

### IS.3.3 Endstufen

Die wesentlichen Anforderungen an die Endstufe eines Operationsverstärkers sind

- ausreichende Signalverstärkung
- geringe nichtlineare Verzerrungen
- niedrige Ausgangsimpedanz
- geringe Ruheverlustleistung und guter Wirkungsgrad
- hohe Grenzfrequenz um keine weitere Bandbegrenzung zu verursachen

Zum Einsatz kommen hauptsächlich

- Eintakt-Emitterfolger (Kollektorschaltung) für einfache Anwendungen
- Eintakt-Emitterschaltung mit externem Lastwiderstand
- eisenlose Gegentakt-(A)B-Stufen
- selten: Basisschaltung für OTA's

Die am häufigsten verwendeten Gegentaktstufen wurden in ihrer Bipolarversion im Fach SC behandelt, weshalb hier nur mehr auf die MOS-Version der Gegentaktendverstärker und den Emitter- bzw. Sourcefolger eingegangen wird.

#### IS.3.3.1 Emitterfolger als Endstufe

##### .1 Großsignal-Übertragungscharakteristik

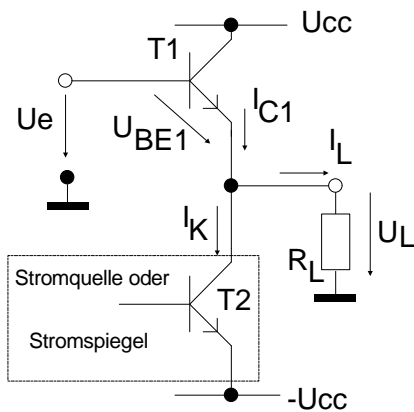


Abb. IS47: Emitterfolger als Endverstärker

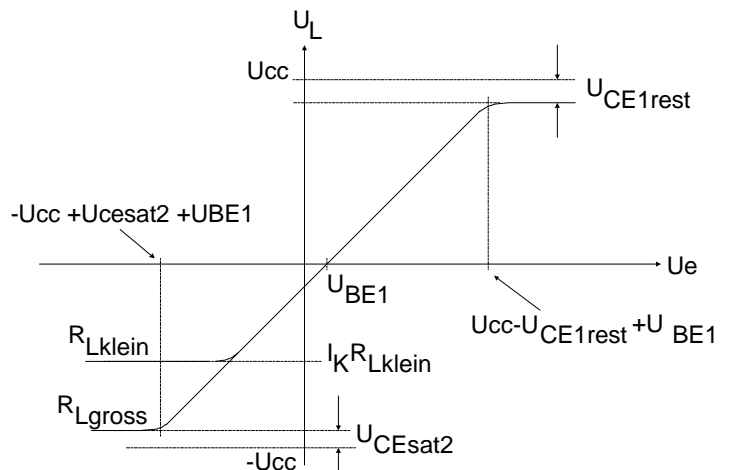


Abb. IS48: Übertragungskennlinie des Emitterfolgers

$$U_e = U_{BE1} + U_L \quad (\text{IE1})$$

$$U_{BE1} = U_T \ln \left( \frac{I_{C1}}{I_S} \right) \quad (\text{IE2})$$

$I_S$  = Sperr sättigungsstrom von  $T_1$  und  $T_2$ .

Ausgangsknoten:

$$I_{C1} = I_L + I_K = \frac{U_L}{R_L} + I_K \quad (\text{IE3})$$

eingesetzt:

$$U_e = U_T \ln \left( \frac{\frac{U_L}{R_L} + I_K}{I_S} \right) + U_L \quad (\text{IE4})$$

Zum Verlauf der **Übertragungskennlinie Gln. (IE4):**

**Große  $R_L$ :**  $\frac{U_L}{R_L} \ll I_K$  in Gln. (IE4); d.h.  $U_{BE1}$  kann als konstant angenommen werden.

- Pos. Halbwelle:  $T_1$  zieht  $U_L$  auf maximal  $U_{CC} - U_{CE1rest}$ .  $U_{CE1rest}$  ist der am  $T_1$  verbleibende Spannungsabfall. Wenn  $U_e \leq U_{CC}$  bleibt, wird  $U_{CE1rest} \geq U_{BE1}$ . Im günstigsten Fall kann  $U_{CE1rest} = U_{CE1sat}$  werden; dann muß jedoch  $U_e$  einen Wert  $U_e > U_{CC}$  einnehmen können.
- Neg. Halbwelle:  $T_2$  zieht  $U_L$  minimal auf  $-U_{CC} + U_{CEsat2}$ .
- Die Übertragungskennlinie ist nahezu linear und begrenzt fast symmetrisch.

**Kleine  $R_L$ :**  $U_L / R_L$  in der Größenordnung von  $I_K$ .

- Pos. Halbwelle: Verhalten ähnlich wie bei großem  $R_L$ .
- Neg. Halbwelle: Selbst bei abgeschaltetem  $T_1$  kann  $I_K$  den  $R_L$  nur auf  $U_{L-} = -I_K R_L$  ziehen. Für negativere Werte von  $U_L$  begrenzt die Schaltung.

## .2 Leistungsbetrachtungen

Die maximale Ausgangsleistung  $P_{amax}$  entsteht beim kleinstmöglichen  $R_L$ , der noch keine Begrenzung verursacht.

$$P_a = \frac{1}{2} \hat{U}_L \hat{I}_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_L^2}{R_L} \quad (\text{IE5})$$

Damit die pos. und neg. Halbwelle gleich groß und maximal werden können, muß gelten:

$$U_{CC} - U_{CE1rest} = R_{Lopt} I_K = \hat{U}_{Lmax} \quad (= \text{maximale Ampl. v. } U_L \text{ ohne Begrenzung}) \quad (\text{IE6})$$

Damit errechnet sich ein **optimaler  $R_L$** , bei dem die Nutzleistung maximal wird:

$$R_{Lopt} = \frac{U_{CC} - U_{CE1rest}}{I_K} \quad (\text{IE7})$$

Die **maximal erzielbare Nutzleistung an  $R_{Lopt}$**  wird somit:

$$P_{amax} = \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_{Lmax}^2}{R_{Lmax}} I_K = \frac{1}{2} (U_{CC} - U_{CE1rest}) I_K \quad (\text{IE8})$$

Die von der **Versorgungsquelle gelieferte Leistung** beträgt:

$$P_{CC} = 2U_{CC} I_K \quad (\text{IE9})$$

Der **maximale Wirkungsgrad bei Vollaussteuerung und  $R_{Lopt}$**  berechnet sich zu:

$$\eta_{max} = \frac{P_{amax}}{P_{CC}} = \frac{1}{2} \frac{U_{CC} - U_{CE1rest}}{2U_{CC} I_K} I_K = \frac{1}{4} \left( 1 - \frac{U_{CE1rest}}{U_{CC}} \right) \quad (\text{IE10})$$

Im Idealfall für  $U_{CErest} = 0$  ergibt sich  $\eta_{max} = 25\%$ .

## Verlustleistung:

Unter der Voraussetzung eines Ruhearbeitspunkts von  $U_L = 0V$  gilt für die in  $T_1$  umgesetzte Leistung:

$$\begin{aligned} P_{VC1} &= \frac{1}{T} \int_{(T)} (U_{CC} - \hat{U}_L \sin \omega t) (I_K + \hat{I}_L \cos \omega t) d\omega t = \\ &= U_{CC} I_K - \frac{\hat{U}_L \hat{I}_L}{2} \end{aligned} \quad (\text{IE11})$$

Maximale Verlustleistung tritt bei fehlender Aussteuerung auf:

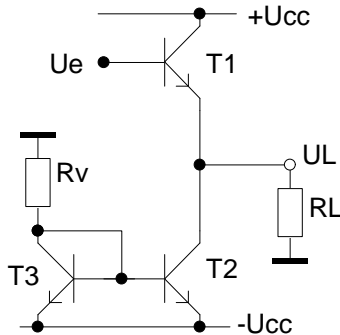
$$P_{VC1max} = U_{CC} I_K \quad (\text{IE12})$$

Siehe hierzu auch Skript SC, Kap L.3.2.

**Beispiel:**

Die abgebildete Emitterfolger-Endstufe hat die Daten:

$U_{CC} = \pm 10\text{ V}$ ;  $R_V = 5\text{ k}\Omega$ ;  $R_L = 1\text{ k}\Omega$ ;  $-U_{CC} \leq U_e \leq +U_{CC}$ ,  $U_{BE} = 0,7\text{ V}$ , Spiegelverhältnis  $S = 1$ .



a) Man berechne die maximale unverzerzte Ausgangsleistung bei Sinusaussteuerung und den zugehörigen Wirkungsgrad.

b) Welcher  $R_V$  ist zu verwenden, wenn maximale Leistung bei Vollaussteuerung erzielt werden soll? Wie groß ist dann der Wirkungsgrad?

c) Berechne die maximal mögliche Verlustleistung in T1 und die bei  $\hat{u}_L = 8\text{ V}$  auftretende  $P_V$ . ( $R_L = 1\text{ k}\Omega$ )

**Lösung:**

a) Konstantstrom des Stromspiegels:  $I_K = \frac{U_{CC} - U_{BE3}}{R_V} = \frac{10\text{V} - 0,7\text{V}}{5\text{k}\Omega} = 1,86\text{ mA}$

Maximal erreichbare Nutzleistung bei  $R_L = 1\text{ k}\Omega$ :  $P_a = \frac{1}{2} \hat{u}_L \hat{i}_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{u}_L^2}{R_L} = 0,5 \frac{(1,86\text{V})^2}{1\text{k}\Omega} = 1,73\text{ mW}$

Wirkungsgrad:  $\eta = \frac{P_a}{P_{CC}} = \frac{1,73\text{mW}}{2U_{CC} I_K} = \frac{1,73\text{mW}}{20\text{V} \cdot 1,86\text{mA}} = 4,6\%$  (Ohne Referenzstrom des Spiegels)

b) Optimale Konstantstromquelle: Bei dem angegebenen Spannungshub von  $U_e$  wird  $U_{CE\text{rest}} = U_{BE1}$ .

$$I_{K\text{opt}} = \frac{U_{CC} - U_{BE1}}{R_L} = \frac{9,3\text{V}}{1\text{k}\Omega} = 9,3\text{mA} \quad R_{V\text{opt}} = \frac{U_{CC} - U_{BE3}}{U_{CC} - U_{BE1}} R_L \approx R_L = 1\text{k}\Omega$$

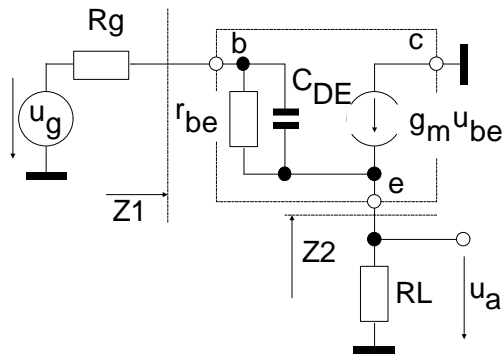
Nutzleistung bei Vollaussteuerung und  $I_{K\text{opt}}$ :  $P_{a\text{max}} = \frac{1}{2} (U_{CC} - U_{BE1}) I_K = 0,5 \cdot 9,3\text{V} \cdot 9,3\text{mA} = 43,25\text{ mW}$

Maximaler Wirkungsgrad:  $\eta_{\text{max}} = \frac{1}{4} \left( 1 - \frac{U_{BE1}}{U_{CC}} \right) = 0,25 \left( 1 - \frac{0,7}{10} \right) = 23,2\%$

c) Maximale Verlustleistung bei fehlender Aussteuerung:  $P_{VC\text{max}} = U_{CC} I_K = 10\text{V} \cdot 9,3\text{mA} = 93\text{mW}$

$$P_{VC} \text{ bei } \hat{u}_L = 8\text{V}: P_{VC1,5} = U_{CC} I_K - \frac{\hat{u}_L \hat{i}_L}{2} = U_{CC} I_K - \frac{\hat{u}_L^2}{2R_L} = 93\text{ mW} - 0,5 \frac{(8\text{V})^2}{1\text{k}\Omega} = 61\text{ mW}$$

### .3 Kleinsignalverhalten des Emitterfolgers



Wenn auch der Großsignalbetrieb die eigentliche Aufgabe der Schaltung ist, kann der Verstärker auch mit kleinen Signalen angesteuert werden. Dann gelten die Kleinsignalbeziehungen für Verstärkung, Ein- und Ausgangswiderstand.

Die Formeln dafür wurden im Fach BE hergeleitet und hier nur wiederholend wiedergegeben. Zugrunde liegt das Kleinsignalmodell des BJT ohne Rückwirkungsparameter. Letztere Annahme ist vertretbar, da wegen der Kollektorschaltung kein Millereffekt auftritt.

Abb. IS49: Kleinsignalmodell des Emitterfolgers

#### Kleinsignalverstärkung aus [1]:

$$v_u = \frac{u_a}{u_g} = \frac{g_m R_L + \frac{R_L}{r_{be}}}{1 + g_m R_L + \frac{R_g + R_L}{r_{be}}} \frac{1 + \rho T_N}{1 + \rho T_p} \quad (\text{IE13})$$

Die Nullstelle liegt stets nahe  $\omega_T$  des Transistors und fällt bei der Verstärkung nicht ins Gewicht.

Die **Polstelle** liegt bei

$$\frac{1}{T_p} = \omega_p = \frac{1}{C_{DE} R_p} \quad (\text{IE14})$$

mit  $C_{DE}$  = Emitterdiffusionskapazität und  $R_p = r_{be} \parallel \frac{R_g + R_L}{1 + g_m R_L}$

- Für  $g_m R_L \gg 1$  und  $R_g \ll R_L$  wird  $R_p \approx \frac{1}{g_m}$  und damit  $\omega_p \approx \frac{g_m}{C_{DE}} \approx \omega_T$ . (unkritisch)
- Für  $g_m R_L \gg 1$  und  $R_g \gg R_L$  allerdings wird  $R_p \approx r_{be} \parallel \frac{1}{g_m \frac{R_g}{R_L}} = \frac{1}{g_m \left( \frac{1}{\beta_0} + \frac{R_L}{R_g} \right)}$

Man erkennt, daß für  $R_g \gg R_L$   $R_p$  vergrößert und der Pol deutlich zu tieferen Frequenzen hin verschoben wird. Die obere Grenzfrequenz sinkt!

#### Eingangswiderstand:

$$Z_1 = r_{be} + \beta_0 R_L \quad (\text{IE15})$$

#### Ausgangswiderstand:

$$Z_2 = \frac{1}{g_m} + \frac{R_g}{\beta_0} \quad (\text{IE16})$$

Die Frequenzabhängigkeit der Widerstände ist hier nicht berücksichtigt.

- **Zu beachten** ist, daß der Eingangswiderstand bei hohen Frequenzen kapazitiv wird, der Ausgangswiderstand bei mittlerem Kollektorstrom, wo  $\frac{1}{g_m} < R_g + r_{bb'}$  ist, jedoch induktiv werden kann, was bei kapazitiven Lasten zu Instabilitäten führt! (Näheres dazu in [1]).

### IS.3.3.2 CMOS-Gegentaktendstufen

- Im allgemeinen ist die Leistungsfähigkeit von CMOS-Endstufen geringer als die von Bipolar-Endverstärkern gleichen Platzbedarfs.
- CMOS-Gegentaktendstufen im (A)B-Betrieb haben prinzipiell den gleichen theoretischen Wirkungsgrad wie solche mit BJT.
- Eintakt-A-Endverstärker in MOS-Technik werden nur bei O.P. mit sehr geringer Ausgangsleistung (einige 10 mW) eingesetzt.

Von mehreren Schaltungsmöglichkeiten werden der Gegentakt-Sourcefolger und die Gegentakt-Source-Schaltung herausgegriffen.

#### .1 Gegentakt-(A)B-Verstärker in Drainschaltung (Sourcefolger)

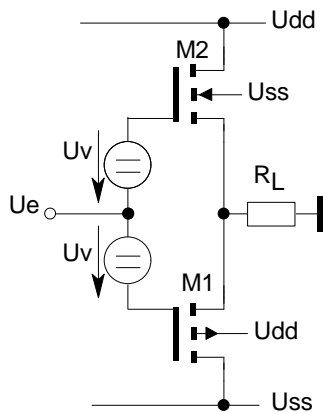


Abb. IS50: Prinzipschaltung der Sourcefolger-Endstufe

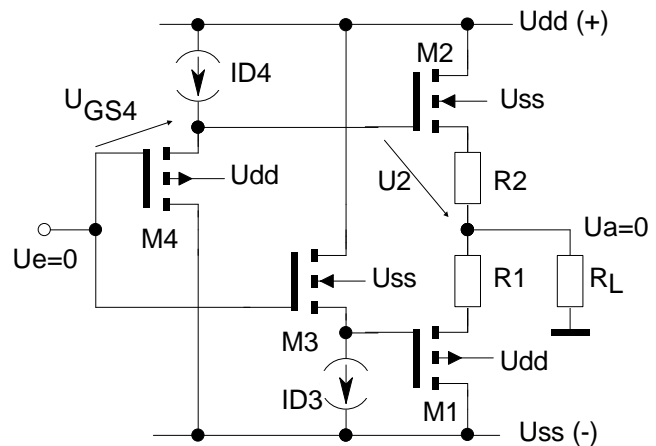


Abb. IS51: Vorspannungserzeugung beim CMOS-Endverstärker

- Schaltung entspricht der "eisenlosen" Gegentaktendstufe mit Bipolartransistoren.
- Mit der Spannung U<sub>v</sub> wird der Ruhestrom der beiden Endtransistoren eingestellt.
- Hauptnachteil: Die Ausgangsspannung kann auch nicht annähernd bis U<sub>dd</sub> bzw. U<sub>ss</sub> angesteuert werden. (selbstsperrende MOSFET benötigen eine rel. hohe U<sub>GS</sub>, um einen kräftigen Drainstrom zu ziehen.)
- Bei diskretem Aufbau der Schaltung, kann jeweils das Substrat mit Source verbunden werden.

Die Erzeugung der Vorspannung U<sub>v</sub> kann wie in Abb. IS51 erfolgen.

Um einen bestimmten Ruhestrom I<sub>D2</sub> in den Endtransistoren einzustellen, benötigt man die Spannung

$$U_2 = I_{D2}R_2 + U_{GS2} = I_{D2}R_2 + U_{T02} + \left(\frac{I_{D2}}{\beta_{m2}}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{IE17})$$

Die gleiche Spannung muß zwischen Gate und Source von M<sub>4</sub> entstehen:

$$U_2 = -U_{GS4} = -\left[U_{T04} + \left(\frac{I_{D4}}{\beta_{m4}}\right)^{\frac{1}{2}}\right] \quad (\text{IE18})$$

Gleiches gilt für die Transistoren M<sub>1</sub> und M<sub>3</sub>.

Somit läßt sich der Ruhestrom der Endtransistoren durch die Stromquellen I<sub>D4</sub> und I<sub>D3</sub> einstellen.

**Beispiel:** Man ermittle für eine Schaltung gemäß Abb. IS51 den Konstantstrom  $I_{D4}$ , um einen Ruhestrom in den Endtransistoren von  $I_{D2} = 100 \mu\text{A}$  einzustellen.  $U_{DD} = 5\text{V}$ ;  $U_{SS} = -5\text{V}$ ;  $(W/L)_1 = 10$ ;  $(W/L)_2 = 5$ ;  $(W/L)_3 = 1$ ;

$$(W/L)_4 = 2; |U_{T0}| = 1\text{V}; k_{pn} = 30 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}; k_{pp} = 15 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}, \quad R_2 = R_1 = 1 \text{ k}\Omega.$$

$$\beta_{m2} = \frac{k_{pn}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 = \frac{30 \mu\text{A}}{2} \cdot 5 = 75 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}; \quad \beta_{m1} = \frac{k_{pp}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 = \frac{15 \mu\text{A}}{2} \cdot 10 = 75 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$$

$$\beta_{m4} = \frac{k_{pp}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_4 = \frac{15 \mu\text{A}}{2} \cdot 2 = 15 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}; \quad \beta_{m3} = \frac{k_{pn}}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_3 = \frac{30 \mu\text{A}}{2} \cdot 1 = 15 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$$

Es muß gelten:  $U_{GS4} = -U_2$

$$U_{T04} + \left( \frac{I_{D4}}{\beta_{m4}} \right)^{\frac{1}{2}} = - (U_{GS2} + U_{R2}) = - U_{T02} - \left( \frac{I_{D2}}{\beta_{m2}} \right)^{\frac{1}{2}} - I_{D2} R_2$$

$$\left( \frac{I_{D4}}{\beta_{m4}} \right)^{\frac{1}{2}} = -1\text{V} - (-1\text{V}) - \left( \frac{100 \mu\text{A}}{75 \mu\text{A}} \right)^{\frac{1}{2}} - 100 \mu\text{A} \cdot 1 \text{ k}\Omega = -1,25 \text{ V}$$

$$I_{D4} = \beta_{m4} \cdot (-1,25 \text{ V})^2 = 15 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2} \cdot (-1,25 \text{ V})^2 = 23,4 \mu\text{A}$$

## .2 Gegentakt-(A)B-Endstufe in Sourceschaltung

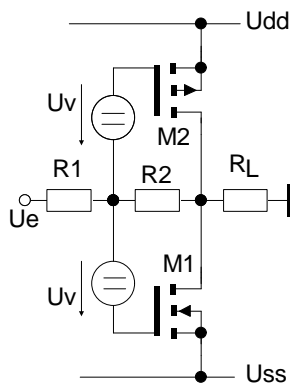


Abb. IS52: Prinzipschaltung

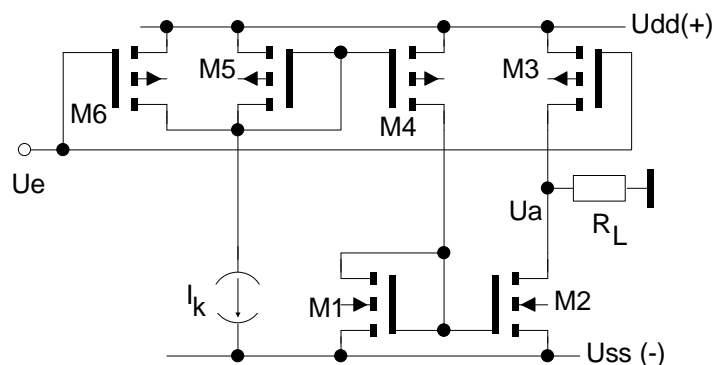


Abb. IS53: Endstufenschaltung des CMOS-OP ICL7610

- Hier handelt es sich prinzipiell um einen CMOS-Inverter; der A.P. wird mit den Vorspannungen  $U_v$  eingestellt.
- **Vorteil:** Die Source-Anschlüsse liegen auf  $U_{DD}$ - bzw.  $U_{SS}$ -Potential, weshalb das Ausgangssignal fast bis an die Versorgungsspannung angesteuert werden kann.
- **Nachteil:** Wegen der Source-Grundsaltung hat die Stufe einen rel. hohen Ausgangswiderstand. (einige  $10 \text{ k}\Omega$ )

**Abhilfe:** Parallel-Gegenkopplung über  $R_2$  zur Verringerung des Ausgangswiderstands um den Gegenkopplungsgrad. Die G.K. kann auch durch MOSFET realisiert werden.

### Funktion der Schaltung in Abb. IS53:

$M_2$  und  $M_3$  stellen die Gegentaktendtransistoren dar.  $M_3$  wird direkt von  $U_e$  angesteuert, während  $M_2$  sein Signal über  $M_6$ ,  $M_5$ ,  $M_4$  und  $M_1$  erhält. Dazu wird das Eingangssignal mit  $M_6$  invertiert. Der Verstärkungsfaktor von  $U_e$  zum Gate von  $M_4$  beträgt  $-g_m \cdot \frac{1}{g_m} = -1$ , da  $M_5$  in Drainschaltung den  $M_6$  mit dem Widerstand  $\frac{1}{g_m}$  belastet.

$M_4$  wird damit gegenphasig zu  $M_3$  angesteuert und wegen des Stromspiegels  $M_1, M_2$  übernimmt  $M_2$  den negativen Teil des Ausgangssignals.

Andere Betrachtungsweise:  $M_3, M_4$  bilden mit dem Stromspiegel  $M_1, M_2$  einen "Leistungsdifferenzverstärker", der mittels  $M_6, M_5$  im Gegentakt angesteuert wird.

## IS.4 Analyse eines bipolaren Operationsverstärkers

Am folgenden Beispiel eines vereinfachten O.P. sollen die Verwendung der zuvor behandelten Schaltungsmodule und die Berechnung der Eigenschaften gezeigt werden. Der betrachtete Operationsverstärker besteht - ganz typisch - aus

- Eingangsdifferenzverstärker, der neben hoher Verstärkung wesentlich für die Eigenschaften von Eingangswiderstand, Offset, Gleichtaktunterdrückung, Rauschen u.a. verantwortlich ist.
- 2. Verstärkerstufe, deren Hauptaufgaben hohe Spannungsverstärkung und Frequenzgangkompensation sind.
- Gegentaktendstufe zur Leistungsverstärkung bei Spannungsverstärkung ca. 1.

Die Schaltung wurde einfach gehalten, auf Kaskodierung, verbesserte Stromspiegel und ausgeklügelte Bias-Einstellung verzichtet.

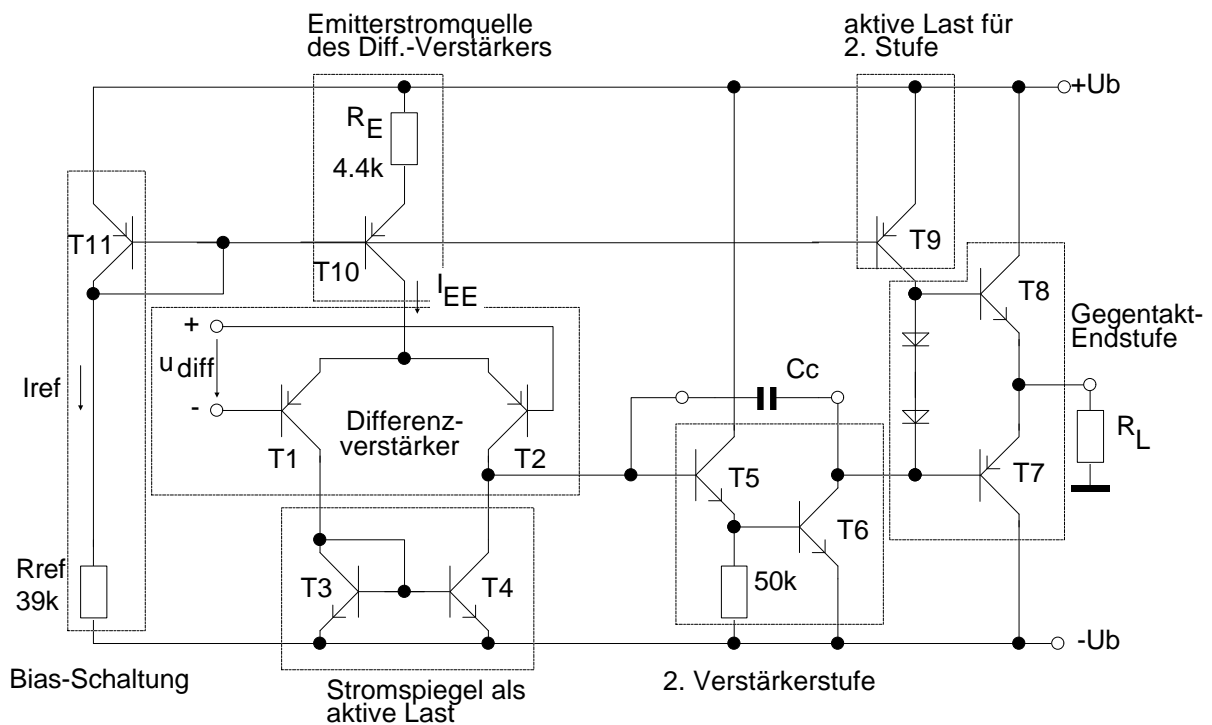


Abb. IS54: Gesamtschaltung eines einfachen O.P.

Es gelte:

Sperr sättigungsstrom von T<sub>11</sub> gleich dem von T<sub>10</sub>:  $I_{S11} = I_{S10}$ , sowie:  $\frac{I_{S9}}{I_{S11}} = \frac{1}{2}$

$\beta_{npn} = \beta_p \approx 150$ ;  $U_{AFp} = 100V$

$\beta_{ppn} = \beta_n \approx 50$ ;  $U_{AFn} = 80V$ ;  $U_{CC} = \pm 12V$ ;  $R_L \geq 2k\Omega$ ;  $C_c = 30pF$

### IS 4.1 Überschlägige Berechnung des Arbeitspunkts

$$I_{ref} = \frac{2U_{CC} - U_{BEa}}{R_{ref}} = \frac{24V - 0.6V}{39k} = 600 \mu A$$

T<sub>11</sub> und T<sub>10</sub> bilden eine Widlarstromquelle. Nach Gln.(IS12) gilt:  $U_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_{EE}}\right) = R_E I_{EE}$

Mit einem Ansatz  $I_{EE} = 15 \mu A$  erhält man nach max. 3 Iterationen:  $I_{EE} = 20 \mu A$ ; und  $I_{C1} = I_{C2} = 10 \mu A$ .

T<sub>11</sub> und T<sub>9</sub> bilden einen einfachen Stromspiegel mit dem erweiterten Spiegelverhältnis gem. Gln. (IS1):

$$I_{C9} = I_{ref} \frac{I_{S9}}{I_{S11}} = 600 \mu A \frac{1}{2} = 300 \mu A.$$

### IS.4.2 Überschlägige Ermittlung der Kleinsignalverstärkung

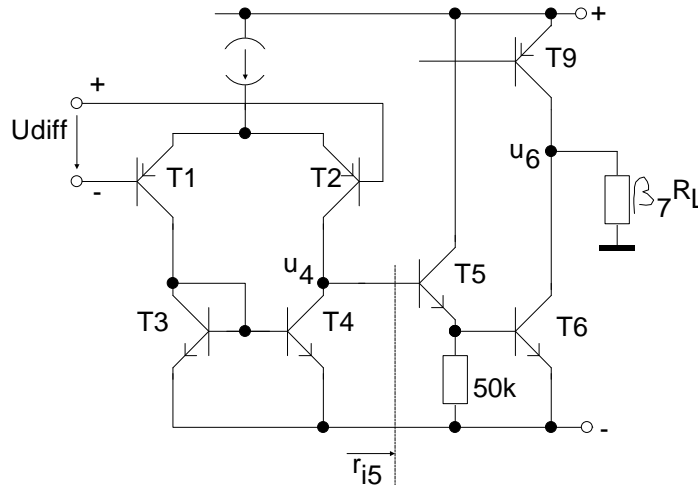


Abb. IS55: Vereinfachte Schaltung zur Berechnung der Kleinsignalverstärkung

- Die Endstufe in Kollektorschaltung hat die Spannungsverstärkung  $V_{U3} \approx 1$ .
- Die Stromverstärkung der Endstufe entspricht der der Endtransistoren (schlechtester Wert ist  $\beta_7$  des pnp-Transistors). Damit wird der Lastwiderstand auf den Wert  $\beta_7 R_L = 100 \text{ k}\Omega$  an den Kollektor des T<sub>6</sub> transformiert.
- Der Innenwiderstand der Stromquelle T<sub>9</sub> beträgt gem. Gln. (IS4):  $r_{ce9} = \frac{U_{AFn}}{I_{C9}} = \frac{80V}{300\mu A} = 267 \text{ k}\Omega$
- Der Verstärkertransistor T<sub>6</sub> wird mit  $r_{o9} \parallel \beta_7 R_L$  belastet. Sein eigener Ausgangswiderstand hat den Wert  $r_{ce6} = \frac{U_{AFp}}{I_{C9}} = \frac{100V}{0.3mA} = 333 \text{ k}\Omega$ . Damit beträgt seine Spannungsverstärkung:

$$V_{U2} = \frac{u_6}{u_4} = -g_{m6} (r_{ce9} \parallel r_{ce6} \parallel \beta_7 R_L) = \frac{-I_{C9}}{U_T} (r_{ce9} \parallel r_{ce6} \parallel \beta_7 R_L) =$$

$$= -\frac{300\mu A}{26 \text{ mV}} (267\text{k}\Omega \parallel 333\text{k}\Omega \parallel 100\text{k}\Omega) = -689$$

- T<sub>5</sub> als Impedanzwandler soll die Belastung des Differenzverstärkers durch die 2. Stufe verringern. Der 50k $\Omega$  - Widerstand zwischen Basis und Emitter von T<sub>6</sub> leitet den Großteil des Reststroms von T<sub>5</sub> nach Masse ab.

$$r_{i5} \approx \beta_5 \left\{ r_{be6} \parallel 50\text{k}\Omega \right\} + r_{be5} = \beta_5 \left\{ \beta_6 \frac{U_T}{I_{C6}} \parallel 50\text{k}\Omega \right\} + r_{be5}, \text{ wobei } r_{be5} \approx \beta_5 \frac{U_T}{I_{B6} + I_{R50k}} = 300\text{k}\Omega$$

$$r_{i5} = 150 \left\{ \frac{150 \cdot 26\text{mV}}{300\mu A} \parallel 50\text{k}\Omega \right\} + 300 \text{ k}\Omega = 1.85 \text{ M}\Omega$$

- Der Differenzverstärker hat nach Gln. (IV55) die Verstärkung:

$$V_d = \frac{u_4}{U_{diff}} = -g_{m2} \left\{ r_{ce2} \parallel r_{ce4} \parallel r_{i5} \right\}. \quad \text{Mit } g_{m2} = \frac{I_{EE}}{2U_T} = \frac{20\mu A}{52\text{mV}} = 385 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\Omega},$$

$$r_{ce2} = \frac{U_{AFn} \cdot 2}{I_{EE}} = \frac{80V}{10 \mu A} = 8 \text{ M}\Omega \quad \text{und} \quad r_{ce4} = \frac{U_{AFp} \cdot 2}{I_{EE}} = \frac{100V}{10 \mu A} = 10 \text{ M}\Omega \quad \text{wird}$$

$$v_d = -385 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\Omega} (8\text{M}\Omega \parallel 10\text{M}\Omega \parallel 1.85\text{M}\Omega) = -503.$$

- Die Gesamtverstärkung beträgt damit:

$$A_0 = V_d V_{U2} V_{U3} = -503 \cdot (-689) \cdot 1 = 346 \text{ 000}$$



- bei tiefen Frequenzen vermindert allerdings eine thermische Rückkopplung bei monolithischen O.P. diesen Wert ganz erheblich: Bei tiefen Frequenzen (bis ca. 100 Hz ) werden Temperaturschwankungen der Endstufentransistoren nicht mehr durch die Wärmeträgheit des Chip ausgeglichen und wirken auf die Eingangsstufe zurück. Durch sorgfältiges Layout kann der Effekt verringert werden.

### IS.4.3 Berechnung der Frequenzabhängigkeit

Die Polstellen der Endstufe liegen gem. Kapitel IS.3.3.1 im allgemeinen so hoch, daß sie meist nicht ins Gewicht fallen. Bei Vernachlässigung der Endstufe kann man den O.P. wie folgt vereinfachen:

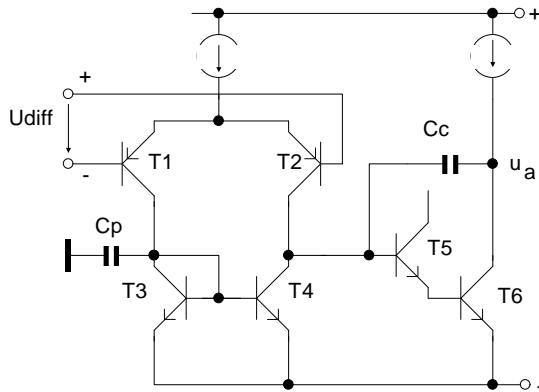


Abb. IS56: Operationsverstärker ohne Endstufe

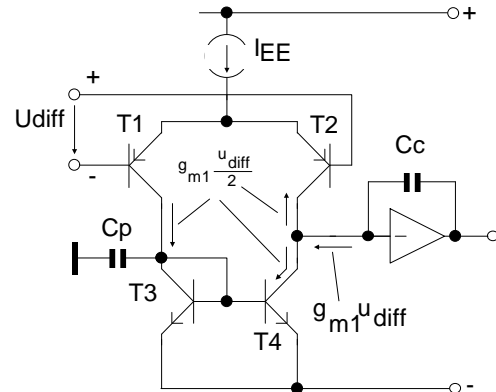


Abb. IS57: Vereinfachung der 2. Verstärkerstufe

Es entstehen zwei wesentliche Pole:

1. Der sog. "Mirror"-Pol, hervorgerufen durch die Frequenzabhängigkeit des Stromspiegels T3, T4.
2. Der meist **dominante Pol**, verursacht durch den Kompensationskondensator Cc in der 2. Stufe.

#### IS.4.3.1 Der Mirror-Pol

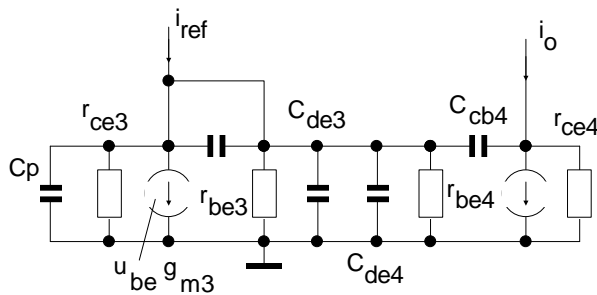


Abb. IS58: Kleinsignalersatzbild des Stromspiegels

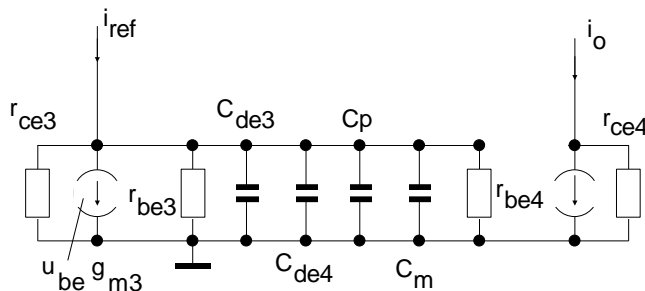


Abb. IS59: Ersatzbild nach Millerttheorem

Der Stromspiegel aus T3, T4 kann durch sein Kleinsignalersatzbild beschrieben werden. Cp= Streukapazität, Cde= Emitterdiffusionskapazität, Cbc= Kollektor- Basis-Kapazität.

- Wendet man auf Ccb4 den Millereffekt an, so wird Ccb4 als  $C_m = C_{cb4} (1 - V_{U4})$  zwischen Basis und Masse transformiert. Der Kollektor des T4 wird allerdings bei höheren Frequenzen, bei denen der Mirror-Pol erst wirksam wird, durch den ebenfalls mit dem Millereffekt stark vergrößerten Cc praktisch kurzgeschlossen.  $V_{U4} \rightarrow 0$ . Damit wirken an der Basis von T3 die Kapazitäten **Cde3, Ccb4 und Cp**.

- Die Stromquelle  $g_m u_{be}$  wird von ihrer eigenen Spannung gesteuert und wirkt damit als Leitwert  $g_m$ . Da aber gilt:

$$r_{ce} \gg r_{be} \gg \frac{1}{g_m}$$

kann die Schaltung zu Abb. IS60 zusammengefaßt werden.

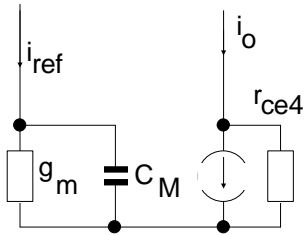


Abb. IS60: Zusammenfassung des Ersatzbildes

- Den Mirror-Pol berechnet man annähernd zu:

$$\omega_M = \frac{1}{T_M} = \frac{g_m}{C_M} = \frac{I_{EE}}{2U_T C_M} \quad (IO1)$$

- Der Mirror-Pol kann ganz wesentlich durch die Wahl des Arbeitspunkts des Differenzverstärkers ( $I_{EE}$ ) beeinflusst werden.

**Zahlenwerte für vorliegendes Beispiel:**

$C_p = 4 \text{ pF}$ ,  $C_{cb4} = 1 \text{ pF}$ , Transitfrequenz von  $T_3, T_4$ :  $f_T = 40 \text{ MHz}$

- Emitterdiffusionskapazität:  $C_{de} \approx \frac{g_m}{\omega_T} = \frac{385 \mu\text{S}}{2\pi \cdot 40 \text{ MHz}} = 1,5 \text{ pF}$
- Wirksame Gesamtkapazität:  $C_M = C_p + 2C_{de} + C_{cb4} = 4 \text{ pF} + 2 \cdot 1,5 \text{ pF} + 1 \text{ pF} = 9 \text{ pF}$
- Mirror-Pol:  $f_M = \frac{1}{2\pi} \frac{10 \mu\text{A}}{26 \text{ mV} \cdot 9 \text{ pF}} = 7,6 \text{ MHz}$

Dieser Wert kann durchaus den Phasengang des O.P. bei seiner Unity-Gain-Bandwidth beeinflussen und muß ggf. in Betracht gezogen werden.

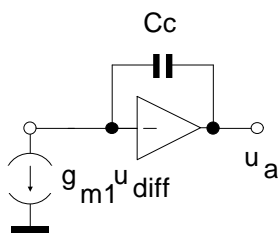
**IS.4.3.2 Der dominante Pol****.1 Stark vereinfachte Betrachtung.** (Frequenzgang der 2. Stufe nicht berücksichtigt)

Abb. IS61: Vereinfachte 2. Stufe

- Der Differenzverstärker wirkt für die 2. Stufe praktisch als Stromquelle. Abb IS53 läßt sich damit in Abb. IS61 umzeichnen.
- Die 2. Stufe kann als Integrator angesehen werden, der mit  $g_{m1} u_{diff}$  gespeist wird.  $u_a = g_{m1} \cdot u_{diff} \frac{1}{pC_c}$ . Die Übertragungsfunktion lautet

$$\text{damit: } A(p) = \frac{u_a}{u_{diff}} = \frac{g_{m1}}{pC_c} \quad (IO2)$$

- Die Transitfrequenz wird erreicht, wenn  $|A(p)| = 1$  geworden ist

$$1 = \frac{g_{m1}}{\omega_T C_c} \text{ ----> } \omega_T = \frac{g_{m1}}{C_c} = \frac{I_{EE}}{2 U_T C_c} \quad (IO3)$$

- Aus der Leerlaufverstärkung  $A_0$  berechnet man den **dominanten Pol** mit dem konstanten Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt:

$$A_0 \omega_u = 1 \quad \omega_T \text{ ----> } \omega_u = \frac{g_{m1}}{A_0 C_c} \quad (IO4)$$

- Mit den gegebenen Zahlenwerten:

$g_{m1} = 385 \mu\text{S}$ ;  $A_0 = 346000$ ;  $C_c = 30 \text{ pF}$  errechnet sich:

$$f_T = \frac{g_{m1}}{2\pi C_c} = \frac{385 \mu\text{S}}{2\pi \cdot 30 \text{ pF}} = 2,04 \text{ MHz}$$

$$f_u = \frac{f_T}{A_0} = \frac{2,04 \text{ MHz}}{346000} = 5,9 \text{ Hz}$$

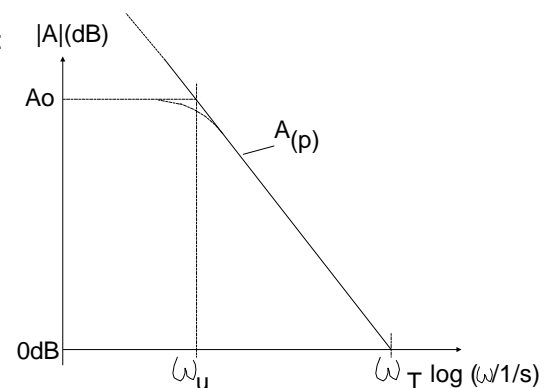


Abb. IS61a: Dominanter Pol und Transitfrequenz

## .2 Berücksichtigung der Frequenzabhängigkeit der 2.Stufe: Pole-Splitting

Eine nähere Untersuchung erfordert die Einbeziehung der Frequenzabhängigkeit der 2.Stufe. Dadurch wird eine weitere Polstelle erzeugt, die vorherige Annahme eines idealen Integrators in der 2.Stufe gilt nicht mehr. Ausgehend von Abb. IS56 wird die 2.Stufe mit Generator und Belastung wie in Abb.IS62 dargestellt.  $R_g$  = Innenwiderstand der vorhergehenden Stufe (hier Differenzverstärker mit Stromspiegel).

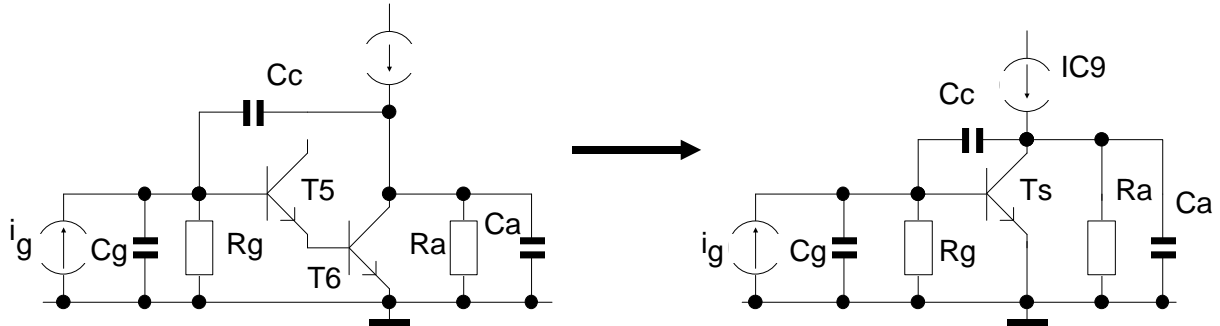


Abb. IS62: 2.Stufe mit ersetzter Belastung und Generator  
T5 und T6 werden zu einem Transistor Ts zusammengefaßt

$C_g$  = Wirksame Kapazität am Ausgang der Vorstufe.  
 $R_a$  = Eingangswiderstand der nächsten Stufe (hier Endstufe).  
 $C_a$  = Wirksame Eingangskapazität der nächsten Stufe.

In den Elementen  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C$  sind jeweils alle an den betreffenden Knoten wirksamen Kapazitäten bzw. Widerstände zusammengefaßt.

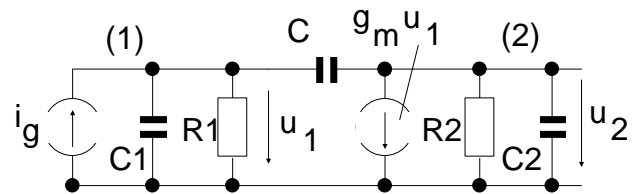


Abb. IS63: Ts ist als Hybrid-Modell eingesetzt

Die Knotenspannungsgleichungen für das Netzwerk lauten:

$$(1) \quad i_g = u_1 p C_1 + \frac{u_1}{R_1} + (u_1 - u_2) p C \quad (IO5)$$

$$(2) \quad g_m u_1 + \frac{u_2}{R_2} + u_2 p C_2 - (u_1 - u_2) p C = 0 \quad (IO6)$$

Daraus ergibt sich die Übertragungsfunktion:

$$\frac{u_2}{i_g} = \frac{g_m R_1 R_2 (1 - p \frac{C}{g_m})}{1 + p [(C_2 + C) R_2 + (C_1 + C) R_1 + g_m R_1 R_2 C] + p^2 R_1 R_2 (C_1 C_2 + C C_2 + C C_1)} \quad (IO7)$$

Die Nullstelle bei  $\omega_N = \frac{g_m}{C}$  liegt bei bipolaren Schaltungen wegen des großen  $g_m$  gewöhnlich so hoch, daß sie vernachlässigbar ist.

Der Nenner ist zweiter Ordnung und allgemein von der Form

$$N = (1 + p T_1)(1 + p T_2) = 1 + p(T_1 + T_2) + p^2 T_1 T_2 \quad (IO8)$$

Wenn die Polstellen  $T_1$  und  $T_2$  weit auseinander liegen, was in der Praxis auch zutrifft, gilt  $T_1 \gg T_2$ , mit  $T_1$  als dominanten (niederfrequenten) Pol angenommen. Dann vereinfacht sich Gln. (IO8) zu

$$N = 1 + p T_1 + p^2 T_1 T_2 \quad (IO9)$$

und ein Koeffizientenvergleich mit Gln.(IO7) liefert

$$T_1 = (C_2 + C)R_2 + (C_1 + C)R_1 + g_m R_1 R_2 C \quad (\text{IO10})$$

Für nicht zu kleine Werte ist C, das hauptsächlich aus dem Kompensationskondensator  $C_c$  besteht, wegen des Millereffekts die dominierende Kapazität. Außerdem ist bei den praktischen Gegebenheiten der Term  $g_m R_1 R_2 \gg R_1 + R_2$ . Somit es entsteht für den **dominanten Pol**

$$\omega_1 = \frac{1}{T_1} \approx \frac{1}{C(R_1 + R_2 + g_m R_1 R_2)} \approx \frac{1}{C g_m R_1 R_2} \quad (\text{IO11})$$

$T_2$  erhält man durch Division des Koeffizienten von  $p^2$  mit  $T_1$ :

$$T_2 = \frac{C_1 C_2 + C C_1 + C C_2}{C g_m} \quad \text{und der nicht dominante Pol wird:}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_2} = \frac{C g_m}{C_1 C_2 + C C_1 + C C_2} = \frac{g_m}{\frac{C_1 C_2}{C} + C_1 + C_2} \quad (\text{IO12})$$

### Wirkung auf die Pole der Schaltung:

Bei  $C = 0$  würden sich folgende Pole ergeben:

$$\omega_{10} = \frac{1}{R_1 C_1} \quad \text{und} \quad \omega_{20} = \frac{1}{R_2 C_2} \quad (\text{IO13})$$

Man erkennt, daß bei größer werdendem C (hauptsächlich Kompensationskondensator  $C_c$ )

**der dominante Pol  $\omega_1$  sinkt**

und

**der nichtdominante Pol  $\omega_2$  steigt.**

Dieses Auseinanderbewegen der Pole bei steigendem C wird als "**Pole-Splitting**" bezeichnet.

Das Aufsplitten der Pole ist in der komplexen Ebene zu sehen.

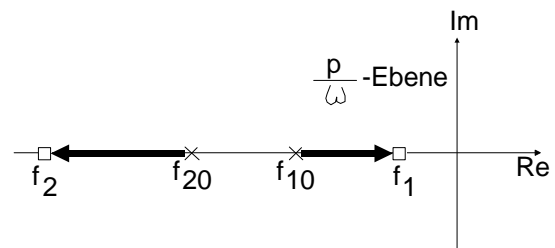


Abb. IS64: Polesplitting in der komplexen F-Ebene

### Anwendung auf gegebenes Zahlenbeispiel:

- Aus der Berechnung der Kleinsignalverstärkung gem. Kap. IS.4.2 wird entnommen:

$$g_{m6} = \frac{300 \mu A}{26 mV} = 11.54 mS$$

$$R_1 = r_{ce4} \parallel r_{ce2} \parallel r_{i5} = 1.3 M\Omega$$

$$R_2 = r_{ce6} \parallel r_{ce9} \parallel \beta_7 R_L = 59.7 k\Omega$$

- Mit  $C \approx C_c = 30 pF$  berechnet man den dominanten Pol, der letztlich auch die 1. Eckfrequenz des O.P. darstellt zu:

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 pF \cdot 11.54 mS \cdot 59.7 k\Omega \cdot 1.3 M\Omega} = 5.9 Hz \quad f_{10} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.3 M\Omega \cdot 10 pF} = 12.2 kHz$$

Dieser Wert deckt sich sehr gut mit dem Ergebnis aus der vereinfachten Rechnung gem. Gln. (IO4)

- Der nichtdominante Pol wird mit den angenommenen Werten  $C_1 \approx C_2 = 10 pF$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \frac{11.54 mS}{\frac{10 \cdot 10}{30} pF + 20 pF} = 78 MHz \quad f_{20} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 59.7 k \cdot 10 pF} = 267 kHz$$

Der nichtdominante Pol rückt weit nach oben und wird damit vernachlässigbar. Diese Erkenntnis kann als Beweis für die zuvor vereinfachende Annahme angesehen werden, daß die 2. Stufe nur eine Frequenzabhängigkeit 1. Ordnung aufweist. **Die 2. Ecke des O.P. wird demnach vom Mirror-Pol bestimmt!**

## IS.4.4 Großsignalverhalten (Slew rate)

### IS.4.4.1 Differenzverstärker mit BJT

Selbst bei Übersteuerung des Eingangs mit einem pulsförmigen Signal folgt die Ausgangsspannung des O.P. nicht beliebig schnell dem Eingangssprung. Das Ausgangssignal läuft mit einer bestimmten maximalen "Anstiegsgeschwindigkeit" hoch, der sog. **Slew rate (SR)**. Bei einem sinnvoll dimensionierten O.P. wird die SR stets in der Differenzverstärkerstufe begrenzt. (Der Kollektorstrom der 2. Stufe muß größer sein als der  $I_{EE}$  der Emittterstromquelle des Diff.-Verst.)

Für einen einfachen O.P. gem Abb. IS54 ergeben sich im Falle der Übersteuerung die Ströme wie in Abb. IS65. Der Kondensator  $C_c$  wird mit dem Strom  $I_{EE}$  geladen:

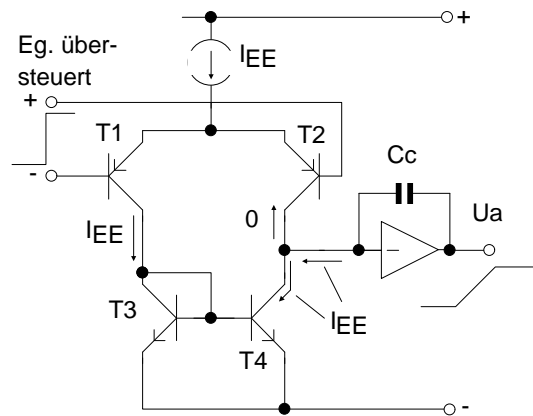


Abb. IS65: Zur Slewrate beim O.P. mit BJT

$$SR = \left. \frac{dU_a}{dt} \right|_{\max} = \frac{I_{EE}}{C_c} \quad (IO14)$$

Klein- und Großsignalverhalten lassen sich mit den Gln. (IO3) und (IO14) kombinieren:

$$SR_{BJT} = \frac{I_{EE}}{C_c} = \frac{\omega_T I_{EE}}{g_{m1}} \quad (IO15)$$

Diese allgemein gültige und nützliche Beziehung zeigt, daß die Slewrate für eine gegebene Transitfrequenz nur mehr vom Verhältnis  $\frac{I_{EE}}{g_{m1}}$  abhängt.

Für die einfache **bipolare Differenzverstärkerstufe** gem Abb. IS65 gilt:

$$g_{m1} = \frac{I_{EE}}{2 U_T} \quad \text{und} \quad SR = 2 \omega_T U_T \quad (IO16)$$

- Bei einem einfachen bipolaren Diff.-Verstärker ist die **Slewrate fest mit der Transitfrequenz verknüpft**.

**Zahlenwert** für gegebenes Beispiel:  $SR = \frac{20 \mu A}{30 pF} = 0.67 \frac{V}{\mu s}$

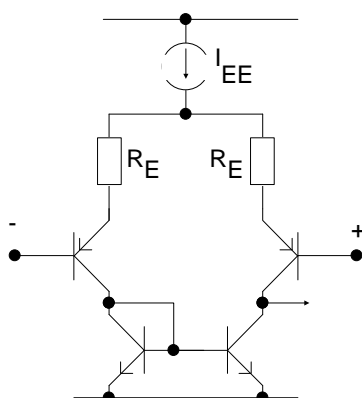


Abb. IS66: Erhöhung der Slewrate

Dieser sehr niedrige Wert zeigt die Notwendigkeit einer Verbesserung! Nach Gln. (IO15) muß, wenn eine Erhöhung der Transitfrequenz nicht mehr möglich ist, das Verhältnis  $\frac{I_{EE}}{g_{m1}}$  vergrößert werden. Am einfachsten wird dies durch Einfügen zusätzlicher Emittterwiderstände  $R_E$  erreicht. Ein Emittterwiderstand bewirkt eine Gegenkopplung, die effektive Steilheit sinkt:

$$g_{meff} = \frac{g_{m1}}{1 + R_E g_{m1}} = \frac{I_{EE}}{2 U_T + R_E I_{EE}} \quad (IO17)$$

und die **effektive Slewrate** wird

$$SR_{eff} = \omega_T (2 U_T + R_E I_{EE}) \quad (IO18)$$

- Der Vergleich mit (IO16) zeigt, daß die SR signifikant ansteigt, wenn der Spannungsabfall an  $R_E$  deutlich größer als  $2 U_T$  wird.

**Zahlenwerte:**

Für unser Beispiel wird bei einem Spannungsabfall  $U_E = 300 \text{ mV}$  entsprechend  $R_E = 300\text{mV}/20 \text{ uA} = 15 \text{ k}\Omega$  :

$$SR = 2\pi \cdot 2.04 \cdot 10^6 (52 \text{ mV} + 300 \text{ mV}) = 4.5 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

Obwohl dieser Wert nicht als hoch zu bezeichnen ist, erkennt man eine wesentliche Verbesserung.

- Nachteilig bei dieser Methode ist, daß sich die Emitterwiderstände für eine kleine Offsetspannung nur sehr geringfügig unterscheiden dürfen. (Matchingproblem)

**IS.4.4.2 Differenzverstärker mit FET**

Auch beim Differenzverstärker mit FET fließt bei Übersteuerung der gesamte Strom der Quelle  $I_{SS}$  in den Kompensationskondensator  $C_c$ . Die Gln. (IO14 und 15) gelten analog:

$$SR = \frac{I_{SS}}{C_c} = \frac{\omega_T I_{SS}}{g_{m1}}$$

- JFET und MOSFET weisen eine **wesentlich kleinere Steilheit als Bipolartransistoren** bei gleichem Betriebsstrom auf. Diese bei Verstärkern sonst nachteilige Eigenschaft ist beim schnellen O.P. erwünscht.

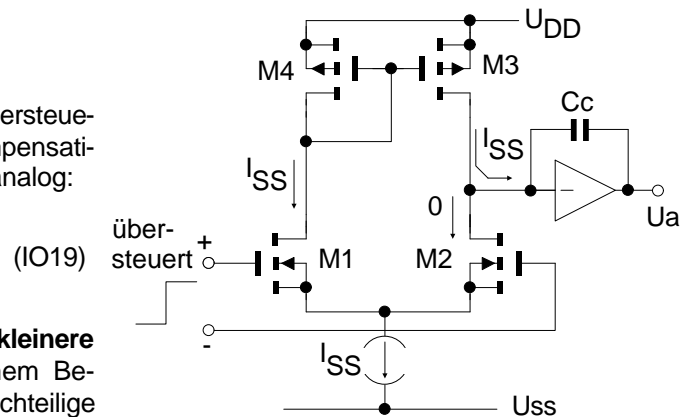


Abb. IS67: Zur Slewrate beim O.P mit FET

So ergibt sich z.B. für den **JFET-Differenzverstärker**:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad \text{und} \quad g_{m1} = \frac{2}{|U_P|} \sqrt{I_{Da} I_{DSS}} \quad (\text{IO20})$$

Das größte (und damit günstigste) Verhältnis von  $\frac{I_{SS}}{g_m}$  entsteht mit dem größten  $I_{Da}$  bei  $U_{GSa} = 0\text{V}$ .

--->  $I_{DSS} = I_{SS}$  bei Übersteuerung.

$$\frac{I_{SS}}{g_{m1}} \Big|_{\max} = \frac{I_{DSS} |U_P|}{2 \sqrt{I_{DSS} I_{DSS}}} = \frac{|U_P|}{2} \quad (\text{IO21})$$

Damit berechnet sich die **Slewrate** zu:

$$SR_{JFET} = \frac{\omega_T I_{SS}}{g_{m1}} = \frac{\omega_T |U_P|}{2} \quad (\text{IO22})$$

**Zahlenwerte:**

Ersetzt man in unserem Beispiel bei gleicher Transistfrequenz des O.P. die BJT durch JFET mit der typischen

Pinch-off-Spannung  $U_P = -2\text{V}$ , so ergibt sich mit  $\omega_T = 2\pi \cdot 2,04 \text{ MHz} = 12,8 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}}$  (vgl. Gln. IO4 und weiter):

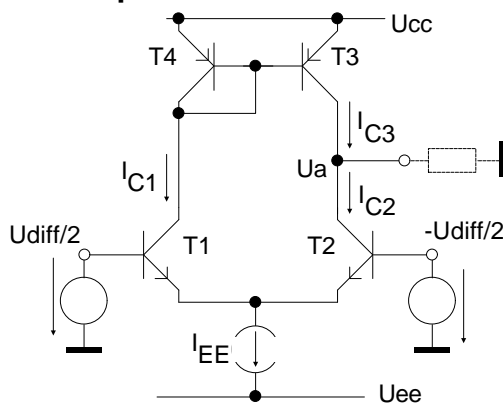
$$SR_{FET} = 0,5 \cdot 12,8 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}} \cdot |-2\text{V}| = 12,8 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

- Dies ist ein ca. 20x größerer Wert als für den Bipolar-O.P. ohne Gegenkopplungswiderstände!
- Die Kombination von FET-Eingangsstufen und bipolaren anderen Schaltungsteilen auf einem Chip vereinigt vorteilhaft die Eigenschaften hohe Slewrate, kleiner Eingangsstrom, kleiner Offsetstrom und hohe Ausgangsbelastbarkeit.

---> **BiFET-O.P.** = Bipolar + JFET-Eingangsstufe; **BiMOS-O.P.** = Bipolar + MOSFET-Eingangsstufe.

## IS.A Anhang zu Kapitel IS

### IS.A.1 Vereinfachte Herleitung der Großsignal-Übertragungscharakteristik eines bipolaren Differenzverstärkers



Vereinfachende Annahme:  $|U_{AFn}| = U_{AFp} = U_{AF}$

Bei sehr kleinen Eingangsspannungen  $U_{diff} < \pm U_T$  können die Basen auf Null liegend angenommen werden. Für die Kollektorspannungen gilt:  $U_{CE2} = U_a + U_{BE}$  wegen  $-U_{BE1} = U_{BE4}$

$$U_{CE1} = U_{CC} - U_{EB4} + U_{BE1} = U_{CC}$$

$$I_{C3} = I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{-\frac{U_{diff}}{U_T}}} \left( 1 + \frac{U_{CE1}}{U_{AF}} \right) = \frac{I_{EE}}{1 + e^{-\frac{U_{diff}}{U_T}}} \left( 1 + \frac{U_{CC}}{U_{AF}} \right)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{\frac{U_{diff}}{U_T}}} \left( 1 + \frac{U_a + U_{BE}}{U_{AF}} \right)$$

$$I_{C3} = I_{C2} \quad \text{setzt man } \frac{U_{diff}}{U_T} = x, \text{ so entsteht:}$$

$$\frac{1 + \frac{U_{CC}}{U_{AF}}}{1 + e^{-x}} = \frac{1 + \frac{U_a + U_{BE}}{U_{AF}}}{1 + e^x}$$

ausmultipliziert und geordnet ergibt sich:

$$(U_{AF} + U_{CC})e^x - (U_{AF} + U_a + U_{BE})e^{-x} = U_a + U_{BE} - U_{CC}$$

mit der trigonometrischen Beziehung  $ae^x + be^{-x} = (a-b)\sinh(x) + (a+b)\cosh(x)$  berechnet man:

$$(U_{AF} + U_{CC} + U_{AF} + U_a + U_{BE})\sinh(x) + (U_{AF} + U_{CC} - U_{AF} - U_a - U_{BE})\cosh(x) = U_a + U_{BE} - U_{CC}$$

nach Rechnung wird:

$$U_a = \frac{(U_{BE} - U_{CC})(1 + \cosh(x)) - (2U_{AF} + U_{CC} + U_{BE})\sinh(x)}{\sinh(x) - \cosh(x) - 1}$$

In praktischen Fällen gilt fast immer:  $U_{AF} \gg U_{CC}$  und  $U_{BE}$ . Außerdem gilt für kleine  $x$ :  $\sinh(x) \ll \cosh(x)$ . Damit entsteht für die Ausgangsspannung:

$$U_a \approx \frac{(U_{CC} - U_{BE})(1 + \cosh(x)) + 2U_{AF}\sinh(x)}{1 + \cosh(x)} = U_{CC} - U_{BE} + 2U_{AF} \tanh\left(\frac{x}{2}\right)$$

Und mit der Ersetzung für  $x$ :

$$U_a = U_{CC} - U_{BE} + 2U_{AF} \tanh\left(\frac{U_{diff}}{2U_T}\right)$$

## IS.A.2 Simulation des in Kap. IS.4 berechneten O.P.

Operationsverst. wie in MO/IS/Seite 32 Ohne Mirrorpole

.options nomod nopage limpts 2000

\* Topologie

Rref 1 8 39k  
 Re 2 9 4.4k  
 Rabl 10 8 50k  
 RL 14 0 2k  
 Rbias 4 0 1k  
 Q1 6 5 3 PNPTyp1  
 Q2 7 4 3 pnntyp1  
 Q3 6 6 8 npnTyp1  
 Q4 7 6 8 npntyp1  
 Q5 9 7 10 npntyp1  
 Q6 11 10 8 npntyp1  
 Q7 8 11 14 pnntyp2  
 Q8 9 13 14 npntyp2  
 Q9 13 1 9 pnntyp3  
 Q10 3 1 2 pnntyp1  
 Q11 1 1 9 pnntyp1  
 D1 13 12 diode  
 D2 12 11 diode  
 Cc 11 7 30pF  
 \*Cp 6 8 10p  
 Vn 8 0 dc -12  
 Vp 9 0 dc 12  
 vdiff 5 4 dc 230u ac 10uV sin(229u 10uV 10Hz)

\*Modelle

.model pnntyp1 pnp(Is= 2e-15 BF= 45 Vaf= 80 )  
 .model pnntyp2 pnp(Is= 1e-14 BF= 45 VAF= 80 )  
 .model pnntyp3 pnp(Is= 1e-15 BF= 45 VAF= 80 )  
 .model npntyp1 npn(Is= 2e-15 BF= 135 VAF= 100 )  
 .model npntyp2 npn(Is= 1e-14 BF= 135 VAF= 100 )  
 .model diode D(is= 1e-14)

\*Analysen

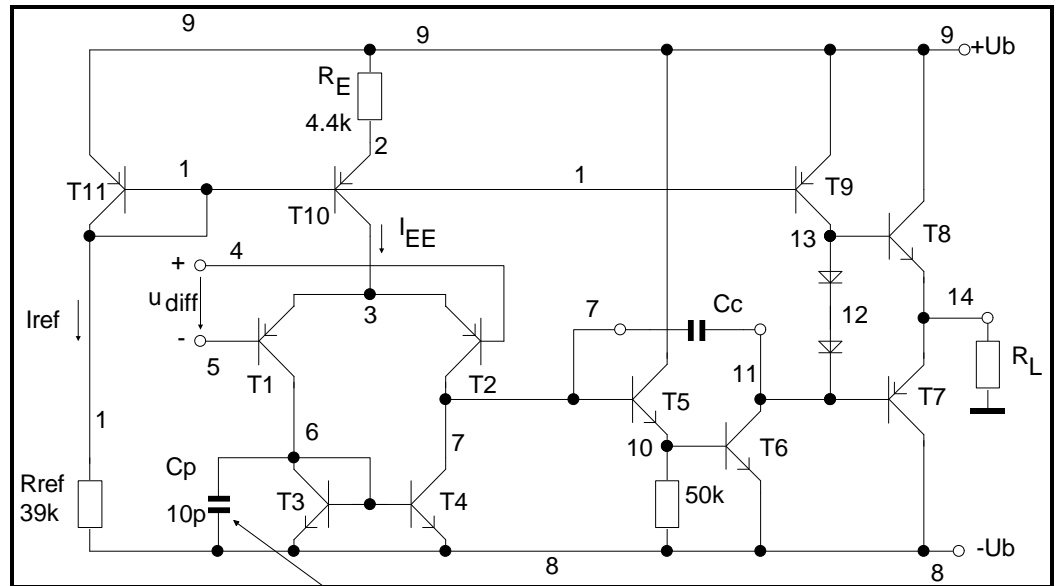
.op  
 .dc lin vdiff -10u 500u 2u  
 .ac dec 10 1 30Meg  
 .tran 1m 500m 0 1m  
 .probe  
 .end

Operationsverst. wie in MO/IS/Seite 31 Mit Mirrorpole

.Cp 6 8 10p

\*Modelle

.model pnntyp1 pnp(Is= 2e-15 BF= 45 Vaf= 80 TF= 4e-9 )  
 .model pnntyp2 pnp(Is= 1e-14 BF= 45 VAF= 80 TF= 4e-9 )  
 .model pnntyp3 pnp(Is= 1e-15 BF= 45 VAF= 80 TF= 4e-9 )  
 .model npntyp1 npn(Is= 2e-15 BF= 135 VAF= 100 Tf= 7.96e-9 )  
 .model npntyp2 npn(Is= 1e-14 BF= 135 VAF= 100 TF= 8e-9 )  
 .end

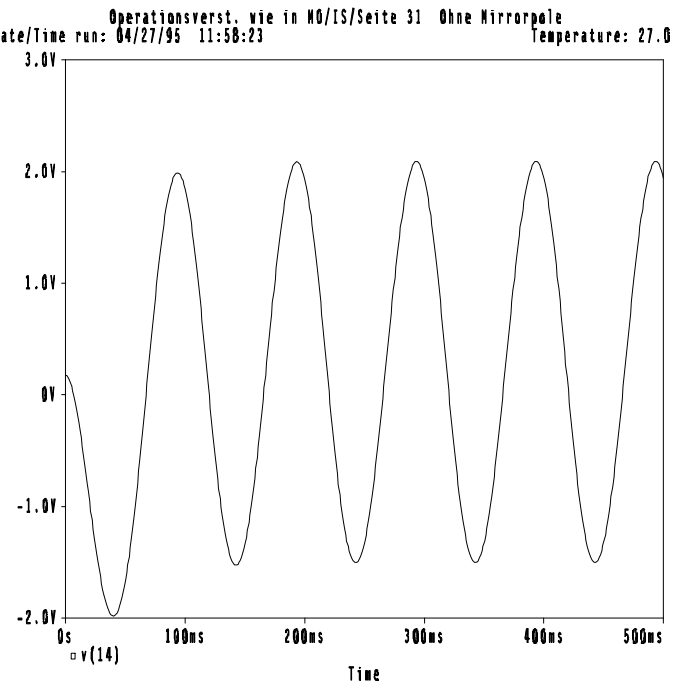
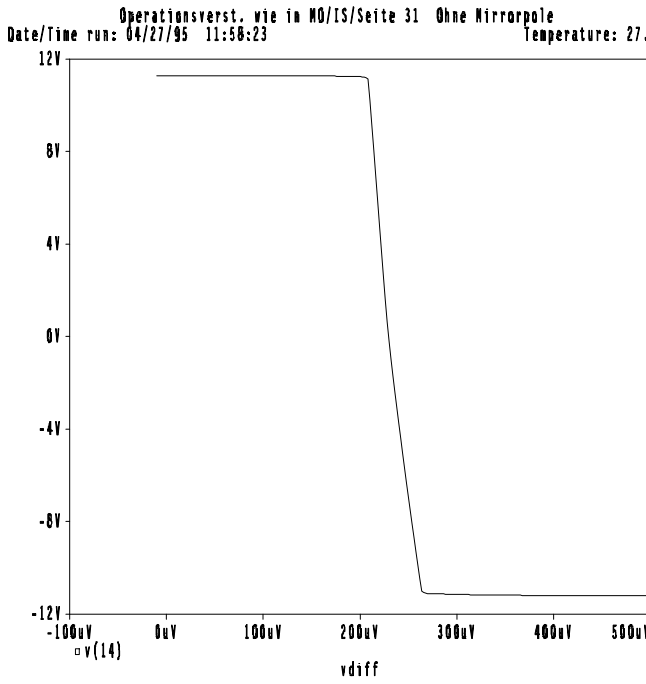


Schaltung mit Knotennummern und zus. Cp

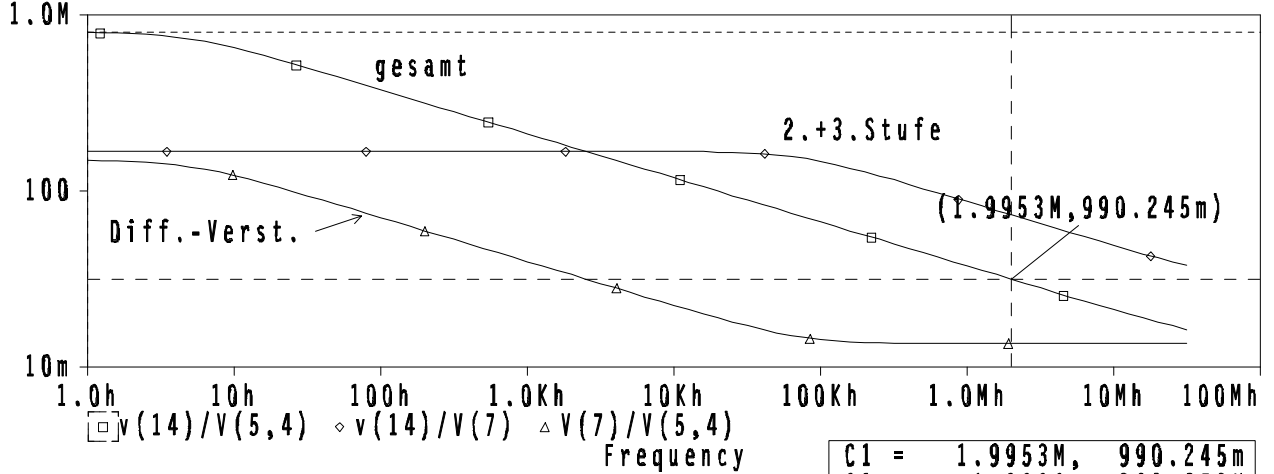
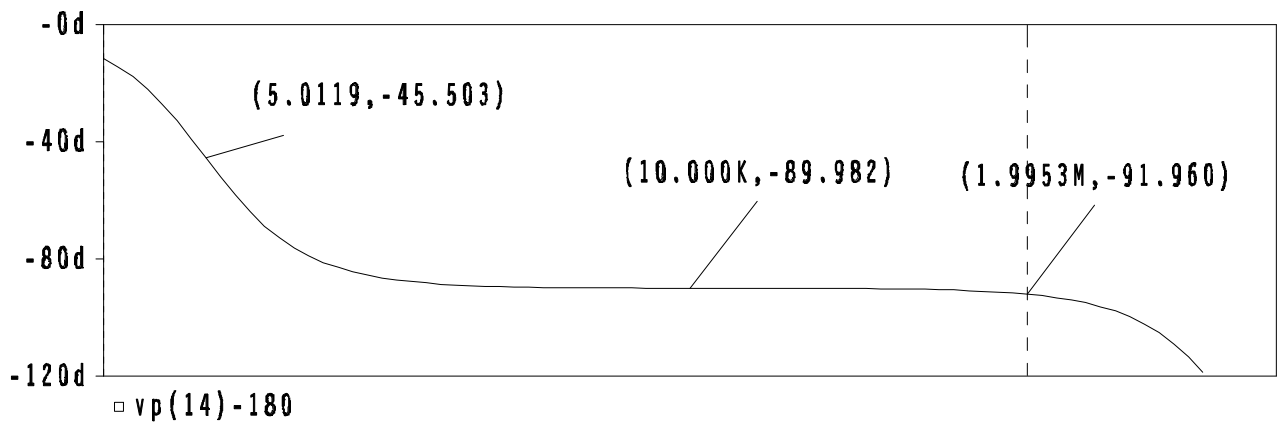
In dieser Simulation nicht berücksichtigt!

Simulationsergebnisse s. nächste Seite.



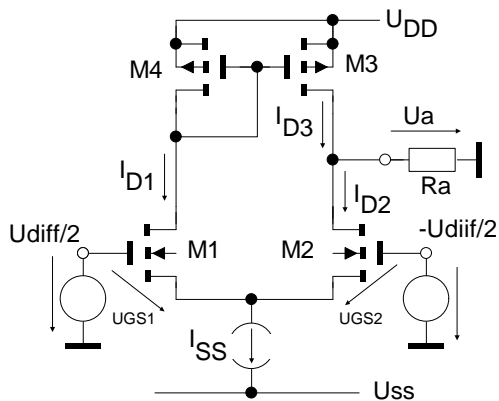


Operationsverst. wie in MO/IS/Seite 31 Ohne Mirrorpole  
Date/Time run: 04/27/95 11:58:23 Temperature: 27.0



C1 =	1.9953M,	990.245m
C2 =	1.0000,	392.953K
dif=	1.9953M,	-392.952K

### IS.A.3 Vereinfachte Herleitung der Beziehung (IV64)



Die Masche über M4 und M1 liefert:

$$U_{DD} = U_{GS4} + U_{DS1} - U_{GS1} = U_{DS1}$$

ebenso über Ra und M2:

$$U_{DS2} = U_a + U_{GS2}$$

Unter Berücksichtigung von  $\lambda$  in Gln. (IV61) werden die Ströme  $I_{D3}$  und  $I_{D2}$ :

$$I_{D1} = \frac{I_{SS}}{2} \left[ 1 + \left( \frac{2\beta_m U_{diff}^2}{I_{SS}} - \frac{\beta_m^2 U_{diff}^4}{I_{SS}^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right] (1 + \lambda U_{DD}) = \frac{I_{SS}}{2} (1 + \sqrt{X})(1 + \lambda U_{DD})$$

$$I_{D2} = \frac{I_{SS}}{2} (1 - \sqrt{X})(1 + \lambda U_{DD})$$

wegen des Stromspiegels ist  $I_{D3} = I_{D1}$ , und wegen  $R_a = \infty$  ist  $I_{D3} = I_{D2}$ .

$$(1 + \sqrt{X})(1 + \lambda U_{DD}) = (1 + \sqrt{X})[1 - \lambda(U_a + U_{GS2})] \quad \text{nach Rechnung wird:}$$

$$U_a = \frac{1 + \sqrt{X}}{1 - \sqrt{X}} (1 + \lambda U_{DD}) - 1 - U_{GS2} \quad \text{für kleine } U_{diff} \text{ wird } \frac{1}{1 - \sqrt{X}} \approx 1 + \sqrt{X} \quad \text{und damit}$$

$$U_a \approx \frac{(1 + \sqrt{X})^2 (1 + \lambda U_{DD}) - 1}{\lambda} - U_{GS2}$$

Wegen der Unsymmetrie der Schaltung wird für  $U_{diff} = 0$  die Ausgangsspannung  $U_a$  nicht Null.

$$U_{a(0)} \approx U_{DD} - U_{GS2}$$