

Wdh. Wechselstrom Ersatzschaltung

- neue Größen: $r_e, r_a, V_u = \frac{U_a}{U_e}$
- Kondensatoren sind im Wechselspannungsersatzschaltbild kurzgeschlossen, weil sie nur auf Gleichstrom Einfluss hätten
- Gleichspannungsquellen sind kurzgeschlossen, weil sie keine Rolle mehr spielen
- R_1 wird parallel zu R_2 , weil U_B nicht mehr da ist und der Punkt oben von R_C gleich dem Punkt unter R_L ist
- R_L wird parallel zu R_C

$$\rightarrow r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE}, r_a = r_{CE} \parallel R_C$$

Zahlenbeispiel:

$$r_e = 47k\Omega \parallel 3,8k\Omega \parallel 1,4k\Omega \approx 1k\Omega$$

$$r_a = 830\Omega \parallel 12,5k\Omega \approx 780\Omega$$

Berechnung von V_U ((Wechsel-)Spannungsverstärkung)

$$V_U = \frac{U_a}{U_e}$$

$$1. \quad V_U = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta U_{BE}} \Leftrightarrow \Delta U_{CE} = V_U \cdot \Delta U_{BE}$$

$$2. \quad \Delta U_{CE} = -\beta \cdot \Delta I_B \cdot (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L) \quad (r_{CE} \parallel R_C = r_a)$$

$$3. \quad \Delta I_B = \frac{\Delta U_{BE}}{r_{BE}}$$

$$3 \text{ in } 2 \quad \Delta U_{CE} = -\beta \cdot \frac{\Delta U_{BE}}{r_{BE}} \cdot (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)$$

$$1 \text{ gleichsetzen } V_U \cdot \cancel{\Delta U_{BE}} = -\beta \cdot \frac{\cancel{\Delta U_{BE}}}{r_{BE}} \cdot (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)$$

$$V_U = -\beta \cdot \frac{(r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)}{r_{BE}}$$

Bemerkung: Das negative Vorzeichen entsteht durch die 180° Phasenverschiebung.

Simulationsbeispiel:

$$\beta = 330$$

$$r_{CE} = 1,5k\Omega$$

$$R_C = 830\Omega$$

$$r_{BE} = 1,4k\Omega$$

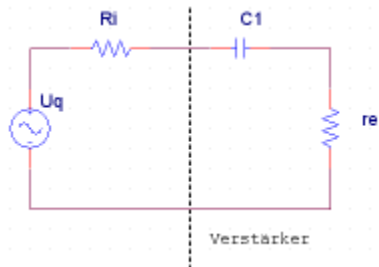
$$|V_U| = \frac{2,84V}{20mV} = 142$$

$$V_U = -330 \cdot \frac{12,5k\Omega \parallel 830\Omega \parallel (1M\Omega)}{1,4k\Omega} = -184$$

Dimensionierung der Koppelkapazitäten

1. Eingangskapazität C_1

(Ersatz-)Schaltung Eingangsseitig



Die Schaltung hat entspricht einem Hochpassfilter.

Einschub Hochpass

$$U_e = \frac{r_e}{R_i + r_e + \frac{1}{j\omega C_1}} \cdot U_a$$

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{r_e}{R_i + r_e + \frac{1}{j\omega C_1}} \quad \left(\text{bei hohen Frequenzen kann } \frac{1}{j\omega C_1} \text{ vernachlässigt werden} \right)$$

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{r_e}{R_i + r_e}$$

Für die Grenzfrequenz soll gelten:

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{r_e}{R_i + r_e} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Bedingung für Grenzfrequenz:

$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{r_e}{R_i + r_e} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 \cdot (R_i + r_e)}}$$

Für den Betrag ergibt sich:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_g C_1 \cdot (R_i + r_e)} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\omega_g = 2\pi \cdot f_g)$$

Bedingung wird erfüllt, wenn

$$\left(\frac{1}{\omega_g C_1 \cdot (R_i + r_e)} \right)^2 = 1 \quad \left| \sqrt{(\quad)} \right.$$

$$\frac{1}{\omega_g C_1 \cdot (R_i + r_e)} = 1 \Leftrightarrow \boxed{f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot (R_i + r_e)}}$$

(Anm.: Bei Simulation ist $R_i = 0$, daher $\frac{r_e}{r_e} = 1$)

2. Ausgangskapazität C_2

Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot (R_C + r_a)}$$

Zahlenbeispiel:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot 1\mu F \cdot (1k\Omega + 0\Omega)} = 159,2\text{Hz}$$

Auslegung C_1 für 20Hz

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 20\text{Hz} \cdot 1k\Omega} = 8 \cdot 10^{-6} F = 8\mu F$$

➔ es müssen beide Kapazitäten für die Grenzfrequenz bestimmt werden

Stabilisierung der Emitterschaltung durch Stromgegenkopplung

In den Emittierkreis wird hierzu ein Widerstand R_E eingefügt

Wirkungsweise:

- U_{R_2} ist weitestgehend konstant (weil $I_q \gg I_B$)
- Es gilt: $U_{R_2} = U_{BE} + U_{RE}$ ($U_{R_2} = \text{const.}$)
- kleineres U_B reduziert I_B und damit I_C

Wechselstrom-Ersatzschaltbild

- Kondensatoren raus, Gleichspannungsquelle raus
- R_1 wird parallel zu $R_2 \rightarrow R_C$ wird parallel zu R_L
- Umzeichnen für den Transistor

Eingangswiderstand:

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{BE} + \beta \cdot R_E)$$

Anschaulich:

Der Widerstand R_E wird vom Basisstrom und vom β -fachen so großen Kollektorstrom durchflossen. Deshalb ist seine Wirkung (Spannungsabfall am Widerstand) so, als ob er $\beta(+1)$ -mal so groß wäre.

→ Durch die Stromgegenkopplung wird der Eingangswiderstand der Emitterschaltung erheblich vergrößert.

Ausgangswiderstand:

$r_a \approx R_C$ (weil R_C der kleinste der Widerstände ist und r_{CE} durch R_E noch vergrößert wird → damit wird $r_{CE} + R_E$ vernachlässigt)

Spannungsverstärkung:

$$\frac{1}{V_U} = - \left(\frac{1}{V_{U0}} + \frac{R_E}{R_C \parallel R_L} \right)$$

- hierbei ist V_{U0} der Betrag der Spannungsverstärkung der Schaltung ohne Stromgegenkopplung

$$V_{U0} = -\beta \cdot \frac{R_C \parallel r_{CE} \parallel R_L}{r_{BE}}$$

- wenn $R_E = 0\Omega \Rightarrow \frac{1}{V_U} = -\frac{1}{V_{U0}} \Rightarrow V_U = -V_{U0}$

Analogie:

- Parallelschaltung von zwei Widerständen

$$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \Rightarrow \text{wenn } R_1 \ll R_2, \text{ dann } R_{ges} \approx R_1$$

Wenn gilt:

$$\frac{R_C \parallel R_L}{R_E} \ll V_{U0}, \text{ dann ist } \boxed{V_U \approx -\frac{R_C \parallel R_L}{R_E}}$$

Dies ist bei einer wirksamen Gegenkopplung immer erfüllt. (Andernfalls ist die harmonische Stabilisierung nicht gegeben.)