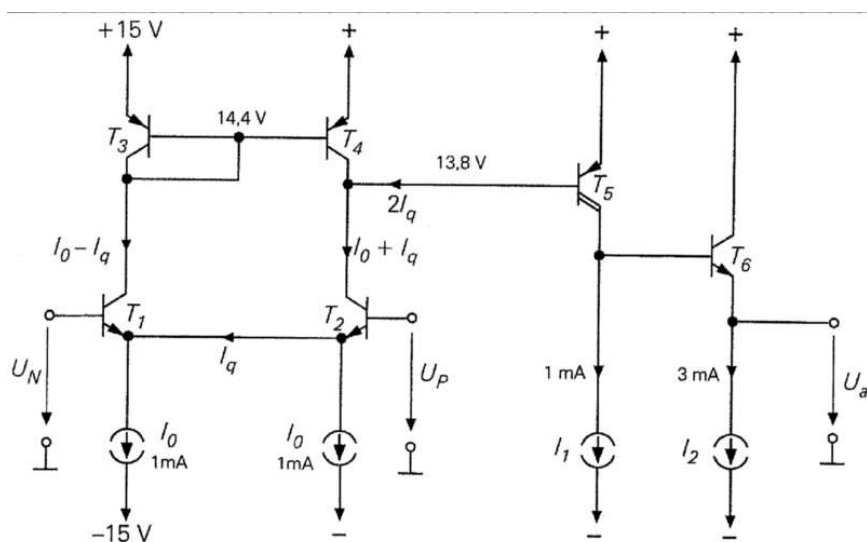


Abbildung 3.135.: Einfacher Universalverstärker: VV-OPV mit zwei Stufen zur Spannungsverstärkung[?].

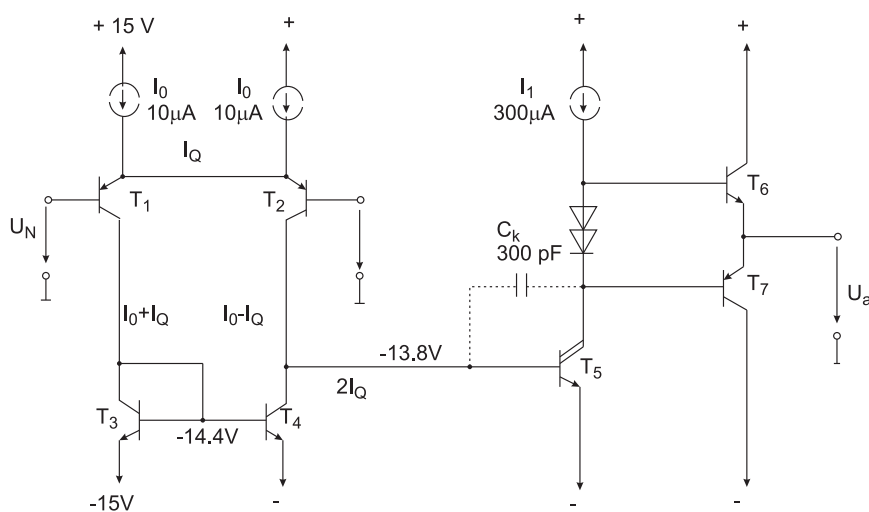


Abbildung 3.136.: Operationsverstärker der 741-Klasse[?].

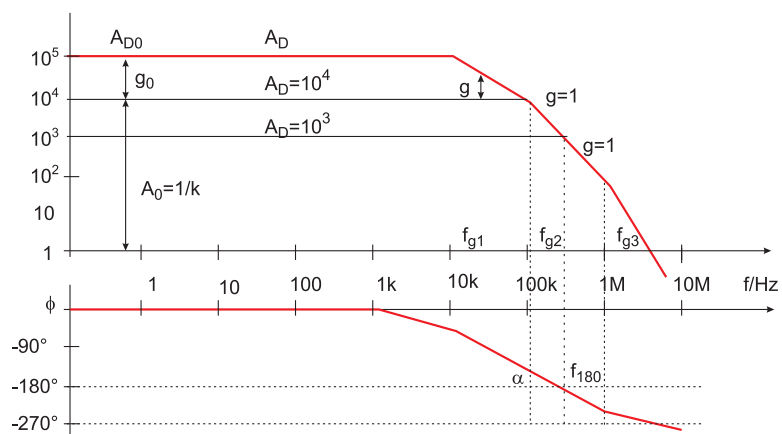


Abbildung 3.137.: Bode-Diagramm eines unkorrigierten OPVs der 741-Klasse[?].

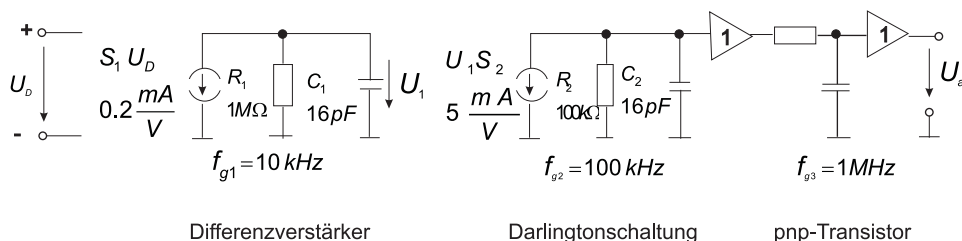


Abbildung 3.138.: Grenzfrequenzen der OPV der 741-Klasse (nach [?]).

Grenzfrequenzen unserer Beispiel-OPV-Klasse wieder; sie werden von der Differenzverstärkerstufe, von der Darlingtonverstärkerstufe und – bei preisgünstigen OPV – von minderwertigen pnp-Transistoren verursacht. Oberhalb von 10 kHz sieht man im Bode-Diagramm drei Stufen in der Verstärkungskurve und die Phasenverzögerung wächst ab ca. 1 kHz sukzessive auf -270° .

Koppelt man hypothetisch den Ausgang zurück auf den invertierenden Eingang, dann haben wir für kleine Frequenzen bis ca. 1 kHz perfekte Gegenkopplung. Aus dem Bodediagramm entnimmt man, dass eine Phasenverzögerung von -180° bei $f_{180} \approx 300$ kHz erreicht wird. D. h. bei f_{180} liegt vollständige Mitkopplung vor. Durch Rückkopplung sinkt auch die Verstärkung (von A_D auf A); die Schleifenverstärkung $g = k_r \cdot A_D = A_D/A$ ist im Bodediagramm gerade der Abstand zwischen Leerlauf- und gegengekoppelter Verstärkung. Dieser verkleinert sich für Frequenzen $> f_{g1}$ und die Kurven schneiden sich ($\log g = 0$ oder $g = 1$) bei $f_{g'}$.

Eine OPV-Schaltung wird instabil, wenn

$$\begin{aligned} |k_r| \cdot |A_D| &= 1 && \text{(Amplitudenbedingung)} \\ \text{und } \phi(k_r \cdot A_D) &= -180^\circ && \text{(Phasenbedingung)} \end{aligned} \quad (3.5.3)$$

Bei $f_{g'}$ sind beide Bedingungen erfüllt, man erhält eine Schwingung mit konstanter Amplitude. Ist bei erfüllter Phasenbedingung $|g| > 1$, so schwingt der Verstärker in die Übersteuerung. Nur wenn $|g| < 1$ bleibt, beobachtet man eine gedämpfte Schwingung. In der Praxis hat man für den Schaltungsentwurf die entsprechende Berechnung auszuführen.

Zur Stabilitätscharakterisierung führt man die sog. *Phasenreserve* α (auch Phasenspielraum, phase margin) ein. Dabei gibt man — bei erfüllter Amplitudenbedingung — den Abstand zur Phasenverschiebung -180° an:

$$\alpha = 180^\circ - \phi(f_k) . \quad (3.5.4)$$

Die Phasenverschiebung darf noch um den Winkel α zunehmen, bis eine ungedämpfte Schwingung einsetzt. Bei der 'kritischen Frequenz' f_k ist jeweils die Amplitudenbedingung erfüllt. Im Bild unten sind Einschwingvorgänge für verschiedene Phasenreserven nebst den zugehörigen Frequenzgängen wiedergegeben. Kleine α sind jeweils durch starke Überschwinger gekennzeichnet, bei $\alpha = 60^\circ - 65^\circ$ hat man für die Praxis die günstigsten Werte, für $\alpha = 90^\circ$ liegt der aperiodische Grenzfall (mit seiner verlängerten Anstiegszeit) vor. Im obengezeigten Bodediagramm ist $\alpha \approx 45^\circ$ bei $A \approx 10^4$; ein größeres α erfordert ein noch größeres A . Umgekehrt gilt für diese unkorrigierten OPV: ein stark rückgekoppelter OPV (kleines A) schwingt.