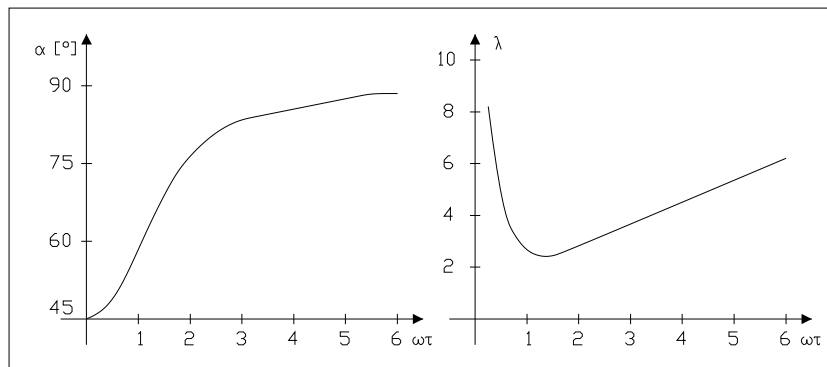


Beispiel 1:

Es gelte $\underline{Z}_L = R_L + j\omega L$; hieraus folgen mit $\tau := L/R_L$ und $r = (1 + (\omega\tau)^2)^{1/2}$, $\varphi = \arctan(\omega\tau)$. Hiermit läßt sich anhand Gl. (378) der Parameter $\omega t_0 = \vartheta_0$ für die Hauptachse bestimmen. Mit $\alpha_0 = \alpha$ ergibt sich die Drehung der Hauptachse der Ellipse bzw. des Koordinatensystems in Abb. 105. Das Verhältnis der Ellipsenachsen berechnet sich anhand Gl. (384). Beide Ergebnisse lassen sich in Abhängigkeit der Phase grafisch darstellen.



Beispiel 2:

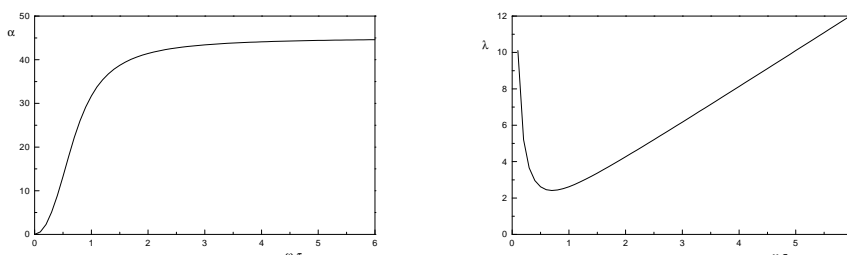
Bei der später betrachteten Schaltung c) in Abb. 109 läßt sich die Lastimpedanz \underline{Z}_L im Kollektorkreis für $M^2 = L_1 L_2 k^2$, $k = 1$, ($M := L_{12}$) anhand des in Kap. 2 behandelten Übertrager-Ersatzschaltbilds ermitteln:

$$\underline{Z}_L = \frac{j\omega L_1 R_L}{R_L + j\omega L_2} = \frac{j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2} R_L .$$

Mit $L_1 = n^2 L_2$ und mit $\underline{Z}_L(\varphi = 0) = \underline{Z}_L(\omega \rightarrow \infty) = n^2 R_L$ sowie mit $\tau_1 = \frac{L_1}{R_L}$ und $\tau_2 = \frac{L_2}{R_L}$ folgt hieraus entsprechend der Definition von r nach Gl. (373)

$$r = \frac{|\underline{Z}_L|}{n^2 R_L} = \frac{\omega\tau_2}{(1 + (\omega\tau_2)^2)^{1/2}} , \quad \varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan(\omega\tau_2) .$$

Der Verlauf von α und λ für diesen Fall ist in den folgenden Bildern dargestellt:



- für die Grundschiwingung ($n=1$):

$$\underline{U}_a(\omega) = \frac{\underline{V}_u^{(1)}(\omega)\underline{U}_e(\omega)}{1 + (R_P/(R_P + R_F))\underline{V}_u^{(1)}(\omega)} ; \quad (493)$$

- für die n -te Harmonische ($n > 1$):

$$\underline{U}_a(n\omega) = \frac{\underline{U}_{a,n}(n\omega)}{1 + (R_P/(R_P + R_F))\underline{V}_u^{(1)}(n\omega)} . \quad (494)$$

Darin entspricht $\underline{U}_{a,n}$ der in Kap. 14 Gl. (204) hergeleiteten Störung $Z_n(jn\omega, a_0 \dots a_n, \underline{E}_0 \dots \underline{E}_n)$. Die Verzerrungen am Ausgang werden also gegenüber dem Fall ohne Rückkopplung (gleiches $\underline{U}_a(\omega)$ in beiden Fällen durch entsprechend größeren Betrag von $\underline{U}_e(\omega)$ im Fall der Gegenkopplung) um den Betrag der Rückführungsdifferenz reduziert.

NF-Leistungsverstärker bis zu einer Ausgangsleistung von über 30 W sind als integrierte Schaltkreise verfügbar; sie werden nur noch selten in diskreter Schaltungstechnik aufgebaut.

Beispiel 2: Gegentakt-AB-Verstärker in diskreter Schaltungstechnik nach Abb. 129.

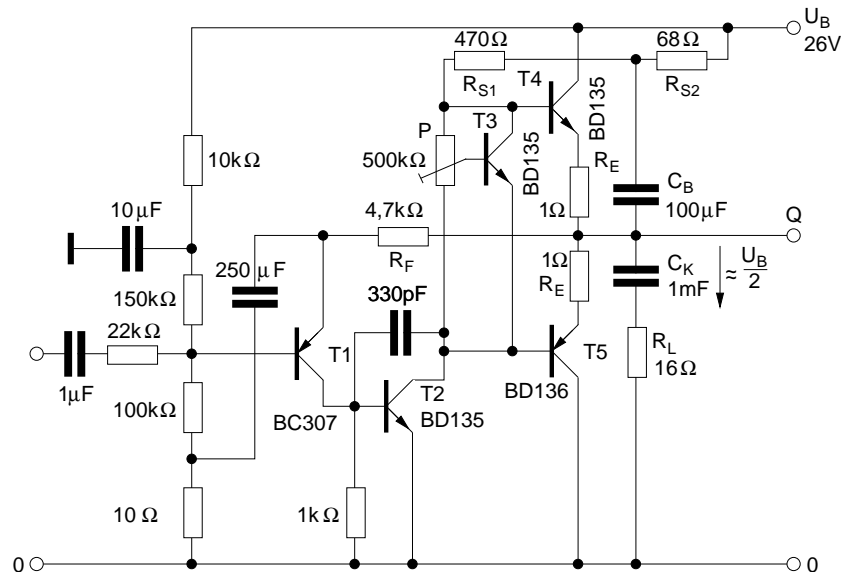


Abb. 130: Gegentakt-AB-Endstufe mit Treiberstufe für Betrieb an einer einzelnen Betriebsspannung.

Die Transistoren T_1 und T_2 bilden die Treiberstufe; in dieser wird die zur Aussteuerung der Endstufe, bestehend aus den Transistoren T_4 und T_5 erforderliche Spannungsverstärkung ($V_u \approx 300$, Gegenkopplung über R_F und R_P) vorgenommen. Der Transistor T_3 bildet zusammen mit den Widerständen R_{P1} (oberer Teilwiderstand) und R_{P2} (unterer Teilwiderstand) des Potentiometers eine Diode mit vergrößerter Flußspannung für die gilt ($I_B(T_3)$ vernachlässigt):

$$U_{CE}(T_3) \approx U_{BE}(T_4) - U_{BE}(T_5) \approx (1 + R_{P1}/R_{P2})U_{BE}(T_3)$$

Der Temperaturkoeffizient von U_{CE} wird mit dem gleichen Spannungsteiler-

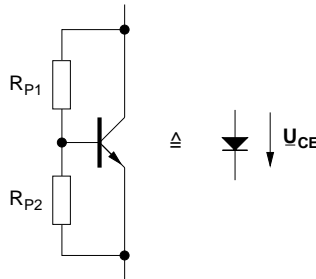


Abb. 131: Einfache Schaltung zur Erzeugung einer variablen Vorspannung.

verhältnis multipliziert. Zur vollen Aussteuerung von T_4 ist eine Anhebung des Basispotentials von T_4 über U_B bei I_{Bmax} erforderlich³⁸. Diese Anhebung wirkt bewirkt durch Mitkopplung über den Kondensator C_B („Bootstrapping“). Es gilt:

$$U_{CB} \approx \frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{S2}} \frac{U_B}{2} ; U_{CK} \approx \frac{U_B}{2} ;$$

hieraus folgt

$$U_{Smax} \approx \frac{U_B}{2} + \frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{S2}} \frac{U_B}{2} + U_{RLmax} \approx U_B \left(1 + \frac{R_{S1}}{2(R_{S1} + R_{S2})} \right)$$

mit $U_{RLmax} \approx \frac{U_B}{2}$.

Entsprechend ist zur Vollaussteuerung eine Absenkung des Basispotentials von T_5 unter $\frac{U_B}{2}$ erforderlich. In gleicher Näherung ergibt sich:

$$U_{Smin} = \frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{S2}} \cdot \frac{U_B}{2}$$

³⁸In diesem Zusammenhang ist auch der Einfluss der Basisströme von T_4 und T_5 zu beachten.

Die maximale Signalleistung beträgt bei $R_L = 16\Omega$ $P_{amax} \approx U_B^2/8R_L = 5.3\text{ W}$.

Abb. 132 stellt die Emitterströme der Transistoren T_4 und T_5 für den Betrieb als A-Verstärker und AB-Verstärker dar, bewirkt durch unterschiedliche Potentiometereinstellungen. Anmerkungen zu Beispiel 2 Die Überlegungen, welcher Arbeitspunkt sich in der Schaltung einstellt sind anhand des vollständigen Schaltplans für Ungeübte mitunter schwierig. Die dargestellte Schaltung läßt sich mit einfachen Überlegungen in die folgende Ersatzschaltung nach Abb. 133 überführen.

Man kann anhand dieser Ersatzschaltungen unmittelbar die folgenden Aussagen machen:

1. T_1 arbeitet als Basisschaltung bezüglich der Einstellung des Arbeitspunktes.
2. Die Arbeitspunkteinstellung arbeite als Regelkreis.
3. Näherungsweise Berechnung des Arbeitspunktes: $U_Q \approx \frac{U_B}{2}$
 \Rightarrow Arbeitspunkt in der Mitte des Aussteuerbereiches: $\frac{(\frac{U_B}{2}-U_V)}{R_{S1}+R_{S2}} = I_{C,T_2}$
 Mit Näherung $U_V \approx U_{BE} \approx 0,8\text{ V} \Rightarrow I_{C,T_2} \approx \frac{13\text{ V}-0,8\text{ V}}{538\Omega} \approx 23\text{ mA}$
 $\Rightarrow U_x \approx \frac{U_B}{2}, \quad U_y \approx \frac{160}{260}U_B = 16\text{ V} \quad (I_{B,T_1} \text{ vernachlässigt})$
 $\Rightarrow I_{C,T_1} \approx \frac{(U_y-U_x)}{R_F} = \frac{16\text{ V}-13\text{ V}}{4,7\text{ k}\Omega} \approx 0,64\text{ mA}$.

Bei idealem $T_2 \Rightarrow U_{BE} = 0,64\text{ mV}$.

Bei realem $T_2 \Rightarrow B \approx 230 \Rightarrow I_{B,T_2} = 0,1\text{ mA} \Rightarrow U_{BE} \approx (0,64 - 0,1)\text{ mA} \cdot 1\text{ k}\Omega \approx 540\text{ mV}$.

Die Näherungsrechnung ergibt also einen sinnvollen (wegen der Größenordnung) Wert, der eher etwas zu klein ist (600...700 mV realistischer) aufgrund der starken Vereinfachung der Berechnung.

Verstärkungsberechnung: WS-ESB Wir betrachten die vereinfachte Schaltung des Leistungsverstärkers nach Abb. 134. Durch Bootstrap-Kondensator C_B liegt auf der Seite y von R_{S1} fast die gleiche Wechselspannung wie an x. Dadurch wird R_{S1} um den Faktor $\frac{1}{1-v}$ vergrößert ($v = \frac{U_y}{U_x}$). Da T_4 als

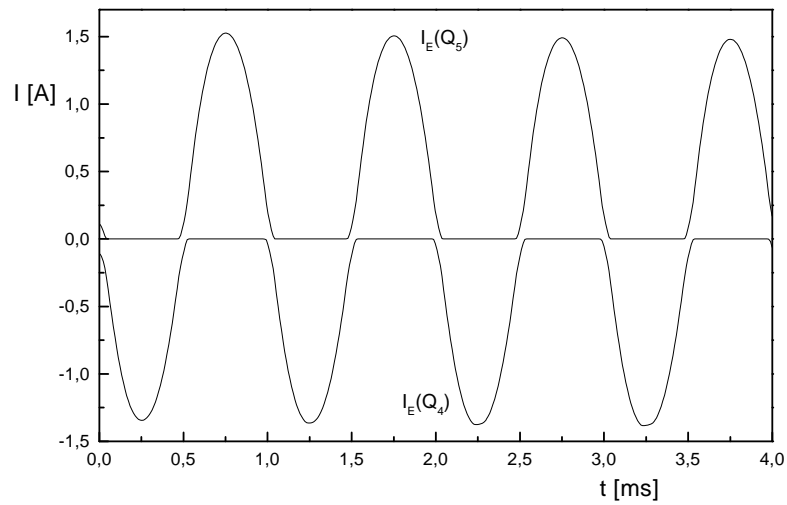
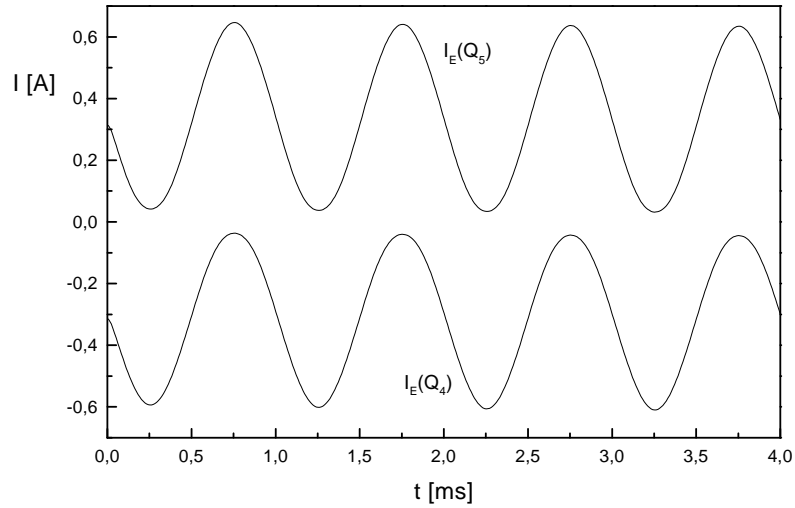


Abb. 132: Emitterströme der Gegentaktstufen-Transistoren. Oben: Vorspannungseinstellung im A-Betrieb. Unten: Einstellung für AB-Betrieb.

Emitterfolger betrieben wird, ist $v \approx 1$ und es gilt: $\frac{1}{1-v}R_{S1} = R_{S1}^* \gg R_{S1}$. Da $U_{BE,T4}$ klein ist (Wechselstrom) gilt näherungsweise:

$$U_x \approx U_Q = U_y$$

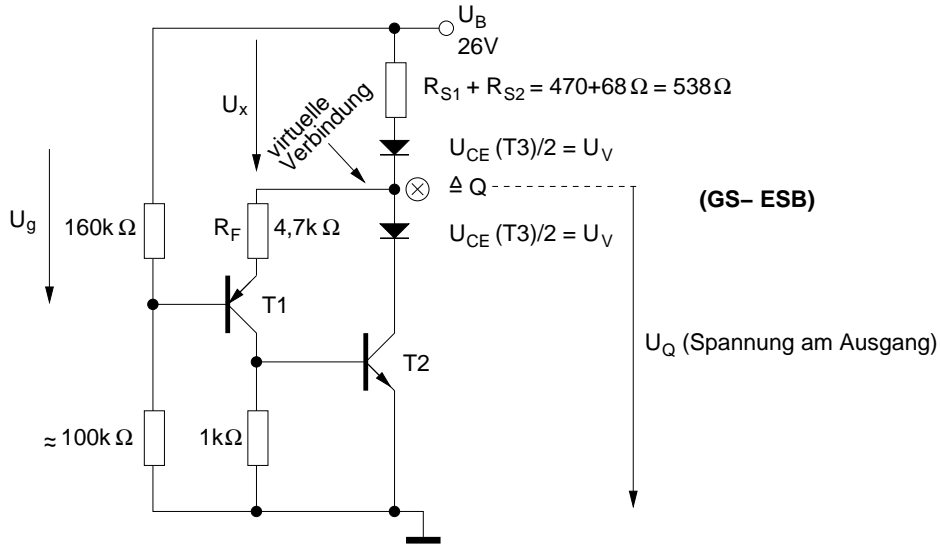


Abb. 133: Ersatzschaltung für den Leistungsverstärker nach Abb. 130

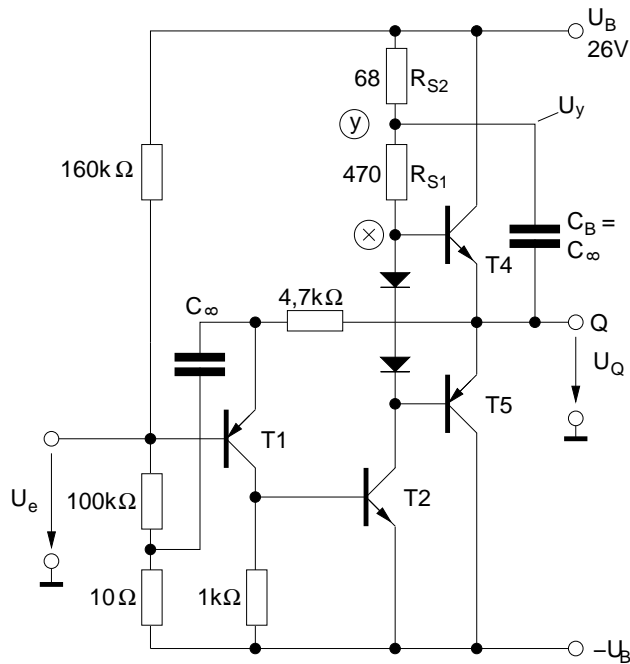


Abb. 134: Vereinfachte Schaltung des Leistungsverstärkers nach Abb. 130 als Grundlage für die Verstärkungsberechnung.

Damit läßt sich das vereinfachte WS-ESB (Gegentaktstufe wurde weggelassen, da $U_Q \approx U_y$) in Abb. 135 zeichnen. Da F_a sehr groß ist läßt sich die Gesamtverstärkung einfach abschätzen

$$F = \frac{U_a}{U_e} = \frac{F_a}{1 + F_a F_2} \approx \frac{1}{F_2} = \frac{4710}{10} = 471 \quad (495)$$

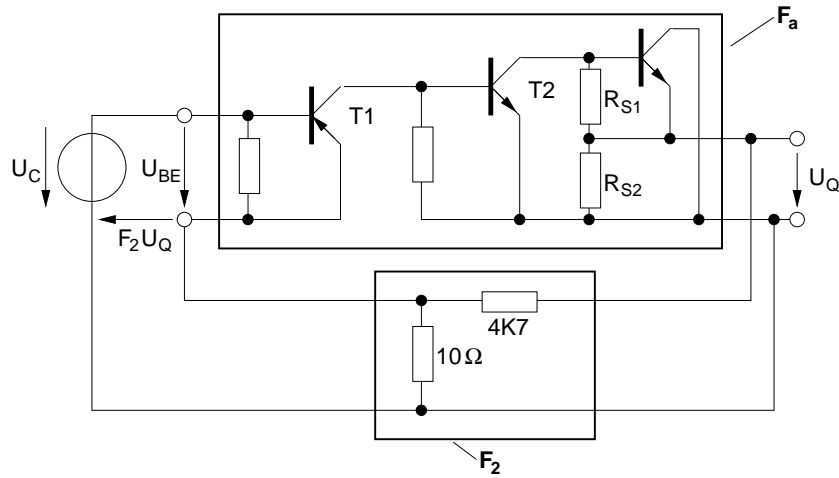


Abb. 135: Wechselstrom Ersatzschaltbild der Schaltung nach Abb. 134. Der Verstärker ist aufgrund der nicht erfüllten Torbedingung als 4-Pol zu behandeln.