

Elektronische Schaltungen – Hochfrequenzschaltungen und Leistungselektronik

Vorlesung 6

Prof. Nils Weimann

IW / Bauelemente der Höchstfrequenzelektronik (BHE)
nils.weimann@uni-due.de

21.05.2025



Struktur der Vorlesung (1)

1. kurze Wiederholung: passive Elemente, physikalisches Prinzip der Dioden und Transistoren
2. Bipolartransistor (BJT): Grundsaltungen, Konstantstromquelle, Darlington-Schaltung, Differenzverstärker, Rauschen
3. Feldeffekttransistor (FET): Grundsaltungen, Stromquelle, Differenzverstärker, steuerbarer Widerstand
4. Operationsverstärker: Eigenschaften, Gegenkopplung, interner Aufbau, Frequenzgang
5. Analogrechner und gesteuerte Quellen
6. Aktive Filter: Tiefpass, Bandpass, Hochpass, switched capacitor

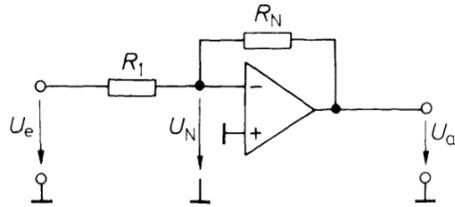
Struktur der Vorlesung (2)

7. Oszillatoren: LC, Quarz, Wien-Brücke, Colpitts, Gegentakt
8. Breitbandverstärker (1): Frequenzabhängigkeit, Kaskode, Differenz- und Symmetrische Verstärker
9. Breitbandverstärker (2): Spannungsfolger, Operationsverstärker, Transimpedanz- und Cherry-Hooper-Verstärker
10. Leistungsverstärker (1): Emitter- und Sourcefolger, komplementäre, Dimensionierung, Ansteuerschaltung
11. Stromversorgung: lineare Regler, Referenzspannung, Schaltregler
12. DA- und AD-Wandler: Prinzipien und Schaltkreise

Operationsverstärker

OP-Amp

OP-Amp: Invertierender Verstärker

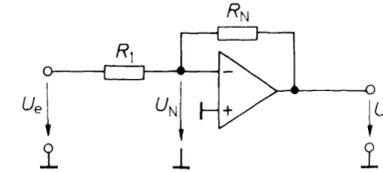


- ▶ Rückführung des Ausgangssignals zum negativen Eingang, an dem auch das Eingangssignal anliegt
- ▶ Eingangsspannung soll von 0 auf $+U_e$ springen
- ▶ weil anfangs $U_a = 0$ folgt für die Spannung am neg. Eingang

$$U_N = \frac{R_N}{R_N + R_1} U_e$$

- ▶ mit positivem U_N ist $U_D = U_P - U_N < 0$, dadurch sinkt die Ausgangsspannung U_a schnell ab (hohe Differenzverstärkung A_D)
- ▶ daraus folgt Verkleinerung von $U_N \rightarrow 0$ (Maschenregel über U_a, R_1, R_N, U_a)

OP-Amp: Invertierender Verstärker



- ▶ Berechnung der Ausgangsspannung U_a , für die $U_N = 0$ wird
- ▶ Anwendung der Knotenregel am N-Eingang, unter Berücksichtigung, dass (idealer) OP-Amp keinen Eingangsstrom besitzt

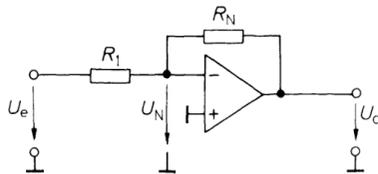
$$\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_a}{R_N} = 0$$

- ▶ daraus folgt als Ergebnis

$$U_a \approx -\frac{R_N}{R_1} \cdot U_e$$

- ▶ im linearen Arbeitsbereich wird U_a so eingestellt, dass $U_N \approx 0$
- ▶ der N-Eingang auf 0-Potential stellt eine *virtuelle Masse* dar (keine direkte Verbindung zur galvanischen Masse)

OP-Amp: Invertierender Verstärker



- ▶ keine Gleichtakt-Aussteuerung
- ▶ Ausgangsspannung in Gegenphase (180°) zur Eingangsspannung
- ▶ genaue Berechnung der Verstärkung unter Berücksichtigung von $U_N = -U_a/A_D \neq 0$

$$A = -(1 - k) \cdot \frac{A_D}{1 + k \cdot A_D} \quad \text{mit } k = \frac{R_1}{R_1 + R_N}$$

- ▶ unter starker Rückkopplung (Schleife $g = k \cdot A_D \gg 1$) folgt

$$A = -\frac{1 - k}{k} = -\frac{R_N}{R_1}$$

- ▶ Eingangswiderstand $R_e = R_1$, Ausgangswiderstand wie bei NIV

OP-Amp: Innerer Aufbau

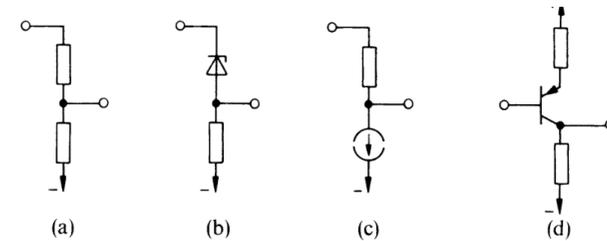
Anforderungen an OP-Amp-Schaltung

1. Gleichspannungskopplung
2. Eingangs- und Ausgangsruhepotential Null
3. gute Nullpunktstabilität
4. hoher Eingangs- und niedriger Ausgangswiderstand
5. hohe Spannungsverstärkung
6. definierter Frequenzgang

OP-Amp: Innerer Aufbau

- ▶ hohe Verstärkung (~ 100 dB) durch mehrere Transistorstufen in Serie
- ▶ mit jeder Stufe verschiebt sich das Ruhepotential (bei npn z.B. zu positiven Werten)
- ▶ um Ausgangspotential $U_a = 0$ zu erreichen, muss an mindestens einer Stelle im Schaltkreis eine Potentialverschiebung erreicht werden

OP-Amp: Innerer Aufbau



Potentialverschiebung z.B. über

- Spannungsteiler**, würden aber Signalamplitude reduzieren
- Zener-Diode**, aber schlechtes Rauschverhalten
- Konstantstromkopplung**, keine Signalabschwächung, aber hohe Komplexität
- Komplementärtransistoren** (pnp für npn) sind am einfachsten, um unterschiedliche Potentiale zu koppeln

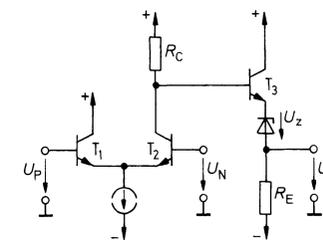
OP-Amp: Nullpunktfehler

- ▶ Auswirkung von Nullpunktfehlern in Serienschaltung, z.B. zweistufiger Verstärker
- ▶ Ausgangsspannung bei $U_e = 0$ mit Offsetspannungen $U_{0,1}$ und $U_{0,2}$

$$U_a = A_2 (U_{0,2} + A_1 U_{0,1})$$

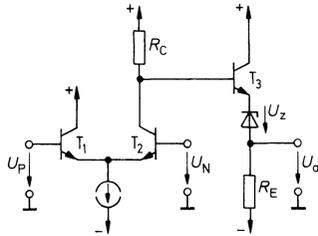
- ▶ die Offsetspannung $U_{0,1}$ der ersten Stufe überwiegt
- ▶ daher immer ein Differenzverstärker in der Eingangsstufe des OP-Amps
- ▶ am Ausgang kann asymmetrischer Verstärker verwendet werden

OP-Amp: einfachste Ausführung



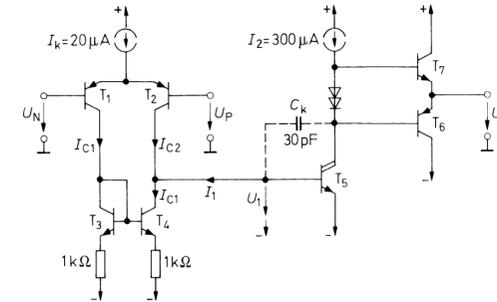
- ▶ Differenzverstärker am Eingang
- ▶ zwei Stufen für hohe Verstärkung
- ▶ Potentialverschiebung mit Zener-Diode
- ▶ Emitterfolger am Ausgang mit niedrigem r_a

OP-Amp: einfachste Ausführung



- ▶ Kollektor-Ruhepotential über R_C so einstellen, dass $V_{C,A} = V^+/2$, um hohe Aussteuerbarkeit zu erreichen
- ▶ T_2 kann dann zwischen 0 und V^+ angesteuert werden
- ▶ Zener-Spannung $U_Z = V^+/2 - 0,6V$ verschiebt das Ausgangspotential U_a im Ruhezustand auf 0
- ▶ daraus ergibt sich eine max. Aussteuerbarkeit am Ausgang von $-V^+/2 \dots +V^+/2$

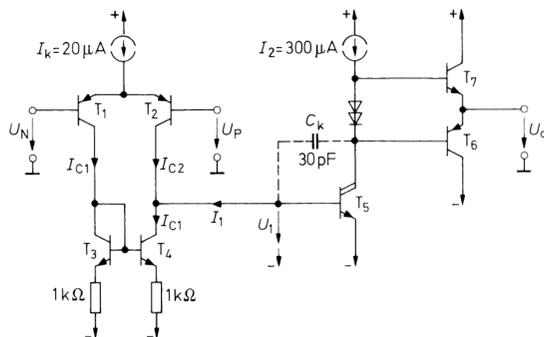
OP-Amp: integrierte Standard-OP-Amps



Beispiel: integrierter Baustein $\mu A 741$

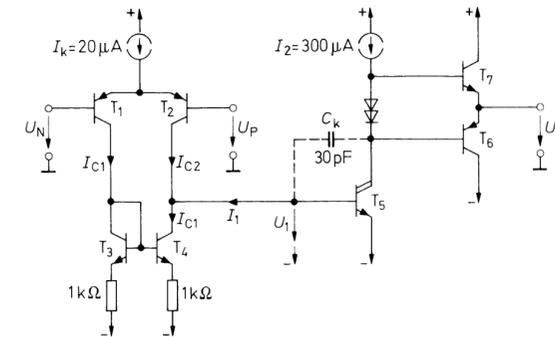
- ▶ differenzielle **Eingangsstufe** durch *pnp*-Transistoren T_1, T_2
- ▶ Stromquelle durch T_4 als Arbeitswiderstand für T_2
- ▶ $I_{C,2}$ nicht konstant, weil Stromspiegel über $I_{C,1}$ angesteuert wird
- ▶ Ausgangsstrom der Eingangsstufe $I_1 = I_{C,1} - I_{C,2}$ ergibt Verbesserung der Gleichtaktunterdrückung

OP-Amp: integrierte Standard-OP-Amps



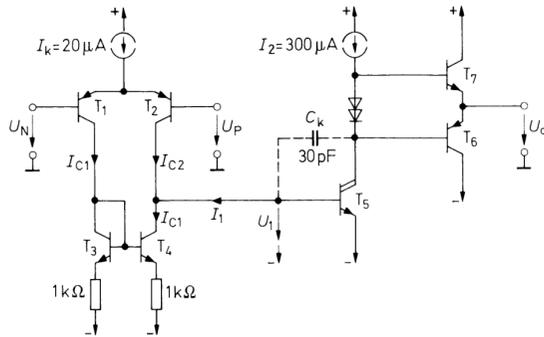
- ▶ Emitteranschlüsse von T_3 und T_4 sind über $1k\Omega$ -Widerstände herausgeführt
- ▶ hier kann eine *Nullpunkteinstellung* über V^- vorgenommen werden, denn V^- führt zu einer gegensinnigen Änderung von $I_{C,1}$ und $I_{C,2}$

OP-Amp: integrierte Standard-OP-Amps



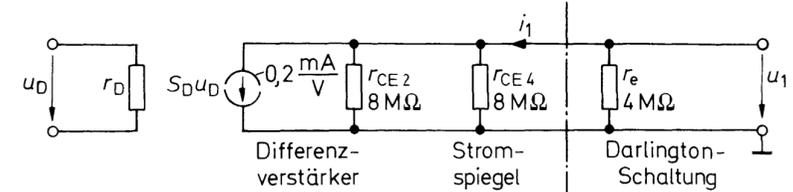
- ▶ die **zweite Stufe** wird durch den Darlington-Transistor T_5 gebildet
- ▶ hohe Verstärkung in Emitterschaltung, mit Konstantstromquelle I_2 als Arbeitswiderstand
- ▶ Korrektur des Frequenzgangs mit Kondensator C_k

OP-Amp: integrierte Standard-OP-Amps



- ▶ die **Ausgangsstufe** wird durch T_6 und T_7 gebildet
- ▶ arbeiten als komplementäre Emitterfolger mit kleinem Ruhestrom (sogenannter *Gegentakt-AB-Betrieb*, siehe noch folgendes Kapitel über Leistungsverstärker), Aussteuerbarkeit im Bereich von $U_a = V^- + 0,8\text{V} \dots V^+ - 0,8\text{V}$
- ▶ niedrige Ausgangsimpedanz des Emitterfolgers – kann hohe Ströme an niederohmige Last liefern

OP-Amp: integrierte Standard-OP-Amps



- ▶ Abschätzen der **Verstärkung der Eingangsstufe** mit KSEB
- ▶ niedrige Eingangsströme: wähle $I_{C,1} = 10\ \mu\text{A}$ mit Steilheit $S = 0,4\ \text{mA/V}$
- ▶ für Diff-Verstärker ist $S_D = S/2$

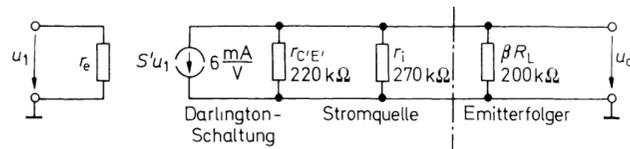
$$S_D = \frac{\partial I_1}{\partial U_D} \Big|_{U_1 = \text{const.}} = \frac{I_C}{2U_T} = \frac{I_k}{4U_T} = 0,2\ \text{mA/V}$$

- ▶ Arbeitswiderstand aus Parallelschaltung

$$r_{CE,2} \parallel r_{CE,4} \parallel r_e = 8\ \text{M}\Omega \parallel 8\ \text{M}\Omega \parallel 4\ \text{M}\Omega = 2\ \text{M}\Omega$$

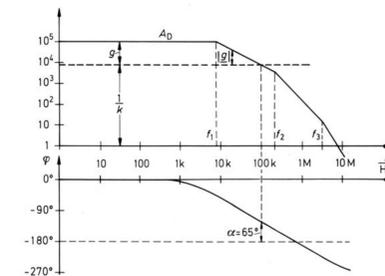
- ▶ ergibt Betriebsverstärkung $= 0,2\ \text{mA/V} \cdot 2\ \text{M}\Omega = 400$

OP-Amp: integrierte Standard-OP-Amps



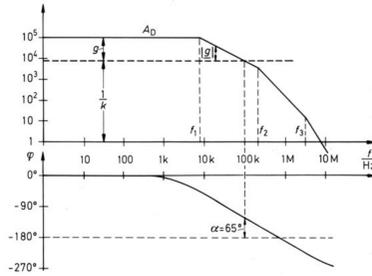
- ▶ Abschätzen der **Verstärkung der zweiten Stufe** mit KSEB
- ▶ Steilheit des Darlington-Transistors bei $I'_C = 300\ \mu\text{A}$ beträgt ca. $6\ \text{mA/V}$
- ▶ angenommene Ausgangsbelastung mit $R_L = 2\ \text{k}\Omega$
- ▶ man erhält aus dem KSEB eine Betriebsverstärkung des Darlington von ca. 450
- ▶ am Ausgang Emitterfolger mit $A = 1$
- ▶ gesamte Verstärkung des OP-Amps also ca. $400 \cdot 450 \cdot 1 = 1,8 \cdot 10^5$
- ▶ reelle Verstärkung ist kleiner, z.B. wegen thermischer Rückkopplung im IC

OP-Amp: Frequenzgang-Korrektur



- ▶ mehrere Stufen im OP-Amp → Tiefpass höherer Ordnung
- ▶ oberhalb von f_1 nimmt Verstärkung mit $20\ \text{dB/dec}$ ab
- ▶ zweiter Tiefpass oberhalb von f_2
→ $A_D \propto -40\ \text{dB/dec}$ und Phasenverschiebung $\varphi = -180^\circ$
- ▶ Rollen von P- und N-Eingang sind vertauscht!
- ▶ Gegenkopplung wird zu Mitkopplung
- ▶ gegengekoppelte Verstärker neigen dann zum Schwingen

OP-Amp: Frequenzgang-Korrektur

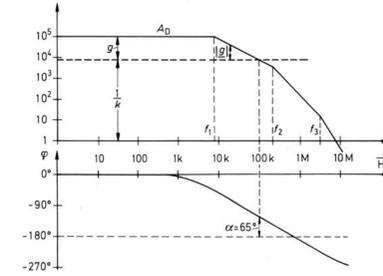


- ▶ Schwingen (Oszillation) kann auftreten, wenn folgende Bedingungen in der Schleife erfüllt sind (Stabilitätsbedingungen)
 - ▶ Phasenverschiebung gleich Null
 - ▶ Betrag der Schleifenverstärkung größer oder gleich Eins

$$|g| = |k \cdot A_D| \geq 1$$

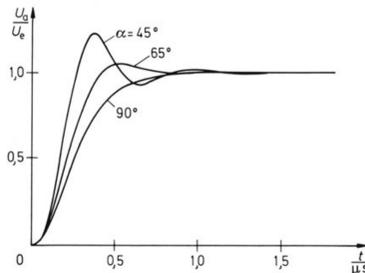
- ▶ entscheidend für die Verstärkung ist die Rückkopplungsschaltung, bei einfachem resistiven Spannungsteiler ist $k = \frac{R_1}{R_1 + R_N}$

OP-Amp: Frequenzgang-Korrektur



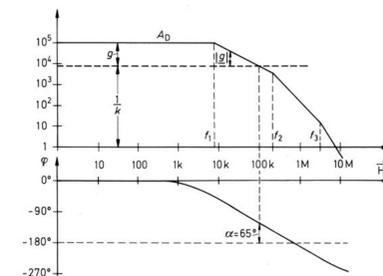
- ▶ Dimensionierung der Frequenzgangkorrektur mit genauer Betrachtung der Stabilitätsbedingungen
- ▶ neben dem stationären Verhalten ist der Einschwingvorgang zu berücksichtigen
- ▶ Definition einer kritischen Frequenz f_k , bei der $|g| = 1$, und Betrachtung der Phasenverschiebung $\varphi(f_k)$
- ▶ wenn $\varphi = -180^\circ$, dann liegt eine ungedämpfte Schwingung vor
- ▶ wenn $|\varphi| < 180^\circ$, ergibt sich eine gedämpfte Schwingung
- ▶ die Differenz nennt man auch Phasen-Reserve $\alpha = 180^\circ - |\varphi(f_k)|$

OP-Amp: Frequenzgang-Korrektur



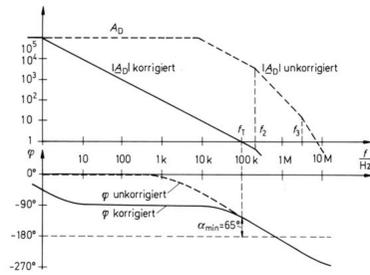
- ▶ Antwort des Schaltkreises auf Rechtecksprung
- ▶ bei $\alpha = 90^\circ$ ergibt sich ein aperiodisch gedämpfter Einschwingvorgang
- ▶ bei $\alpha = 65^\circ$ tritt ein Überschwingen von 4% der Amplitude auf, dies ist gleichzeitig der optimal flache Frequenzgang (Butterworth-Charakteristik)
- ▶ bei kleinerem α ist die Dämpfung schwächer und es tritt eine zunehmende Überhöhung in der Nähe von f_k auf
- ▶ bei $\alpha = 0$ führt der Rechtecksprung zu einer Dauerschwingung

OP-Amp: Frequenzgang-Korrektur



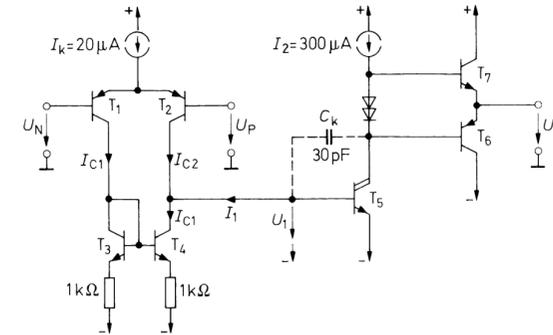
- ▶ aus dem Bode-Diagramm lässt sich nun direkt die Dämpfung für gegebenes k ablesen
- ▶ als Beispiel $1/k = 8000$ (gestrichelte waagerechte Linie)
- ▶ ergibt eine kritische Frequenz $f_k = 100$ kHz
- ▶ und Phasen-Reserve $\alpha = 65^\circ$, also gute Dämpfung

OP-Amp: universelle Frequenzgang-Korrektur



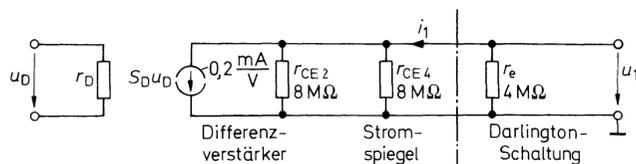
- ▶ Verstärkung bei niedrigen Frequenzen im Tiefpass 1. Ordnung über Rückkoppel-Kondensator C_k einstellen
- ▶ damit ist Phasenverschiebung $|\varphi| < 120^\circ$ im gesamten Frequenzbereich, und immer ausreichende Phasen-Reserve gegeben
- ▶ die höheren Tiefpässe können nicht eliminiert werden
- ▶ ihre Wirkung wird neutralisiert, indem C_k so eingestellt wird, dass für die Verstärkung am 2. Tiefpass folgt $|A_D(f_2)| < 1$
- ▶ als Konsequenz ist die Leerlauf-Bandbreite stark reduziert

OP-Amp: universelle Frequenzgang-Korrektur



- ▶ Schaltung hat zwei hochohmige Punkte:
- ▶ Ausgang Diff-Verstärker
- ▶ und Ausgang Darlington-Stufe

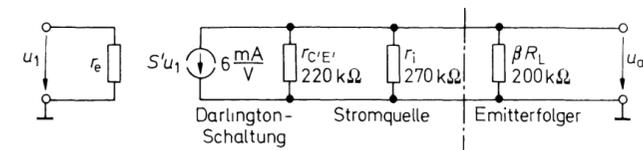
OP-Amp: universelle Frequenzgang-Korrektur



- ▶ Ausgang Diff-Verstärker bildet mit parasitärer Kapazität von angenommen 10 pF einen Tiefpass mit Grenzfrequenz

$$f_1 = \frac{1}{2\pi [8 \text{ M}\Omega \parallel 8 \text{ M}\Omega \parallel 4 \text{ M}\Omega] \cdot 10 \text{ pF}} = 8 \text{ kHz}$$

OP-Amp: universelle Frequenzgang-Korrektur



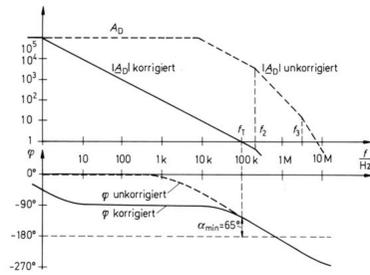
- ▶ Ausgang Darlington-Stufe bildet mit parasitärer Kapazität von angenommen 10 pF einen Tiefpass mit Grenzfrequenz

$$f_2 = \frac{1}{2\pi [220 \text{ k}\Omega \parallel 270 \text{ k}\Omega \parallel 200 \text{ k}\Omega] \cdot 10 \text{ pF}} = 210 \text{ kHz}$$

- ▶ für die relativ langsamen integrierten *pnp*-Transistoren gilt eine Grenzfrequenz

$$f_3 \approx 3 \text{ MHz}$$

OP-Amp: universelle Frequenzgang-Korrektur

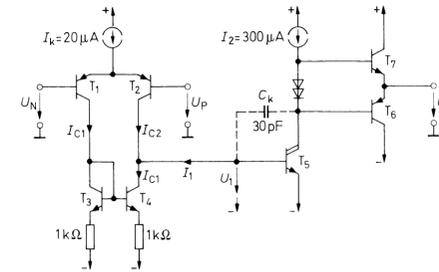


- ▶ um bei voller Gegenkopplung ($k = 1$) eine Reserve von 65° zu erreichen, muss für die Transitfrequenz eingestellt werden

$$f_T \approx f_2/2$$

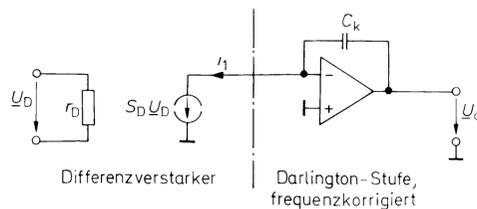
- ▶ also müsste f_1 von anfangs 8 kHz auf 1 Hz erniedrigt werden
- ▶ dazu müsste man am Ausgang des Diff-Verstärkers einen $C_k = 80$ nF nach Masse anschließen
- ▶ dieser Kapazitätswert ist "monolithisch" nicht integrierbar

OP-Amp: universelle Frequenzgang-Korrektur



- ▶ C_k lässt sich stark verkleinern, wenn dieser nicht nach Masse, sondern als **Rückkoppel-Kondensator** beschaltet ist (sogenannter Miller-Integrator)

OP-Amp: universelle Frequenzgang-Korrektur



- ▶ invertierende Spannungs-Gegenkopplung erzeugt virtuelle Masse bei höheren Frequenzen, für die Ausgangsspannung gilt dann

$$\underline{U}_a = \frac{S_D \underline{U}_D}{j\omega C_k}$$

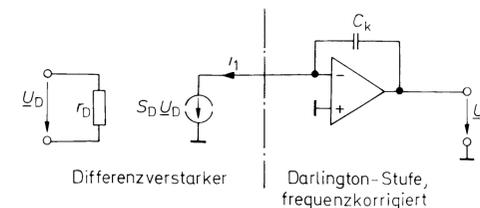
- ▶ daraus die Differenzverstärkung

$$A_D = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_D} = \frac{S_D}{j\omega C_k}$$

- ▶ bei Transitfrequenz $\omega = 2\pi f_T$ ist $|A_D| = 1$, also

$$C_k = \frac{S_D}{2\pi f_T}$$

OP-Amp: universelle Frequenzgang-Korrektur

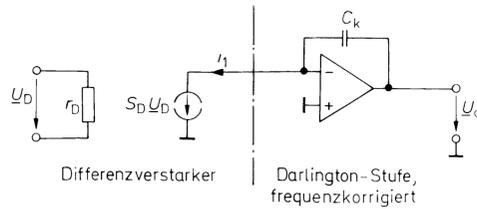


- ▶ Rückkoppel-Kondensator

$$C_k = \frac{S_D}{2\pi f_T}$$

- ▶ mit typischer Darlington-Steilheit $S_D = 0,2$ mA/V und $f_T = 100$ kHz erhält man $C_k = 320$ pF, also nur 1/250 von einem nach Masse angeschlossenen Kondensator
- ▶ starke Wirkung von Rückkoppel-Kondensator ist auch als "Miller-Effekt" bekannt

OP-Amp: universelle Frequenzgang-Korrektur

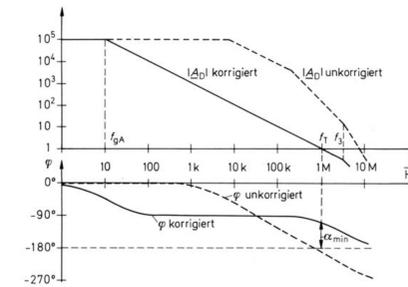


- Kondensator in Spannungs-Gegenkopplung der zweiten Stufe

$$C_k = \frac{S_D}{2\pi f_T}$$

- hat einen weiteren Effekt: der Ausgangswiderstand der zweiten Stufe verkleinert sich massiv
- dadurch steigt die Grenzfrequenz f_2 des ausgangsseitigen Tiefpasses stark an, von hier 200 kHz auf über 10 MHz
- die Aufspaltung der Grenzfrequenzen bezeichnet man auch als *Pol-Splitting*

OP-Amp: universelle Frequenzgang-Korrektur



- das *Pol-Splitting*, d.h. die Verschiebung von f_2 bis über f_3 , erlaubt die Erhöhung der Transitfrequenz f_T (aufgrund jetzt niedrigerer Schleifenverstärkung)
- f_T kann bis zu f_3 erhöht werden, hier ca. 1 MHz
- mit $f_T = 1$ MHz erhält man $C_k \approx 30$ pF
- dieser Wert ist im μA 741 monolithisch integriert

OP-Amp: integrierte Schaltung

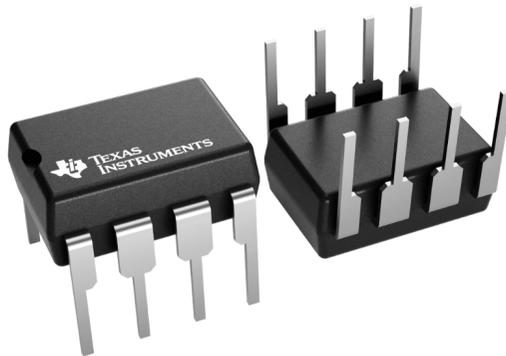


Abbildung: μA 741 im DIL-Gehäuse

OP-Amp: integrierte Schaltung

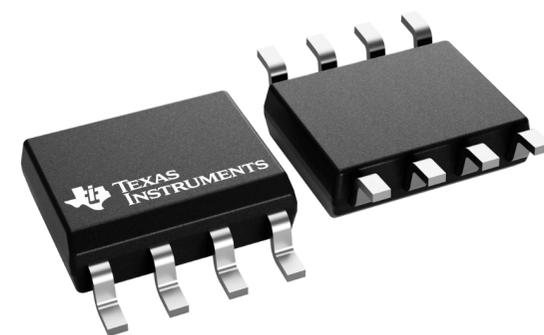


Abbildung: μA 741 im SMD-Gehäuse

OP-Amp: integrierte Schaltung

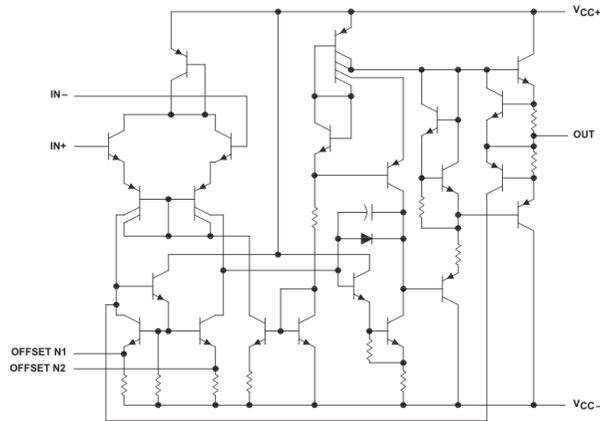


Abbildung: μ A 741 Schaltplan

OP-Amp: integrierte Schaltung

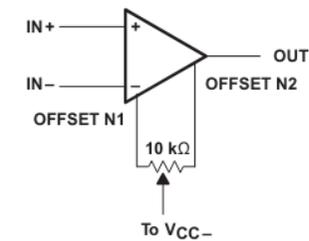
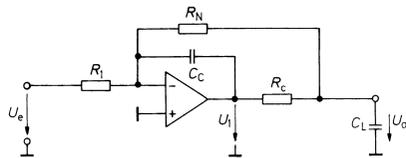


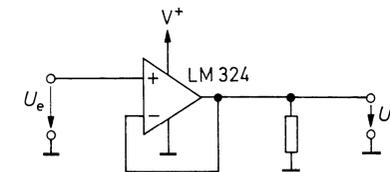
Abbildung: μ A 741 Offset-Einstellung

OP-Amp: praktische Schaltung – kapazitive Last



- ▶ bei kapazitiver Last C_L entsteht ausgangsseitig mit dem Ausganswiderstand ein weiterer Tiefpass, d.h. weitere Phasen-Nacheilung des Ausgangs, was schnell zu Oszillationen führen kann
- ▶ als Gegenmaßnahme kann C_C parallel zum Rückkoppelwiderstand R_N geschaltet werden
- ▶ C_C bewirkt eine Phasenvoreilung des Ausgangs und kompensiert damit die kapazitive Last
- ▶ die Wirkung wird durch einen Entkoppel-Widerstand $R_C = 10 \Omega$ bis 100Ω weiter verstärkt: Voreilung $\angle U_1 > \angle U_a$

OP-Amp: praktische Schaltung – eine Betriebsspannung

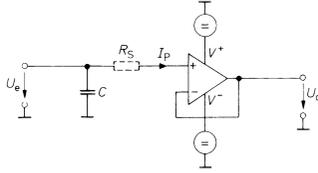


- ▶ OP-Amps sind für symmetrische Betriebsspannungen konzipiert, um bipolare Aussteuerbarkeit zu erreichen
- ▶ oft gibt es jedoch nur eine Betriebsspannung (z.B. digitale Schaltungen, besonders auch Batteriebetrieb)
- ▶ Beispiel eines unipolaren Spannungsfolgers
- ▶ hier ist die Aussteuerbarkeit von 0 gegeben, weil der hier verwendete OP-Amp LM 324 eine Gleichtakt-Aussteuerung bis zur neg. Betriebsspannung zulässt

$$U_a = U_e \quad \text{für } 0 \leq U_e \leq V^+ - 1,5V$$

- ▶ dies wird im integrierten Schaltkreis durch zusätzliche Stromquelle und Pegel-Shifter in der Ausgangsstufe erreicht

OP-Amp: praktische Schaltung – Schutz der Eingänge



- ▶ Eingangsspannungen dürfen Betriebsspannung nicht überschreiten, sonst wird interne Diode leitend und brennt durch, wenn der Eingangsstrom nicht begrenzt wird
- ▶ Ziel der Begrenzung ca. 10 mA für bipolare OP-Amps und 1 mA für FET-OP-Amps
- ▶ kann z.B. beim Abschalten der Versorgungsspannung auftreten, wenn eingangsseitig eine große geladene Kapazität anliegt
- ▶ Problem wird durch Serienwiderstand gelöst, der bei gegebener Versorgungsspannung V^+ den Strom auf die o.a. Werte begrenzt

$$R_S = \frac{V^+}{I_{\max}} = \frac{15 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

Danke für Ihre Teilnahme