

Impedanzwandlung:

- Berechnungsvariante $\rightarrow r_e, r_a$ sind gegeben, Rest per LGS zu ermitteln

Endstufen

B-Betrieb mit npn und pnp Transistor

- Umschaltung zwischen positiver und negativer Halbwelle \rightarrow Dioden der Transistoren sperren \rightarrow Übernahmeverzerrung
- verstärkt man ein größeres Signal, so fällt die Übernahmeverzerrung nicht mehr so heftig ins Gewicht

Gegentakt B-Endstufen

Die beiden Transistoren T_1 und T_2 sollen im Verlauf möglichst identische Kennlinien aufweisen, bis auf die unterschiedliche Dotierungsfolge. Man spricht von Komplementärtransistoren.

Problem im B-Betrieb: Übernahmeverzerrung durch den gekrümmten Verlauf der Eingangskennlinie (Schwellspannung 0,7V)

AB-Betrieb

- \rightarrow Vorteil: keine Übernahmeverzerrung, weil im Nullpunkt beide Transistoren durchgeschaltet sind.

Gegentakt Endstufe im AB-Betrieb:

Prinzip: Die Basis-Emitter Vorspannung (U_{BE} bei $U_e = 0V$) wird über eine Diode bereitgestellt.

Einstellung der Ruhestrome:

- die Ruhestrome I_C werden durch R_1 bzw. R_2 eingestellt
- durch =V-Potential an drei Punkten kann man die Schaltung vereinfachen und nur noch eine Hälfte betrachten

Es gilt:

$$U_{BE1} - U_{BE2} - U_{D1} - U_{D2} = 0$$

- \rightarrow aus der Symmetrie der Schaltung ergibt sich: $R_1 = R_2$ und $D_1 = D_2$

außerdem gilt:

$$|U_{BE1}| = |U_{BE2}|$$

$$\Rightarrow U_{BE1} = U_{D1} \text{ bzw. } -U_{BE2} = U_{D2}$$

Betrachtung der Schaltung vereinfacht für $U_e = 0V$, Punkte mit gleichem Potenzial (0V)

verbunden. Für die „obere Hälfte“:

Es gilt $I_D \gg I_B$

- \rightarrow das Schaltbild wird weiter vereinfacht $\rightarrow I_B$ (+ Transistor wird weggelassen)

Vorgehensweise zur Auslegung des Widerstandes R_1

gegeben: $I_C = 15mA$, $\beta = 125$, $U_B = 10V$

1. Berechnen von I_B

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{15mA}{125} = 120\mu A$$

2. Aus der Eingangskennlinie des Transistors ergibt sich $U_{BE} = 680mV$

3. Setze $U_D = U_{BE}$ (siehe oben \rightarrow Symmetrieeigenschaften)

\rightarrow aus der Diodenkennlinie ergibt sich $I_D = 8,5mA$

4. $U_{R1} = U_B - U_D = 10V - 0,68V = 9,32V$

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_D + I_B} \approx \frac{U_{R1}}{I_D} = 1096\Omega = 1,1k\Omega$$

\rightarrow Es gilt $R_1 = R_2$!!

Die Endstufe kann auch mit nur einer Versorgungsspannung ausgeführt werden (uni-polar). Dazu vereinfacht man ein weiteres Mal die Schaltung zur Auslegung von R_1 und R_2 .

\rightarrow gleiche Berechnungsschritte bis Nr. 4

\rightarrow bei uni-polar: $U_{R1} = \frac{U_B}{2} - U_D$

Thermische Stabilisierung durch Hinzufügen von Emitterwiderständen

Es ergibt sich:

$$U_B = U_{BE} + U_{RE} \text{ (mit } U_B = \text{const.)}$$

$\rightarrow R_E = \frac{R_L}{10}$ (best-practise Lösung)

Die Gegentaktendstufe (AB) muss thermisch stabilisiert werden durch Emitterwiderstände R_{E1} und R_{E2} .

Da an R_{E1} bzw. R_{E2} Verlustleistung abfällt wählt man:

$$R_{E1} \text{ (bzw. } R_{E2}) \ll R_L$$

sinnvoll ist hier:

$$R_{E1} = \frac{R_L}{10} = R_{E2}$$

Vereinfachte Schaltung:

Es gilt: $U_D = U_{BE} + U_{RE1}$

Auslegung von R_{E1} und R_{E2}

gegeben: $I_C = 10mA$, $\beta = 125$, $U_B = 10V$, $R_L = 100\Omega$

1. Wähle $R_{E1} = R_{E2} = \frac{R_L}{10} = 10\Omega$
2. $U_{BE} = R_{E1} \cdot I_E \approx R_{E1} \cdot I_C = 10\Omega \cdot 10mA = 0,1V$
3. $I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{10mA}{125} = 80\mu A$
4. Aus der Eingangskennlinie wird U_{BE} bestimmt $\rightarrow U_{BE} = 668mV$
5. $U_D = U_{BE} + U_{RE1} = 668mV + 100mV = 768mV$
aus Diodenkennlinie I_D bestimmen $\rightarrow I_D = 57mA$
6.
 $U_{R1} = U_B - U_D = 10V - 0,768V = 9,232V$
 $R_1 \approx \frac{U_{R1}}{I_D} = 162\Omega$

Aus der Simulation der Schaltung wurde zudem der Eingangswiderstand ermittelt:

$$r_e = 80\Omega.$$

Wechselstrom-Ersatzschaltbild für die A/B-Endstufe (thermisch stabil)

Vorbermerkungen:

- Da ein Transistor leitet und der andere sperrt wird nur ein Transistor im Ersatzschaltbild modelliert
- Beide Dioden sind permanent leitend (mal mehr, mal weniger)
 - o jeweils in der positiven wie negativen Halbwelle \rightarrow sie werden im WS-Ersatzschaltbild mit ihren entsprechenden WS-Ersatzwiderständen im Arbeitspunkt $U_e = 0V$ modelliert
 - o r_{D1}, r_{D2} sind in der Größenordnung von $0,1 \dots 0,5\Omega \rightarrow$ wird vernachlässigt

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{BE} + \beta \cdot (R_E + R_L))$$
$$\xrightarrow{\text{mit } R_1=R_2} r_e = \frac{R_1}{2} \parallel (r_{BE} + \beta \cdot (R_E + R_L)) \approx \frac{R_1}{2}$$

Funktion von R_1 :

- Arbeitspunkt einstellen
- Eingangswiderstand festlegen $\rightarrow R_1$ nicht sehr groß \rightarrow Eingangswiderstand sehr klein \rightarrow starke Belastung der Schaltung

- ➔ Ersetzen von R_1 und R_2 durch Stromquellen mit Konstantstrom
- ➔ Transistor in Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung als Konstantstromquelle wird eingesetzt

Transistor als Konstantstromquelle:

Auslegung:

- U_{RE} sollte mindestens 10% von U_B sein
- wird R_L größer, muss auch U_{RL} größer werden, wenn I_C konstant bleiben soll
- $U_B = U_{RL} + U_{CE} + U_{RE} \rightarrow \frac{9}{10} \cdot U_B = U_{RL} + U_{CE}$
- da U_{CE} schwankt, muss die Ausgangskennlinie beachtet werden → funktioniert nur, solange im Sättigungsbereich gearbeitet wird (U_{CEsat} beachten!!)