

Elektronische Schaltungen – Hochfrequenzschaltungen und Leistungselektronik

Vorlesung 3

Prof. Nils Weimann

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

23.04.2025



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

Bipolartransistor

Arbeitspunkt-Einstellung

Gleichstrom-Gegenkopplung

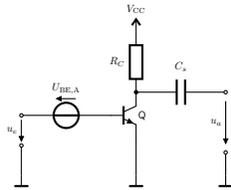
Basisschaltung

Kollektorschaltung

Konstantstromquelle

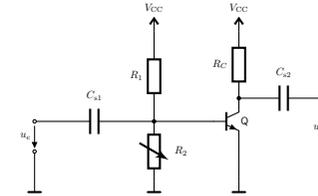
Darlington-Schaltung

Arbeitspunkt-Einstellung: Netzwerk



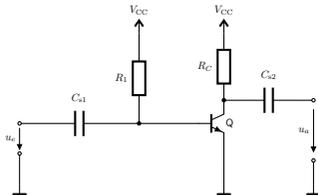
- ▶ Arbeitspunkteinstellung im Prinzip durch konstante Vorspannung $U_{BE,A}$ an der Basis
- ▶ Eingangssignal u_e macht kleine Änderung um $U_{BE,A}$
- ▶ schwierig zu realisieren (benötigt potentialfreie Quelle)

Arbeitspunkt-Einstellung: Netzwerk



- ▶ Erzeugung von $U_{BE,A}$ durch Spannungsteiler R_1, R_2
- ▶ Ein- und Auskopplung über Kondensatoren (DC-Block), bilden zwei Hochpässe $\rightarrow 1/\omega = RC$ beachten
- ▶ instabile Schaltung, $I_C \sim e^{qU_{BE,A}/kT}$
- ▶ $kT/q = 26 \text{ mV}$ at 300 K $\rightarrow \Delta U_{BE,A} \approx 2 \text{ mV/K}$
- ▶ mit Spannungsverst. $A = -150 \rightarrow \partial V_C / \partial T \approx -300 \text{ mV/K}$
 $\rightarrow \Delta V_C = 6 \text{ V}$ bei $\Delta T = 20 \text{ K}$

Arbeitspunkt-Einstellung: durch Basisstrom



- ▶ hier keine exp. Abhängigkeit von U_{BE}
- ▶ aus gewähltem Kollektor-Ruhestrom folgt Basis-Arbeitspunkt $I_B = I_C/B$
- ▶ Dimensionierung von R_1 mit $V^+ \gg U_{BE,A}$

$$R_1 = \frac{V^+ - U_{BE,A}}{I_B} \approx \frac{V^+}{I_B}$$

- ▶ aber: Drift von B , ca. 1% je Grad
- ▶ Technologieparameter B nicht exakt
- ▶ ... auch keine gute Schaltung

Bipolartransistor

Arbeitspunkt-Einstellung

Gleichstrom-Gegenkopplung

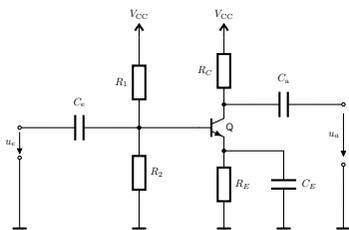
Basisschaltung

Kollektorschaltung

Konstantstromquelle

Darlington Schaltung

Gleichstrom-Gegenkopplung: Netzwerk



- ▶ Gegenkopplung für tiefe Frequenzen über R_C/R_E
- ▶ Impedanz am Emitter

$$\underline{Z}_E = R_E \parallel \frac{1}{j\omega C_E} = \frac{R_E}{1 + j\omega R_E C_E}$$

- ▶ Impedanz sinkt mit Frequenz $\rightarrow A$ steigt

Gleichstrom-Gegenkopplung: Bode-Plot

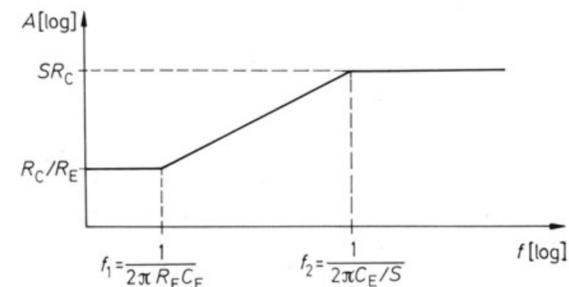
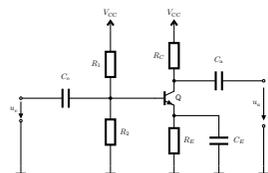


Abbildung: Wirkung von C_E auf Frequenzgang der Verstärkung

- ▶ Gleichstromfall $A = R_C/R_E$
- ▶ A steigt von $f_1 = \frac{1}{2\pi R_E C_E}$
- ▶ bis $A = SR_C$ bei

$$f_2 = \frac{SR_C}{R_C/R_E} f_1 = SR_E f_1 = \frac{1}{2\pi C_E/S}$$

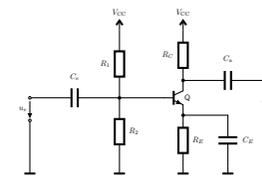
Gleichstrom-Gegenkopplung: Dimensionierung der Ströme



- ▶ Dimensionierung: R_g z.B. $10 \text{ k}\Omega$, $\beta = B = 250$, $V^+ = 15 \text{ V}$
- ▶ Quelle nicht stark belasten $\rightarrow r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE} = 20 \text{ k}\Omega$
- ▶ mit $I_C = 200 \mu\text{A} \rightarrow r_{BE} = \beta U_T / I_C = \frac{250 \cdot 26 \text{ mV}}{200 \mu\text{A}} = 33 \text{ k}\Omega$
- ▶ Ruhepotentiale: je größer R_E , umso kleiner ist die Variation von U_{BE} gegen Emitterpotential V_E
- ▶ z.B. Temperaturdrift für $V_E = 2 \text{ V}$:

$$\frac{\partial I_C / \partial T}{I_C} \approx \frac{\partial V_E / \partial T}{V_E} = \frac{2 \text{ mV/K}}{2 \text{ V}} = 0,1 \text{ \% / K}$$

Gleichstrom-Gegenkopplung: Kollektor-Potential



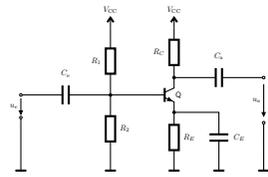
- ▶ Kollektor-Potential: im Transistor darf U_{CE} nicht unter die Sättigungsspannung $U_{CE, \text{sat}} \approx 0,3 \text{ V}$ absinken (Knieregion im AKF: Verzerrungen, niedrige Verstärkung)
- ▶ V_C soll auch nicht zu hoch sein, sonst fällt wenig Spannung an R_C ab, damit wäre die Spannungs-Verstärkung klein
- ▶ Abschätzung über max. Amplitude am Ausgang $V_{C, \text{max}} = \pm 2 \text{ V}$:

$$V_{CA} > V_E + U_{CE, \text{min}} + |\Delta V_{C, \text{max}}| = 2 \text{ V} + 1 \text{ V} + 2 \text{ V} = 5 \text{ V}$$

- ▶ wähle $V_{CA} = 7 \text{ V}$ zur Berücksichtigung aller Toleranzen ($U_{BE, A}$, V^+ , R_C , R_E)

Gleichstrom-Gegenkopplung: Berechnung der Widerstände

R_E, R_C



- Berechnung der Widerstände:

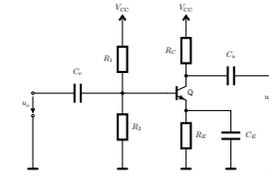
$$R_E = \frac{V_E}{I_C} = \frac{2\text{V}}{200\ \mu\text{A}} = 10\ \text{k}\Omega$$

$$R_C = \frac{V^+ - V_{CA}}{I_C} = \frac{15\text{V} - 7\text{V}}{200\ \mu\text{A}} = 40\ \text{k}\Omega$$

- daraus folgt die Drift am Kollektor

$$\frac{\partial V_{CA}}{\partial T} = -2\ \text{mV/K} \cdot \frac{R_C}{R_E} = -8\ \text{mV/K}$$

Gleichstrom-Gegenkopplung: Basis-Ruhepotential



- Basis-Ruhepotential für $V_E = U(R_E) \approx 2\text{V}$ berechnen
- bei kleinem I_C ist $U_{BE} \approx 0,6\text{V}$ (siehe ÜKL), daher

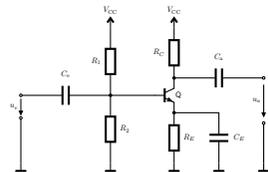
$$V_B = V_E + U_{BE} \approx 2,6\text{V}$$

- dazu den Basisstrom

$$I_B = I_C / B = \frac{200\ \mu\text{A}}{250} = 0,8\ \mu\text{A}$$

- Basisstrom I_B ist vom Signal abhängig, der soll aber das Basispotential nicht beeinflussen, das die Verstärkung definiert
- wähle den Querstrom im Spannungsteiler als $10 \cdot I_B \gg I_B$

Gleichstrom-Gegenkopplung: Basis-Spannungsteiler



- Basis-Ruhepotential $V_B = 2,6\text{V}$
- Basisstrom $I_B = 0,8\ \mu\text{A}$
- Querstrom $10I_B$
- daraus mit Knoten/Maschenregeln

$$R_1 = \frac{15\text{V} - 2,6\text{V}}{8\ \mu\text{A} + 0,8\ \mu\text{A}} = 1,4\ \text{M}\Omega \quad R_2 = \frac{2,6\text{V}}{8\ \mu\text{A}} = 330\ \text{k}\Omega$$

Gleichstrom-Gegenkopplung: Ergebnis im Schaltbild

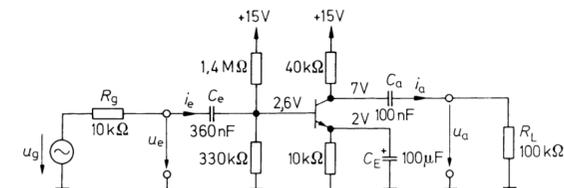


Abbildung: Dimensionierung eines NF-Verstärkers

- Wechselstrom-Eingangswiderstand

$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = r_{BE} \parallel R_1 \parallel R_2 = 29\ \text{k}\Omega$$

- aus AKF erhalten wir für $I_C = 200\ \mu\text{A}$ für einen Transistor z.B. $r_{CE} = 500\ \text{k}\Omega$. Spannungsverstärkung (ohne Last)

$$A = \frac{u_a}{u_e} = -\frac{I_C}{U_T} (R_C \parallel r_{CE}) = -285$$

- Ausgangswiderstand des Verstärkers

$$r_a = \frac{u_a}{i_a} \Big|_{u_g=0} = R_C \parallel r_{CE} = 37\ \text{k}\Omega$$

Gleichstrom-Gegenkopplung: Ergebnis im Schaltbild

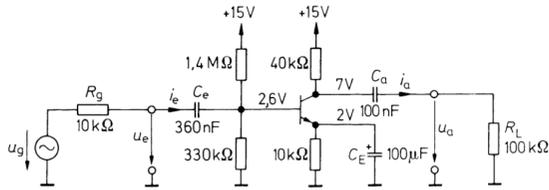


Abbildung: Dimensionierung eines NF-Verstärkers

- Ausgangswiderstand des Verstärkers (im Leerlauf, $u_g = 0$)

$$r_a = - \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{u_g=0} = R_C \parallel r_{CE} = 37 \text{ k}\Omega$$

- Last von 100 kΩ als Spannungsteiler am Ausgang

$$A_L = - \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{R_L=100 \text{ k}\Omega} = \frac{r_e}{R_g + r_e} \cdot A \cdot \frac{R_L}{R_L + r_a} = -139$$

Gleichstrom-Gegenkopplung: Berechnung der Kondensatoren

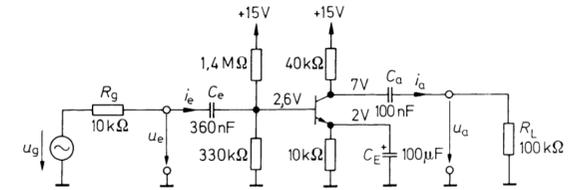


Abbildung: Dimensionierung eines NF-Verstärkers

- Verstärkungsfaktor $A = -139$ soll bis zu unterer Frequenz $f_{\min} = 20 \text{ Hz}$ gehalten werden
- Schaltung enthält 3 Hochpässe mit RC Konstanten
- für Kaskadierung von n Filtern gilt

$$f_g \approx \frac{f_{\min}}{\sqrt{n}} = \frac{20 \text{ Hz}}{\sqrt{3}} = 11,5 \text{ Hz}$$

Gleichstrom-Gegenkopplung: Berechnung der Kondensatoren

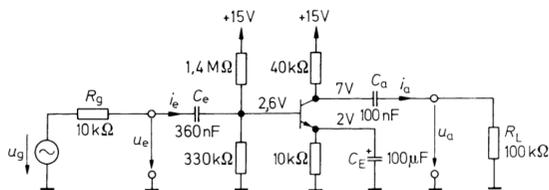


Abbildung: Dimensionierung eines NF-Verstärkers

- daraus für C_e in Serie mit Eingang und Generator

$$C_e = \frac{1}{2\pi f_g (R_g + r_e)} = 0,36 \mu\text{F}$$

- C_E aus $f_2 = \frac{1}{2\pi C_E / S}$

$$C_E = \frac{S}{2\pi f_g} = \frac{I_C}{2\pi f_g U_T} \approx 100 \mu\text{F}$$

Gleichstrom-Gegenkopplung: Berechnung der Kondensatoren

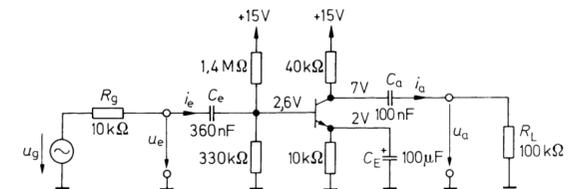


Abbildung: Dimensionierung eines NF-Verstärkers

- Koppelkondensator C_a in Serie mit Last und Ausgangswiderstand

$$C_a = \frac{1}{2\pi f_g (r_a + R_L)} \approx 100 \text{ nF}$$

Bipolartransistor

Arbeitspunkt-Einstellung

Gleichstrom-Gegenkopplung

Basisschaltung

Kollektorschaltung

Konstantstromquelle

Darlington-Schaltung

Basisschaltung: Netzwerk

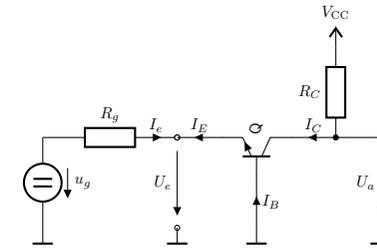
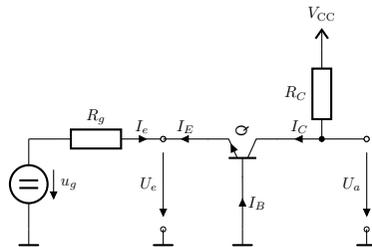


Abbildung: Basisschaltung

- ▶ auch hier ist die Quelle zwischen Basis und Emitter, allerdings in der umkehrten Polarität
- ▶ Spannungsverstärkung ist positiv wegen $dU_{BE} = -dU_e$
- ▶ Belastung der Quelle mit um β höherem Strom I_e , verglichen mit Emitterschaltung
- ▶ Eingangswiderstand ist um β kleiner

Basisschaltung: Eingangswiderstand



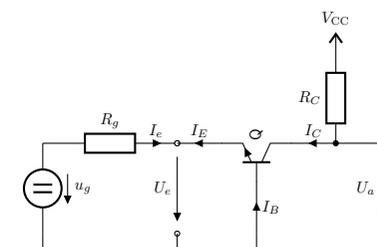
- ▶ Ströme $dI_e = -dI_E = -dI_B - dI_C$
- ▶ Maschen $dU_{CE} = dU_a - dU_e \approx dU_a = -dI_C R_C$
- ▶ mit Grundgleichungen folgt Eingangswiderstand

$$r_e = \frac{r_{BE}(R_C + R_{CE})}{S r_{BE} r_{CE} + R_C + r_{CE}} = \left(\frac{1}{S} + \frac{R_C}{S r_{CE}} \right) \parallel r_{BE}$$

- ▶ Näherung $R_C \ll r_{CE}$ (flache Kurven im AKF) gibt

$$r_e \approx \frac{1}{S} = \frac{r_{BE}}{\beta}$$

Basisschaltung: Ausgangswiderstand

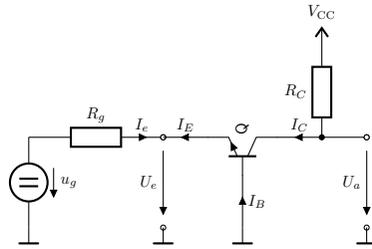


- ▶ Ströme $dI_e = -dI_E = -dI_B - dI_C$
- ▶ Maschen $dU_{CE} = dU_a - dU_e \approx dU_a = -dI_C R_C$
- ▶ mit Grundgleichungen folgt Ausgangswiderstand

$$r_a = R_C \parallel r_{CE} \left(1 + \beta \frac{R_g}{r_{BE} + R_g} \right)$$

- ▶ für $R_g \rightarrow 0$ folgt $r_a = R_C \parallel r_{CE}$ (wie Emitterschaltung)
- ▶ hier um R_g erhöhter Ausgangswiderstand, weil R_g im Eingangskreis eine Stromgegenkopplung bewirkt

Basisschaltung: Eigenschaften



- ▶ wegen ihres niedrigen Eingangswiderstandes wird die Basisschaltung im Niederfrequenzbereich wenig verwendet
- ▶ im Hochfrequenzbereich besitzt sie jedoch Vorteile gegenüber der Emitterschaltung
- ▶ dieses Anwendungsgebiet wird im Kapitel Breitbandverstärker noch eingehend behandelt

Kollektorschaltung: Netzwerk

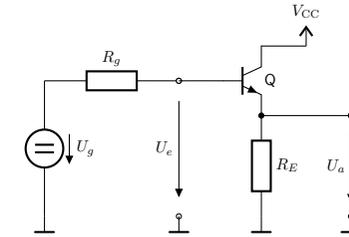
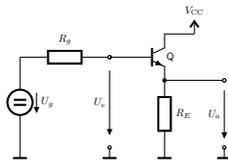


Abbildung: Kollektorschaltung (Emitterfolger)

- ▶ wenn $U_e > 0,6\text{V}$, dann fließt ein Kollektorstrom
- ▶ das Emitterpotential *folgt* dem Basispotential
 $U_a = U_e - U_{BE,A} \approx U_e - 0,6\text{V}$ (EB-Diode)
- ▶ der Strom I_C ruft einen Spannungsabfall an R_E hervor
- ▶ bei steigendem Strom ist U_{BE} nur logarithmisch verändert
- ▶ daraus folgt Spannungsverstärkung des *Emitterfolgers*

$$A = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} \approx 1$$

Kollektorschaltung: Spannungsverstärkung



- ▶ Grundgleichung gibt

$$dU_{CE} = -dU_a, \quad dU_{BE} = dU_e - dU_a, \quad dI_C = \frac{dU_a}{R_E}$$

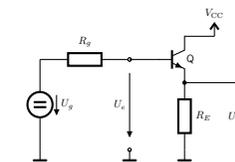
- ▶ daraus Spannungsverstärkung

$$A = \frac{dU_a}{dU_e} = \frac{1}{1 + \frac{1}{S(R_E \parallel r_{CE})}} \approx \frac{S R_E}{1 + S R_E} = S_{\text{red}} \cdot R_E$$

- ▶ aus Stabilitätsgründen ist $R_E \gg 1/S$, damit

$$A \approx 1$$

Kollektorschaltung: Eingangswiderstand



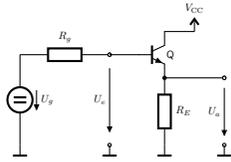
- ▶ gleiche Situation wie Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung (siehe dort:)

$$r_e = r_{BE}(1 + S R_E) = r_{BE} + \beta R_E = \beta \left(\frac{1}{S} + R_E \right)$$

- ▶ mit $R_E \gg 1/S$

$$r_e \approx r_{BE} + \beta R_E \approx \beta R_E$$

Kollektorschaltung: Ausgangswiderstand



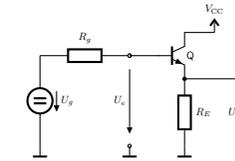
- ▶ r_a lässt sich für kurzgeschlossenen Eingang ($R_g = 0$) leicht ablesen, für $\Delta U_g = 0$ wie Eingang der Basisschaltung

$$r_a(R_g = 0) = \frac{1}{S} \parallel R_E \approx \frac{1}{S}$$

- ▶ mit endlichem R_g erhält man aus Grundgleichungen

$$r_a = \left(\frac{1}{S} + \frac{R_g}{\beta} \right) \parallel R_E$$

Kollektorschaltung: Ausgangswiderstand



- ▶ r_a kann sehr klein werden,
- ▶ Zahlenbeispiel $I_C = 2 \text{ mA}$, $\beta = 300$, $R_E = 3 \text{ k}\Omega$, $R_g = 40 \text{ k}\Omega$ gibt

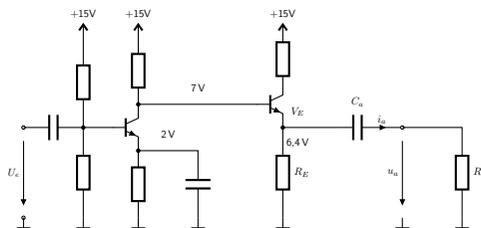
$$r_a = \left(\frac{26 \text{ mV}}{2 \text{ mA}} + \frac{40 \text{ k}\Omega}{300} \right) \parallel 3 \text{ k}\Omega = (13 \Omega + 133 \Omega) \parallel 3 \text{ k}\Omega = 140 \Omega$$

- ▶ dazugehöriger Ausgangswiderstand

$$r_a = 300 \cdot (13 \Omega + 3 \text{ k}\Omega) = 904 \text{ k}\Omega$$

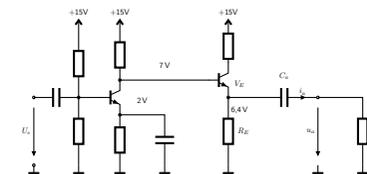
- ▶ *Impedanzwandler*, Kopplung eines hochohmigen Ausgangs an eine niederohmige Folgestufe *ohne Amplitudenverlust*

Kollektorschaltung: Pegel-Shifter



- ▶ direkte Ansteuerung des Emitterfolgers möglich
- ▶ auch als Pegel-Shifter zu verwenden
- ▶ hier für z.B. $I_C = 2 \text{ mA}$ wäre zu wählen für $R_E = (7 \text{ V} - 6,4 \text{ V})/2 \text{ mA} = 3,2 \text{ k}\Omega$

Kollektorschaltung: Ausgangs-Amplitude



- ▶ sehr niedrige Lastimpedanz R_L kann nur bei relativ kleiner Ausgangsamplitude gewählt werden, sonst kommt es zu Verzerrungen → KSE-Parallelschaltung von R_E , R_L
- ▶ führt auf Bedingung

$$\Delta I_C = \frac{\Delta V_E}{R_E \parallel R_L} < I_{C,A} = \frac{V_{E,A}}{R_E}$$

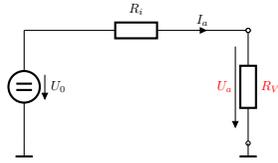
- ▶ oder auch

$$\Delta V_E < \frac{R_E \parallel R_L}{R_E} \cdot V_{E,A} \quad \text{d.h.} \quad \underline{R_L > R_E}$$

- ▶ hier z.B. für $R_L = r_a = 140 \Omega$

$$\Delta V_E < 268 \text{ mV}$$

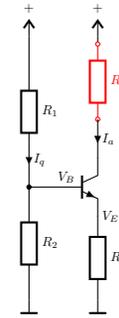
Konstantstromquelle: Motivation



- ▶ Konstantstromquelle kann durch Spannungsquelle mit großem Serienwiderstand realisiert werden
- ▶ die Quelle müsste sehr hohe Spannung $U_0 = 10 \text{ kV}$ liefern, für z.B. einen (nützlichen) Konstantstrom von $I_a = 1 \text{ mA}$ bei einem Serienwiderstand von $R_i = 10 \text{ M}\Omega$, der beliebige Lastimpedanzen R_V zulässt
- ▶ Lösung: in einem bestimmten Spannungsbereich durch aktiven Schaltkreis hoher **differentieller** Widerstand

$$r_i = \frac{dU_a}{dI_a} \quad \text{z.B. AKL eines Transistors}$$

Konstantstromquelle: Grundsaltung

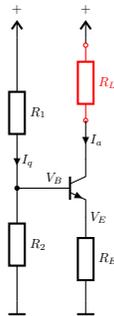


- ▶ Ströme und Spannungen für Transistor-Grundgleichungen

$$dI_a = dI_C, \quad dU_{CE} \approx -dU_a, \quad dI_E = dI_C + dI_B$$

$$dU_{BE} = -dI_B(R_1 \parallel R_2) - dI_E R_E$$

Konstantstromquelle: Grundsaltung

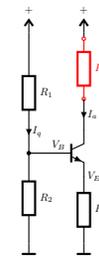


- ▶ aus Transistor-Grundgleichungen folgt diff. Ausg.widerstand

$$r_a = -dU_a/dI_a = r_{CE} \left[1 + \frac{\beta R_E}{(R_1 \parallel R_2) + r_{BE} + R_E} \right]$$

- ▶ Fallunterscheidung:

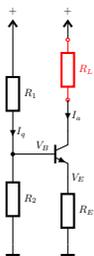
Konstantstromquelle: Grundsaltung



$$r_a = -dU_a/dI_a = r_{CE} \left[1 + \frac{\beta R_E}{(R_1 \parallel R_2) + r_{BE} + R_E} \right]$$

- ▶ **Fall 1**, für $R_E = 0$ folgt $r_a = r_{CE}$, also der Ausgangswiderstand des Transistors
- ▶ dies ist das minimale $r_{a,\min}$

Konstantstromquelle: Grundsaltung



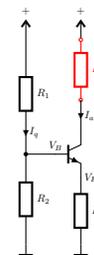
$$r_a = -dU_a/dI_a = r_{CE} \left[1 + \frac{\beta R_E}{(R_1 \parallel R_2) + r_{BE} + R_E} \right]$$

- **Fall 2**, für $R_E \ll r_{BE}$ folgt

$$r_a = r_{CE} \cdot \left(1 + \frac{\beta}{r_{BE}} R_E \right) = r_{CE}(1 + S R_E) = r_{CE} + \mu R_E$$

- hier steigt r_a linear mit R_E an

Konstantstromquelle: Grundsaltung



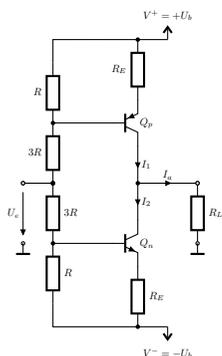
$$r_a = -dU_a/dI_a = r_{CE} \left[1 + \frac{\beta R_E}{(R_1 \parallel R_2) + r_{BE} + R_E} \right]$$

- **Fall 3**, für $R_E \gg r_{BE}$ folgt

$$r_a = r_{CE} (1 + \beta) \approx \beta r_{CE}$$

- hier hängt der Ausgangswiderstand nicht mehr von R_E ab, und bleibt bei dessen weiterer Steigerung konstant ($r_{a,max}$)

Konstantstromquelle: Bipolare Stromquelle



z.B. für manche Verstärker benötigt man positive und negative Versorgung

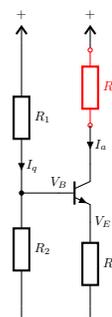
- Berechnung der Ströme

$$I_1 = \frac{\frac{1}{4}(U_b - U_e) - U_{BE,A}}{R_E}, \quad I_2 = \frac{\frac{1}{4}(U_b + U_e) - U_{BE,A}}{R_E}$$

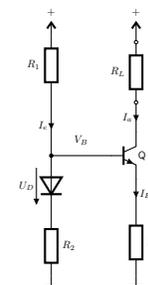
- Ausgangsstrom als Differenz

$$I_a = I_1 - I_2 = -\frac{U_e}{2R_E}$$

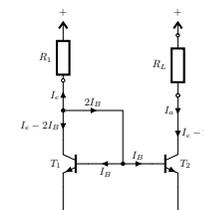
Konstantstromquelle: Stromspiegel



Grundschaltung
Stromquelle $I_a = (V_B - U_{BE,A})/R_E$ hat Temperaturdrift, abh. von U_{BE}

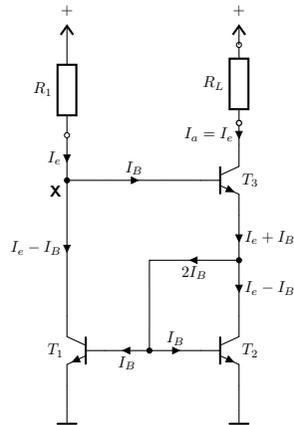


Stromspiegel mit
Kompensation durch
Diode, $I_a \approx I_E = (I_e R_2 + U_D - U_{BE,A})/R_E \approx R_2/R_E \cdot I_e$



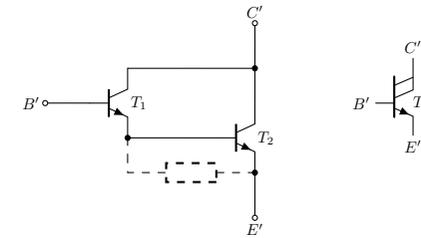
Stromspiegel mit
Transistor-Diode $I_a = B \cdot I_B = \frac{B}{B+2} I_e \approx I_e$

Konstantstromquelle: Wilson-Stromspiegel



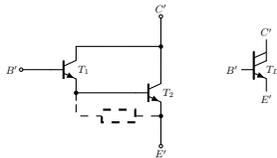
- ▶ Wilson-Stromspiegel mit Regelfunktion
- ▶ zusätzlicher Transistor T_3 mit zusätzlichem Knoten **X**
- ▶ geschlossene Maschen mit stabilen Strömen, Referenzgröße $U_{BE,1} - U_{BE,2}$

Darlington-Schaltung: Netzwerk



- ▶ Darlington-Transistor, Kaskadierung der Stromverstärkung $\beta' = \beta_1 \cdot \beta_2$, z.B. für Emitterfolger geeignet
- ▶ Eingangswiderstand $r_{B'E'} = 2r_{BE,1} = 2\beta'U_T/I_C'$
- ▶ Steilheit $S' = I_C'/2U_T$
- ▶ Ausgangswiderstand $r_{C'E'} = \frac{2}{3}r_{CE,2}$
- ▶ folgt aus Betrachtung der beiden Emitterfolger-Stufen

Darlington-Schaltung: Eingangswiderstand



- ▶ Eingangswiderstand erste Stufe (Emitterfolger)
 $r_{e,1} = r_{BE,1} + \beta_1(R_{E,1} \parallel R_{L,1})$
- ▶ Last $R_{L,1}$ ist gegeben durch Eingangswiderstand der 2. Stufe
 $r_{BE,2} = \beta_2(R_{E,2} \parallel R_{L,1})$, und $R_{E,1} = 0$
- ▶ ergibt

$$\begin{aligned} r_e &= r_{BE,1} + \beta_1 r_{BE,2} + \beta_1 \beta_2 \cdot (R_E \parallel R_L) \\ &= r_{BE,1} + \beta_1 r_{BE,2} + \beta' \cdot (R_E \parallel R_L) \end{aligned}$$

- ▶ durch Vergleich mit Emitterfolger-Eingangswiderstand

$$r_{B'E'} = r_{BE,1} + \beta \cdot r_{BE,2} \approx 2r_{BE,1} \quad \text{weil} \quad r_{BE,2} = r_{BE,1}/\beta$$

Danke für Ihre Teilnahme