

Elektronik 1, Foliensatz 3: Schaltungen mit Bipolartransistoren

G. Kemnitz

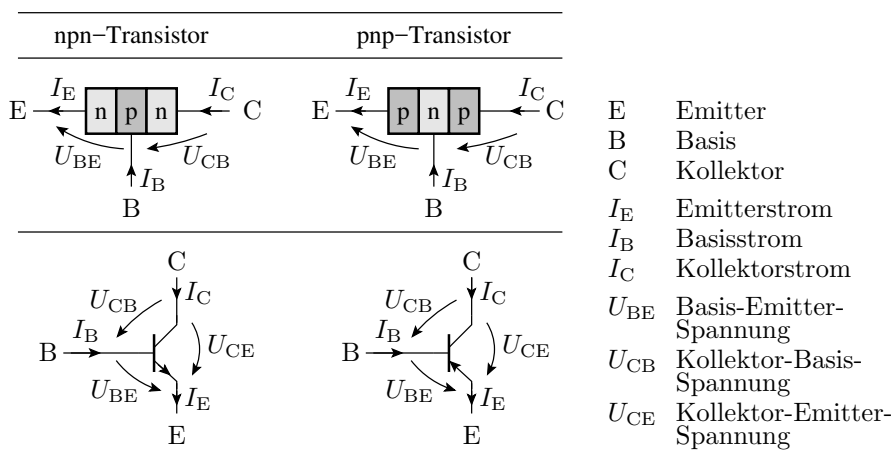
22. April 2021

Contents

1	Bipolartransistoren	1
1.1	Spannungsverstärker	3
1.2	Differenzverstärker	5
1.3	Stromquellen	6
1.4	Transistorinverter	7
1.5	DT-Gatter	9
1.6	Spannungsstabilisierung	12
1.7	Aufgaben	15

1 Bipolartransistoren

Bipolartransistor: Aufbau, Anschlüsse und Schaltsymbol



Arbeitsbereiche

Ein Transistor hat viele Arbeitsbereiche¹:

¹Die pn-Übergänge werden bei uns nie im Durchbruchbereich betrieben.

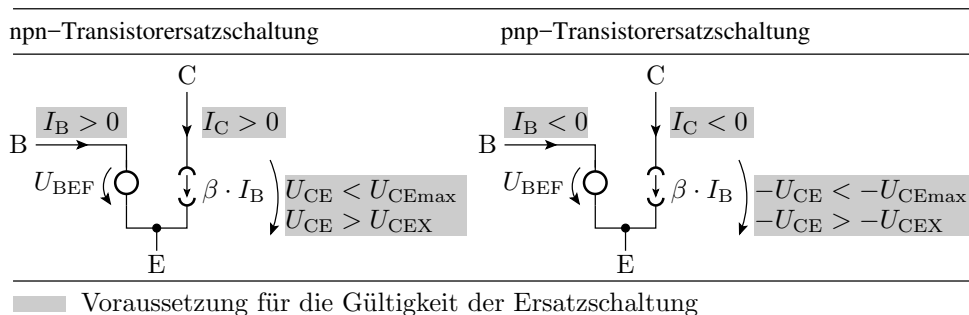
BC-Übergang BE-Übergang	aus aus	ein ein	aus ein	ein aus	fast ein ein
Arbeitsbereich	Ausschaltbereich	zwei leitende Dioden	Normalbereich	Inversbereich	Übersteuerung

- Die Spannungswerte und Stromverstärkungen im Bild sind nur grobe Richtwerte.
- Die Vorzeichen im Bild gelten für npn-Transistoren. Für pnp-Transistoren sind sie genau umgekehrt.

Normalbereich

Fast alle Transistorschaltungen (außer Digitalschaltungen) nutzen den Normalbereich:

- Basis-Emitter-Übergang im Durchlassbereich. Strom-Spannungs-Kennlinie einer Diode.
- Basis-Kollektor-Übergang im Sperrbereich. Wirkt wie eine vom Basisstrom gesteuerte Stromquelle (Transistoreffekt).



- Das ist ein einfaches, aber kein sehr genaues Modell.

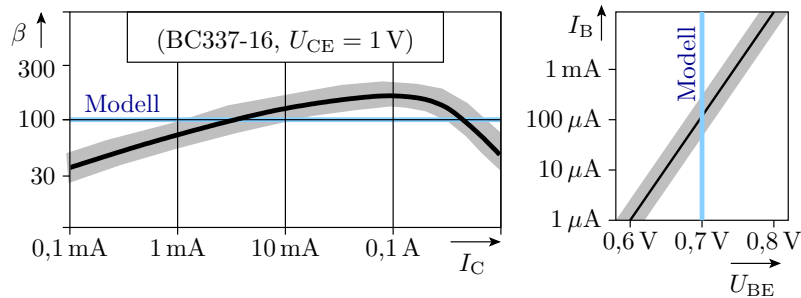
Modellparameter für zwei typische Transistoren

	β	U_{BEF}	U_{CEX}	U_{CEmax}	P_{max}
BC327-16 (pnp) -25 -40	100 - 250 160 - 400 250 - 600	$\approx -0,9\text{ V}$	$\approx -0,3\text{ V}$	-45 V	625 mW
BC337-16 (npn) -25 40	100 - 250 160 - 400 250 - 630	$\approx 0,9\text{ V}$	$\approx 0,3\text{ V}$	45 V	625 mW

- U_{BEF} Basis-Emitter-Flussspannung
- β Stromverstärkung
- U_{CEX} Kollektor-Emitter-Restspannung
- U_{CEmax} Spannungsfestigkeit zwischen Kollektor und Emitter
- P_{max} maximale Verlustleistung

Einfaches, aber nicht sehr genaues Modell

- Die Stromverstärkung ist in Datenblättern ein breiter Bereich, z.B. 100 bis 250. Dahinter verbergen sich große fertigungs- und arbeitspunktabhängige Schwankungen.
- Die Angabe der Basis-Emitter-Flussspannung ist mit einer Toleranz von ca. $\pm 20\%$ behaftet.

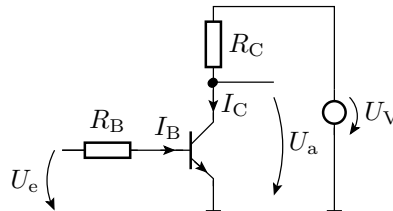


- Schaltungen so entwerfen, dass sie funktionieren, solange die Parameter aller Bauteile in ihren Toleranzbereichen liegen!

1.1 Spannungsverstärker

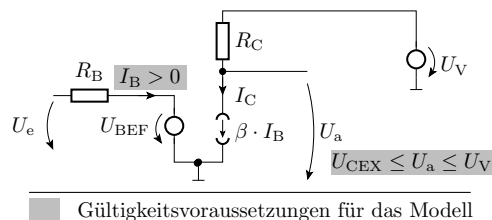
Einfacher Spannungsverstärker

- R_B bildet U_e auf I_B ab.
- Der Transistor bildet I_B auf ein verstärktes I_C ab.
- R_C bildet I_C auf U_a ab.



Die Versorgungsspannung U_V ist erforderlich, damit der Kollektor-Basis-Übergang in Sperrrichtung betrieben wird, so dass der Transistor im Normalbereich arbeitet.

Ersatzschaltung



$$I_B = \frac{U_e - U_{BEF}}{R_B}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = \frac{\beta}{R_B} \cdot (U_e - U_{BEF})$$

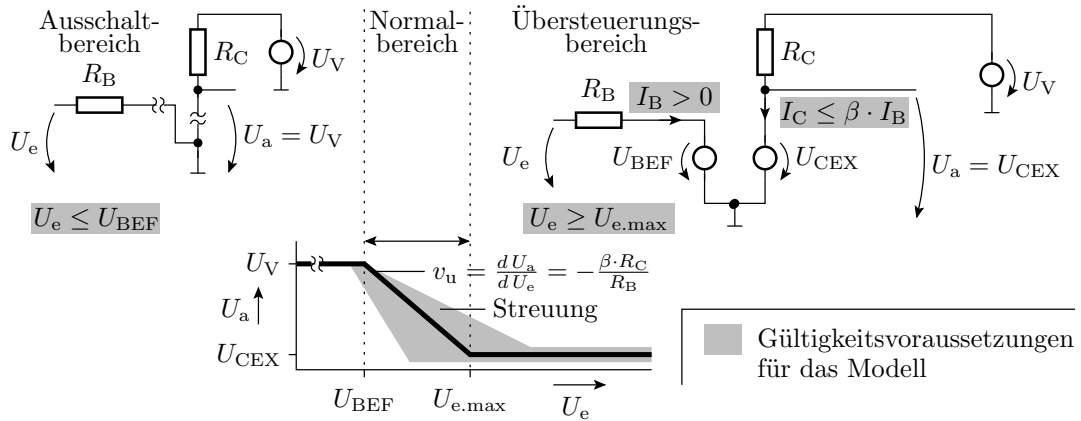
$$U_a = U_V - R_C \cdot I_C$$

$$U_a = U_V - \frac{\beta \cdot R_C}{R_B} \cdot (U_e - U_{BEF}) \text{ für } U_{CEX} < U_a < U_V$$

Zulässiger Eingangsspannungsbereich:

$$U_{BEF} < U_e < U_{e,max} = \frac{R_B \cdot (U_V - U_{CEX})}{\beta \cdot R_C} + U_{BEF}$$

Übertragungsfunktion mit allen Arbeitsbereichen



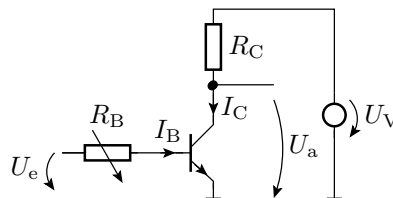
Problem Parameterstreuungen:

- v_u und $U_{e,max}$ hängen von der Verstärkung β ab, die Toleranzbereiche von mehr als $\pm 50\%$ hat, z.B. 100 bis 250.
- Daraus folgen mehr als $\pm 50\%$ Unsicherheit der Verstärkung und der Breite des Eingangsspannungsbereichs!

Verstärkungsabgleich

- Korrektur der Verstärkung durch Abgleich von R_B :

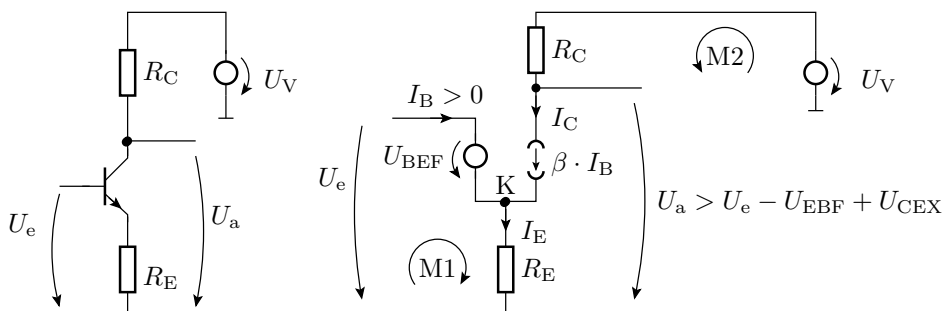
$$v_u = -\frac{\beta \cdot R_C}{R_B}; \quad R_B = -\frac{\beta \cdot R_C}{v_u} \quad (1)$$



- In einer integrierten Schaltung müsste man den R_B nach dem Test mit einem Laser trimmen. Sehr fertigungsaufwändig!

Verstärker so konstruieren, dass die Verstärkung v_u nicht von dem stark streuungsbehafteten Parameter β abhängt.

Verbesserter Spannungsverstärker



Knotengleichung für K:

$$I_E = I_B + I_C = (1 + \beta) \cdot I_B$$

Maschengleichung für M1:

$$U_e = U_{BEF} + U_{RE} = U_{BEF} + R_E \cdot (1 + \beta) \cdot I_B$$

$$I_B = \frac{(U_e - U_{BEF})}{R_E \cdot (1 + \beta)}; I_C = \frac{\beta \cdot (U_e - U_{BEF})}{R_E \cdot (1 + \beta)}$$

Maschengleichung für M2:

$$U_a = U_V - R_C \cdot I_C = U_V - \frac{\beta \cdot R_C}{(1 + \beta) \cdot R_E} \cdot (U_e - U_{BEF})$$

Masche nicht über die Stromquelle legen, warum?

Die Spannungsverstärkung

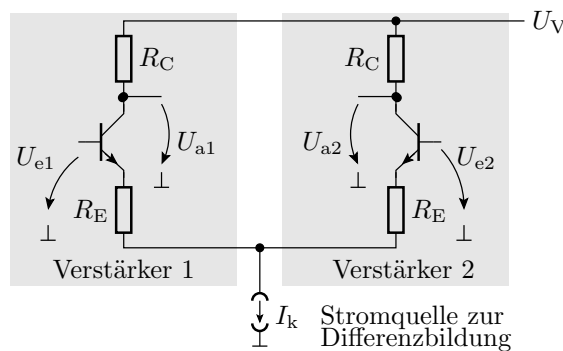
$$v_u = \frac{dU_a}{dU_e} = - \frac{\beta \cdot R_C}{(1 + \beta) \cdot R_E}$$

ist nahezu das Verhältnis R_C/R_E .

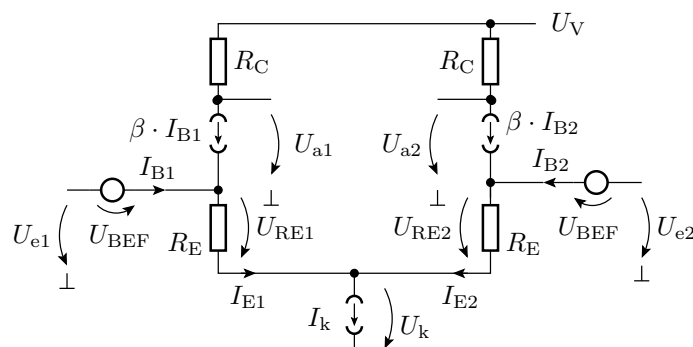
1.2 Differenzverstärker

Schaltung des Differenzverstärkers

- Ziel: Eliminierung des zweiten streuungsbehafteten Transistorparameters U_{BEF} aus der Übertragungsfunktion.
- Lösung: Symmetrie und Kompensation. Zwei identische Verstärker, deren Parameterabweichungen sich kompensieren.



Ersatzschaltung



Für die Emittterströme der beiden Einzelverstärker gilt:

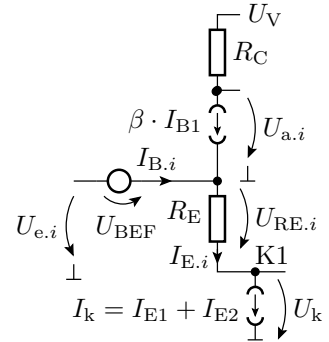
$$I_{E,i} = \frac{U_{e,i} - U_{BEF} - U_k}{R_E} \text{ mit } i \in \{1, 2\}$$

Die Spannung über der Stromquelle stellt sich genau so ein, das am Knoten K der Knotensatz gilt:

$$\begin{aligned} I_k &= I_{E,1} + I_{E,2} \\ I_k &= \frac{U_{e1} + U_{e2} - 2 \cdot (U_{BEF} + U_k)}{R_E} \\ U_k &= \frac{U_{e1} + U_{e2} - R_E \cdot I_k}{2} - U_{BEF} \end{aligned}$$

Eingesetzt in die Gl. oben ergibt sich für die Emittterströme:

$$\begin{aligned} I_{E,1} &= \frac{U_{e1} - U_{e2}}{2 \cdot R_E} + \frac{I_k}{2} \\ I_{E,2} &= \frac{U_{e2} - U_{e1}}{2 \cdot R_E} + \frac{I_k}{2} \end{aligned}$$

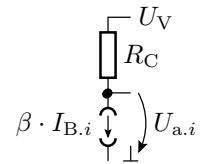


Mit

$$I_{C,i} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_{E,i}$$

und

$$U_{a,i} = U_V - R_C \cdot I_{C,i}$$



betragen die beiden Ausgangsspannungen:

$$\begin{aligned} U_{a1} &= U_V - \frac{\beta \cdot R_C}{2 \cdot (\beta + 1) \cdot R_E} \cdot (U_{e1} - U_{e2}) - \frac{\beta \cdot R_C \cdot I_k}{2 \cdot (\beta + 1)} \\ U_{a2} &= U_V - \frac{\beta \cdot R_C}{2 \cdot (\beta + 1) \cdot R_E} \cdot (U_{e2} - U_{e1}) - \frac{\beta \cdot R_C \cdot I_k}{2 \cdot (\beta + 1)} \end{aligned}$$

Ergebnis:

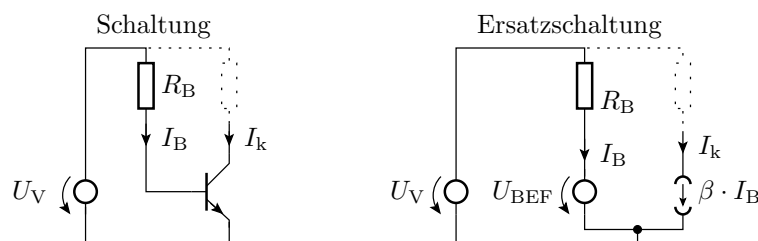
$$\Delta U_a = U_{a2} - U_{a1} = \frac{\beta \cdot R_C}{(\beta + 1) \cdot R_E} \cdot (U_{e1} - U_{e2})$$

Die Flussspannungen der Basis-Emitter-Übergänge sind aus der Übertragungsfunktion herausgefallen.

1.3 Stromquellen

Transistor als Konstantstromquelle

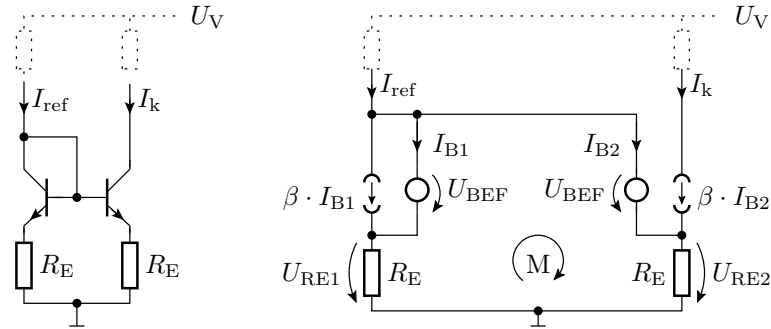
Der Differenzverstärker benötigt eine Konstantstromquelle. Einfachste Lösung ist ein Transistor mit konstantem Basisstrom:



$$I_k = \frac{\beta}{R_B} \cdot (U_V - U_{BEF})$$

Problem: Der erzeugte Konstantstrom I_k hängt erheblich von den steuerungsbehafteten Transistorparametern β und U_{BEF} ab.

Stromspiegel



Aus der Masche M in der Ersatzschaltung folgt, dass über beiden Widerständen R_E dieselbe Spannung abfällt:

$$U_{RE1} = U_{RE2}$$

linker Widerstand:

$$U_{RE1} = R_E \cdot (I_{ref} - I_{B2})$$

rechter Widerstand:

$$U_{RE2} = R_E \cdot (I_k + I_{B2})$$

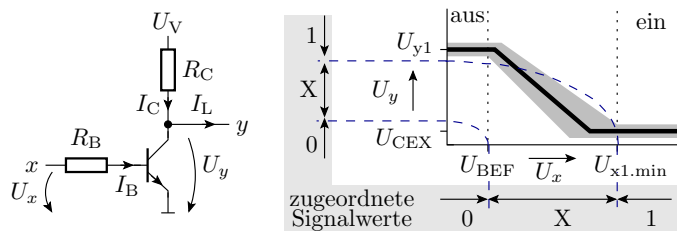
Mit $I_{B1} \approx I_{B2} \approx I_B \approx I_k/\beta$ ergibt sich:

$$I_{ref} = I_k \cdot \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

Bei Transistoren mit identischen Parametern (β und U_{BEF}, \dots)² ist der Ausgabestrom fast gleich dem Vorgabestrom I_{ref} .

1.4 Transistorinverter

Transistorverstärker auf Seite 3 als Inverter



²Erreichbar mit integrierten geometrisch identischen benachbarten Transistoren. Die richtigen Simulationsmodelle haben zehnmal so viele Parameter. Aber auch da fallen die Parameter nahezu komplett aus der Rechnung heraus.

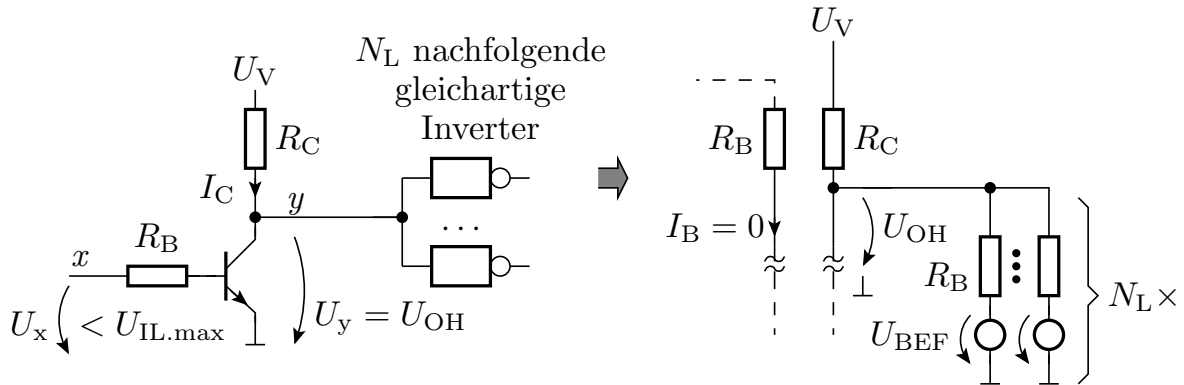
- Bei einer 0 am Eingang muss der Transistor sicher sperren.
- Bei einer 1 am Eingang muss der Transistor übersteuern.

max. Eingangsspannung für 0: $U_{IL,max} = U_{BEF,min}$
 min. Eingangsspannung für 1: $U_{IH,min} = f(\beta_{min}, U_{BEF,max}, \dots)$
 Ausgangsspannung für 0: $U_{OL} = U_{CEX} < U_{IL,max}^*$
 Ausgangsspannung für 1: $U_{OH} = f(U_V, I_L) > U_{IH,min}^*$

* Voraussetzung für die Hintereinanderschaltung mehrerer Inverter.

Ersatzschaltung mit Transistor im Ausschaltbereich

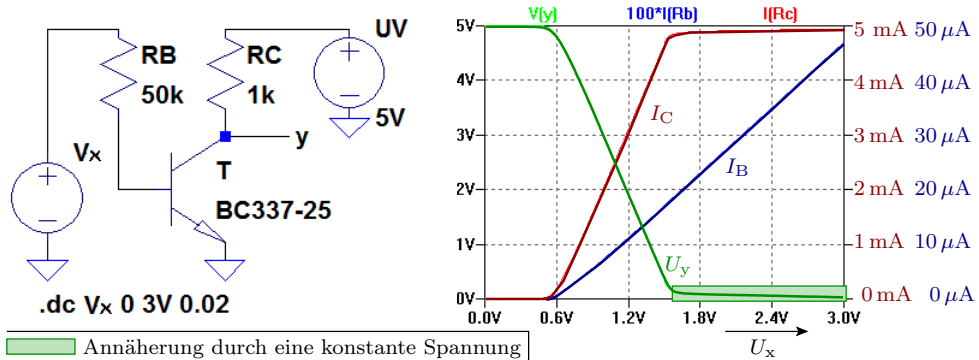
- Eingangsspannung so klein, dass der Transistor ausschaltet.
- Der Ausgang steuert N_L (Lastanzahl) gleichartige Inverter an.



- max. Eingangsspannung für 0: $U_{IL,max} = U_{BEF,min}$
- Ausgangsspannung für eine 1:

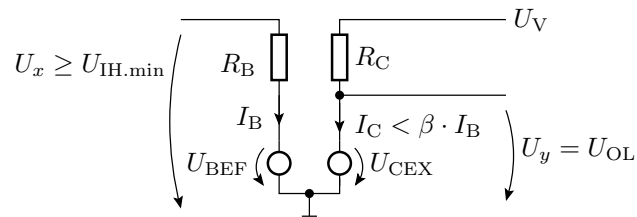
$$U_{OH} = U_{BEF} + (U_V - U_{BEF}) \cdot \frac{R_B/N_L}{R_B/N_L + R_C}$$

Simulation Übersteuerungsbereich



Für $U_y \rightarrow 0$ kann mit einer weiteren Zunahme des Basisstroms nicht mehr Strom am Kollektor abfließen. Modellierung von U_{CE} als Quelle mit einer Spannung U_{CEX} (Kollektor-Emitter-Restspannung).

Ersatzschaltung mit übersteuertem Transistor



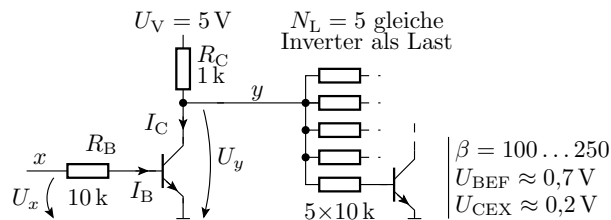
Die minimale Eingangs-1- (Input-High-) Spannung, ab der der Transistor übersteuert:

$$U_{IH.min} = \frac{R_B \cdot (U_V - U_{CEX})}{\beta_{min} \cdot R_C} + U_{BEF}$$

Maximaler Basiswiderstand:

$$R_B \leq \beta_{min} \cdot R_C \cdot \frac{U_{IH.min} - U_{BEF}}{U_V - U_{CEX}}$$

Beispielrechnung Inverter mit 5 Lasten



$$U_{IL.max} = U_{BEF.max} \approx 0,7V$$

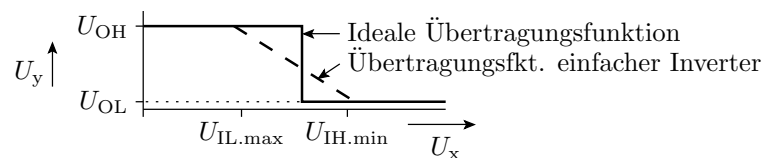
$$U_{IH.min} = U_{BEF.min} + \underbrace{\frac{U_V - U_{CEX.min}}{R_C}}_{I_{C.max}} \cdot \frac{R_B}{\beta_{min}} \approx 1,18V$$

$$U_{OL.max} = U_{CEX.max} \approx 0,2V$$

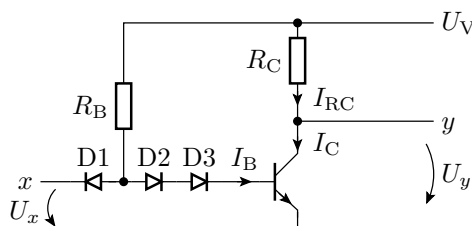
$$U_{OH.min} = U_{BEF.min} + (U_V - U_{BEF.min}) \cdot \frac{\frac{R_B}{N_L}}{R_C + \frac{R_B}{N_L}} \approx 3,57V$$

1.5 DT-Gatter

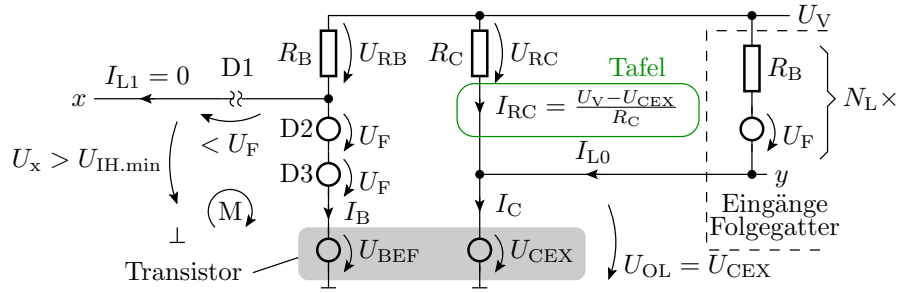
Dioden-Transistor-Inverter



Der DT-Inverter hat fast diese ideale Übertragungsfunktion:



Ersatzschaltung für $y = 0$ (Transistor übersteuert)



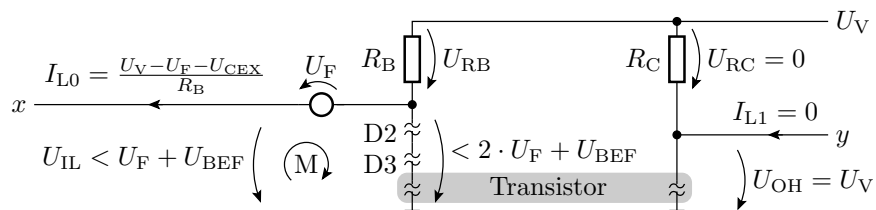
Bedingung für die Übersteuerung des Transistors:

$$I_B = \frac{U_V - 2 \cdot U_F - U_{BEF}}{R_B} > \frac{I_{RC} + I_{L0}}{\beta_{\min}} = \frac{U_V - U_{CEX} + N_L \cdot \frac{U_V - U_{CEX} - U_F}{R_B}}{\beta_{\min}}$$

(N_L - Lastanzahl). Mindestspannung für eine 1 am Eingang:

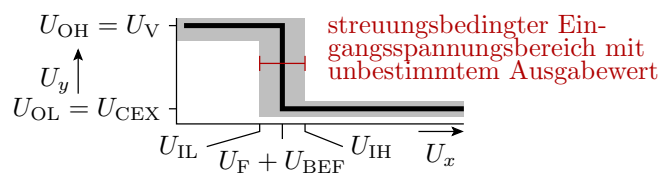
$$U_{IH,\min} = -U_{F,\max} + 2 \cdot U_{F,\min} + U_{BEF,\min}$$

Ersatzschaltung für $y = 1$ (Transistor aus)



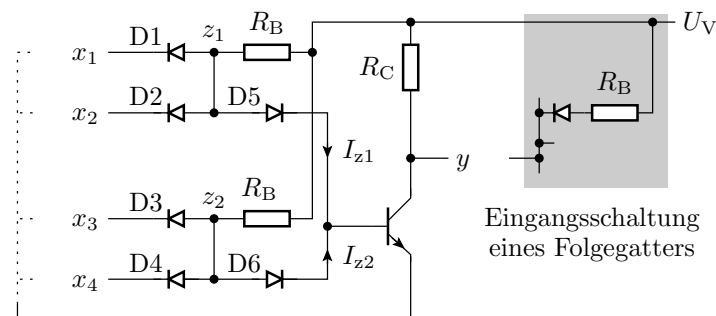
Die Schaltung hat die nahezu perfekte Übertragungsfunktion:

$$U_y = \begin{cases} U_V & \text{für } U_x < U_F + U_{BEF} \\ U_{CEX} & \text{für } U_x > U_F + U_{BEF} \end{cases}$$



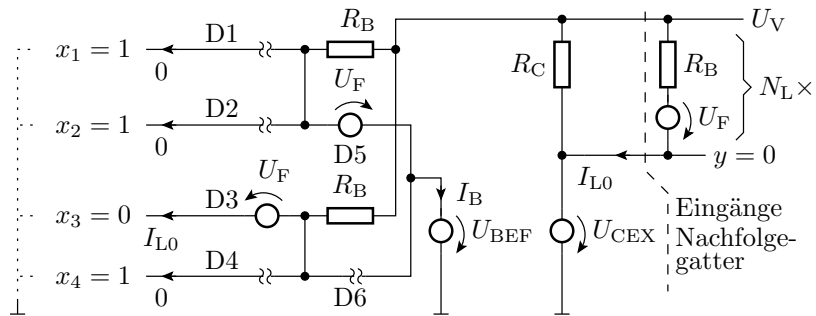
DT-Gatter mit mehreren Eingängen

Kombination aus Dioden-UND-ODER-Gatter und Transistorinverter



$$y = \overline{(x_1 \wedge x_2)} \vee (x_3 \wedge x_4)$$

Ersatzschaltung für $y = 0$



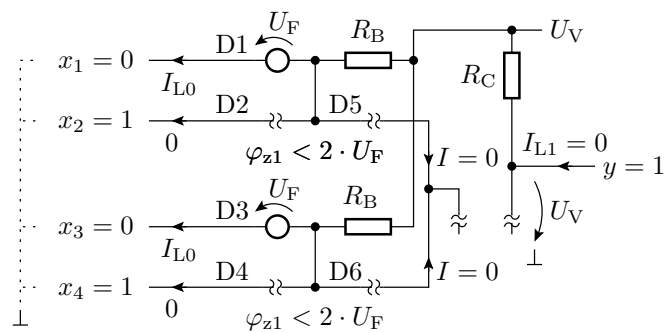
- Potential an x_1 und x_2 oder an x_3 und x_4 größer:

$$U_{IH.min} = U_F - U_F + U_{BEF}$$

- Damit der Transistor sicher übersteuert:

$$\beta_{min} \cdot I_{B.min} = \beta_{min} \cdot \frac{U_V - U_F - U_{BEF}}{R_B} > \frac{U_V - U_{CEX}}{R_C} + N_L \cdot \frac{U_V - U_F - U_{CEX}}{R_B}$$

Ersatzschaltung für $y = 1$

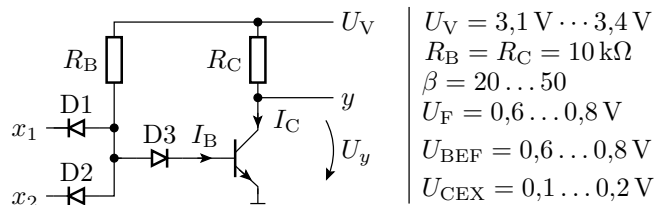


- Potential an x_1 oder x_2 und x_3 oder x_4 kleiner:

$$U_{IL.max} = 2 \cdot U_F - U_F + U_{BEF}$$

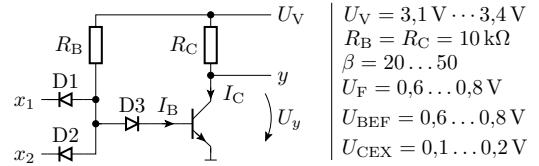
Beispielrechnung DT-Gatter

Gegeben sei folgende DT-Gatterschaltung:



1. Wie lautet die logische Funktion?
2. Maximale Eingangsspannung für eine 0?
3. Minimale Eingangsspannung für eine 1?
4. Maximale Lastanzahl?
5. Wie unterscheidet sich der Umgang mit Parametersteuungen der Bauteile bei Logikschaltungen und Verstärkern?

Lösung



1. Logische Funktion:

$$y = \overline{x_1 \vee x_2}$$

2. Maximale Eingangsspannung für eine 0:

$$U_{IL,max} = U_{F,min} + U_{BEF,min} - U_{F,max} = 0,6\text{ V} + 0,6\text{ V} - 0,8\text{ V} = 0,4\text{ V}$$

3. Minimale Eingangsspannung für eine 1?

$$U_{IH,min} = U_{F,max} + U_{BEF,max} - U_{F,min} = 0,8\text{ V} + 0,8\text{ V} - 0,6\text{ V} = 1\text{ V}$$

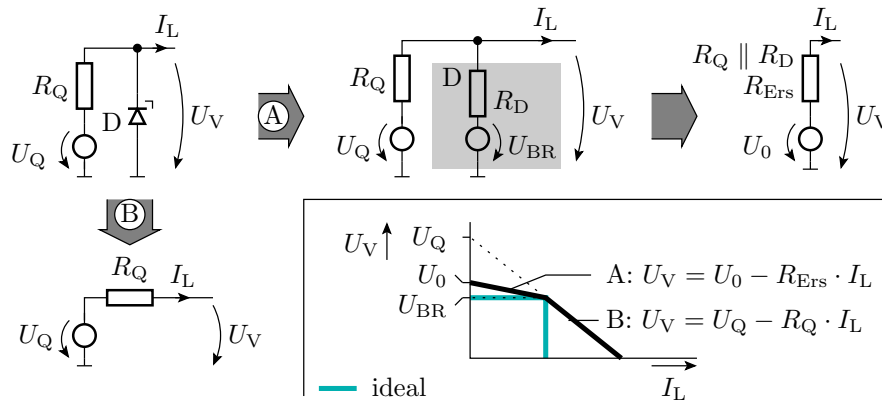
4. Maximale Lastanzahl?

$$\beta \cdot \frac{U_V - U_F - U_{BEF}}{R_B} \geq \frac{U_V - U_{CEX}}{R_C} + N_L \cdot \frac{U_V - U_F - U_{CEX}}{R_B}$$

$$N_L \leq \min \left(\underbrace{\beta}_{\geq 20} - \underbrace{\frac{R_B}{R_C} \cdot \frac{U_V - U_{CEX}}{U_V - U_F - U_{CEX}}}_{< 2} \right) \approx 18$$

1.6 Spannungsstabilisierung

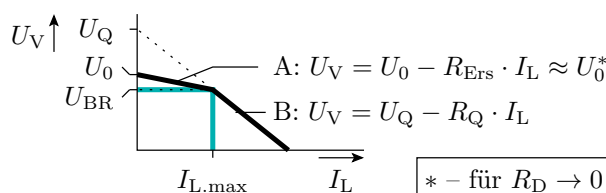
Behandelte Schaltung mit Z-Diode



A: Ersatzschaltung für den Arbeitsbereich zur Spannungsstabilisierung
 B: Ersatzschaltung für den Arbeitsbereich zur Strombegrenzung

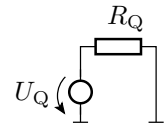
Eine ideale Spannungsversorgung sollte im Stabilisierungsbereich keinen Widerstand ($R_{Ers} \approx R_D \rightarrow 0$) und zur Strombegrenzung einen senkrechten Abfall ($I_L = \text{konst.}, R_Q \rightarrow \infty$) haben.

Problem großer Leistungsumsatz



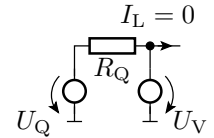
- Der Leistungsumsatz in R_Q hat sein Maximum bei einem Kurzschluss am Ausgang:

$$P_{RQ,max} = \frac{U_Q^2}{R_Q}$$



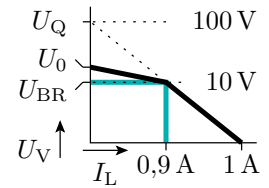
- Der Leistungsumsatz in der Z-Diode hat bei $I_L = 0$ sein Maximum:

$$P_{ZD,max} = U_V \cdot \frac{U_Q - U_{BR}}{R_Q}$$



Beispielabschätzung

Quellspannung $U_Q = 100\text{ V}$, Leerlaufspannung $U_0 = 10\text{ V}$ und Kurzschlussstrom am Ausgang $I_K = 1\text{ A}$. Wie groß sind



1. der Vorwiderstand R_Q zu wählen,
2. der maximaler Leistungsumsatz im Vorwiderstand und
3. der maximaler Leistungsumsatz in der Z-Diode?

Lösung:

1. Vorwiderstand:

$$R_Q = \frac{100\text{ V}}{1\text{ A}} = 100\ \Omega$$

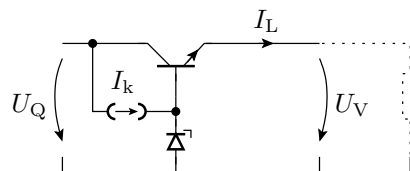
2. Maximaler Leistungsumsatz im Vorwiderstand:

$$P_{RQ,max} = \frac{U_Q^2}{R_Q} = \frac{(100\text{ V})^2}{100\ \Omega} = 100\text{ W}$$

3. Maximaler Leistungsumsatz in der Z-Diode:

$$P_{ZD,max} = U_0 \cdot \frac{U_Q - U_0}{R_Q} = 10\text{ V} \cdot \frac{100\text{ V} - 10\text{ V}}{100\ \Omega} = 9\text{ W}$$

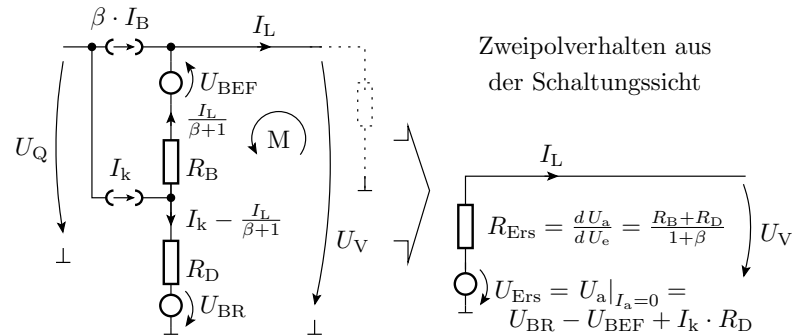
Längsregler



- Bipolartransistor mit konstantem Basispotential, z.B. erzeugt mit einer Z-Diode im Durchbruchbereich.
- Der Leistungsumsatz im Transistor (unter Vernachlässigung von I_k) ist etwa nur:

$$P_{Tr} \approx (U_Q - U_V) \cdot I_L$$

Ersatzschaltung Z-Diode im Durchbruchbereich

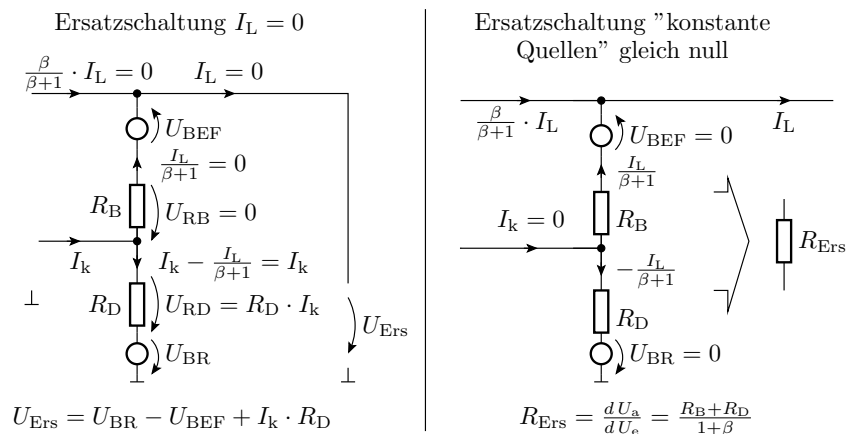


Maschengleichung für M:

$$U_V = U_{BR} + R_D \cdot \left(I_k - \frac{I_L}{1 + \beta} \right) - U_{BEF} - R_B \cdot \frac{I_L}{1 + \beta}$$

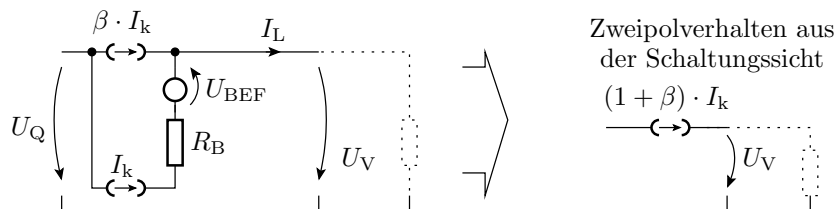
$$= \underbrace{U_{BR} + R_D \cdot I_k - U_{BEF}}_{U_{Ers}} - \frac{R_D + R_B}{1 + \beta} \cdot I_L$$

Herleitung über Zweipolvereinfachung



Strombegrenzungsmodus

- Der gesamte Strom I_k fließt in die Basis

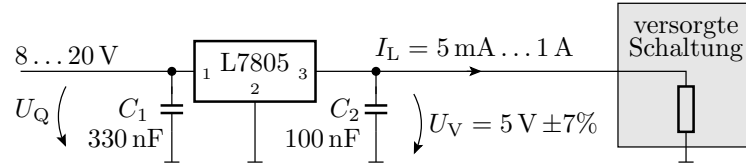


- Laut Ersatzschaltung ideale Stromquelle.
- Begrenzungsstrom streut, da proportional zu β .
- Stabilisierte Spannung übernimmt die Streuungen von U_{BEF} des Transistors und von U_{BR} der Z-Diode.
- Praktische Längsregler haben mehr Bauteile und kleinere Toleranzen.

Längsregler als Standardschaltkreis

Verbesserte Schaltung aus mehreren Transistoren mit

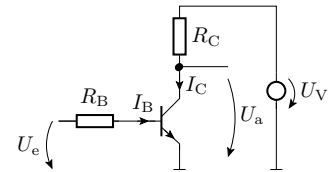
- geringerer Streuung der Ausgangsspannung und der Strombegrenzung,
- thermischem Überlastschutz, ...:



- Die Kapazitäten C_1 und C_2 dienen zum Ausgleich schneller Eingangsspannungs- und Laststromänderungen und verhindern ein Schwingen der Spannungsreglung.

1.7 Aufgaben

Aufgabe 3.1: Einfacher Spannungsverstärker

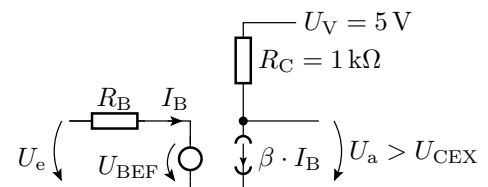


Für die Verstärkerschaltung rechts sei folgendes vorgegeben:

- Kollektorwiderstand: $R_C = 1 \text{ k}\Omega$
- Transistorparameter: $100 \leq \beta \leq 250$, $U_{\text{BEF}} \approx 0,7 \text{ V}$, $U_{\text{CEX}} \approx 0,5 \text{ V}$
- Versorgungsspannung: $U_V = 5 \text{ V}$
- gewünschte Verstärkung: $v_u = -10$.

1. Welchen Einstellbereich muss der Widerstand R_B zur Einstellung der Verstärkung $v_u = -10$ besitzen, wenn der Wert von R_C bis um zu $\pm 5\%$ vom Sollwert abweichen kann?
2. In welchem Bereich darf die Eingangsspannung U_e liegen?
3. Wie groß muss die zulässige Verlustleistung des Transistor sein?

Lösung zu Aufgabe 3.1



1. Erforderlicher Einstellbereich für R_B für $|v_u| = 10$: Ausgehend von Gl. 1

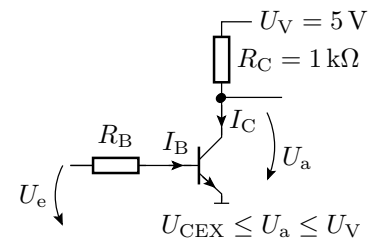
$$v_u = -\frac{\beta \cdot R_C}{R_B}; \quad R_B = -\frac{\beta \cdot R_C}{v_u}$$

$$R_{B,\text{min}} = -\frac{\beta_{\text{min}} \cdot R_{C,\text{min}}}{v_u} = \frac{100 \cdot 950 \Omega}{10} = 9,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B,\text{max}} = -\frac{\beta_{\text{max}} \cdot R_{C,\text{max}}}{v_u} = \frac{250 \cdot 1050 \Omega}{10} = 26,5 \text{ k}\Omega$$

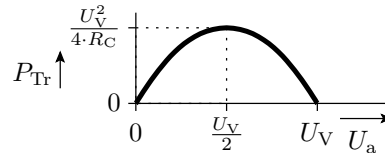
2. Bereich der Eingangsspannung, in dem das Modell gilt:

$$\begin{aligned}
 I_B &= \frac{U_e - U_{BEF}}{R_B} \geq 0 \\
 U_e &\geq U_{BEF} \\
 U_a &= U_V - 10 \cdot (U_e - U_{BEF}) \geq U_{CEX} \\
 U_e &\leq U_{BEF} + \frac{U_V - U_{CEX}}{10} = 1,15 \text{ V}
 \end{aligned}$$

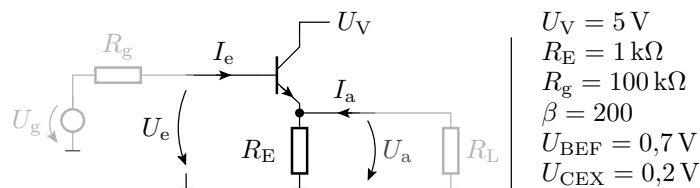


3. max. Verlustleistung Transistor:

$$\begin{aligned}
 P_{Tr} &\approx \frac{U_V - U_a}{R_C} \cdot U_a \\
 P_{Tr,max} &= \frac{U_V^2}{4 \cdot R_C} = \frac{(5 \text{ V})^2}{4 \cdot 1 \text{ k}\Omega} = 6,25 \text{ mW}
 \end{aligned}$$

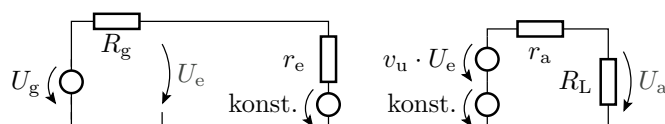


Aufgabe 3.2: Kollektorschaltung



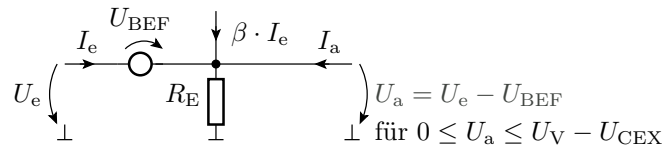
Gesucht:

1. Ersatzschaltung mit dem Transistor im Normalbereich.
2. $U_a = f(U_e)$ ohne R_g und R_L . Bereich von U_e , in dem Modell gilt.
3. Spannungsverstärkung: $v_u = \frac{dU_a}{dU_e}$ ohne R_g und R_L
4. Eingangswiderstand: $r_e = \frac{dU_e}{dI_e}$ mit R_L und ohne R_g
5. Ausgangswiderstand: $r_a = \frac{dU_a}{dI_a}$ mit R_g ohne R_L



Lösung zu Aufgabe 3.2

1. Ersatzschaltung, Übertragungsfunktion:



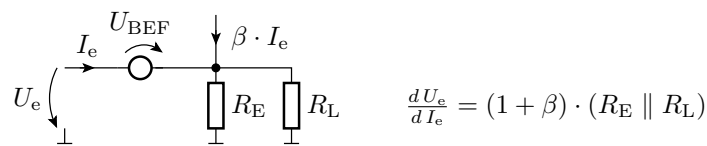
Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist:

$$U_{BEF} \leq U_e \leq U_V + U_{BEF} - U_{CEX}$$

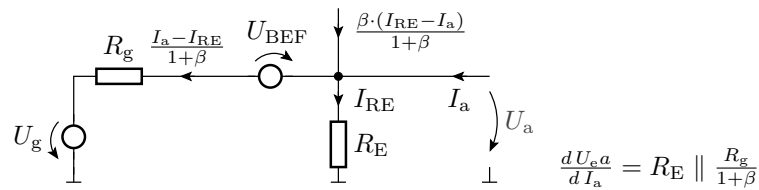
2. Spannungsverstärkung:

$$v_u = \frac{dU_a}{dU_e} = 1$$

3. Eingangswiderstand:



5. Ausgangswiderstand:



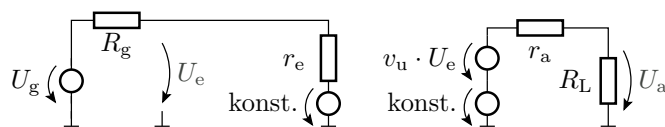
$$U_a = U_g + R_g \cdot \frac{I_a - I_{RE}}{1 + \beta} - U_{BEF} \text{ mit } I_{RE} = \frac{U_a}{R_E}$$

$$I_a = \frac{U_a}{R_E} + \frac{1 + \beta}{R_g} \cdot (U_a - U_g + U_{BEF})$$

$$\frac{1}{r_a} = \frac{dI_a}{dU_a} = \frac{1}{R_E} + \frac{1 + \beta}{R_g}$$

$$r_a = R_E \parallel \frac{R_g}{1 + \beta}$$

Zusammenfassung



Spannungsverstärkung:

$$v_u = \frac{dU_a}{dU_e} = 1$$

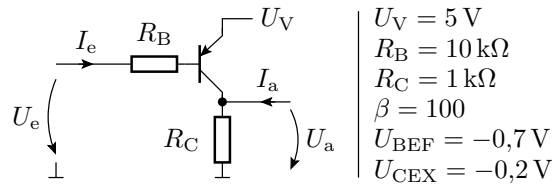
Eingangswiderstand:

$$r_e = \frac{dU_e}{dI_e} = (1 + \beta) \cdot (R_E \parallel R_L)$$

Ausgangswiderstand:

$$r_a = \frac{dU_a}{dI_a} = R_E \parallel \frac{R_g}{1 + \beta}$$

Aufgabe 3.3: Verstärker mit pnp-Transistor

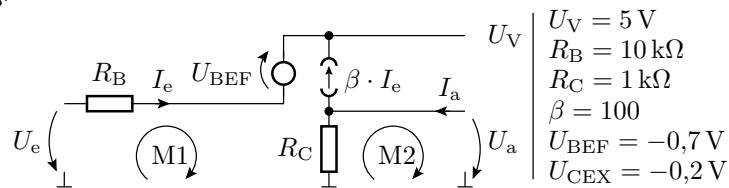


Gesucht sind:

1. Ersatzschaltung mit dem Transistor im Normalbereich.
2. Übertragungsfunktion: $U_a = f(U_e)$
3. Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist.
4. Eingangswiderstand: $r_e = \frac{dU_e}{dI_e}$
5. Ausgangswiderstand: $r_a = \frac{dU_a}{dI_a}$

Lösung zu Aufgabe 3.3

1. Ersatzschaltung:

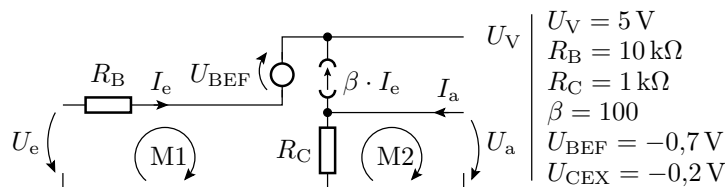


2. Übertragungsfunktion: $U_a = f(U_e)$

$$\begin{aligned} \text{M1: } I_e &= \frac{U_e - U_{BEF} - U_V}{R_B} \\ \text{M2: } U_a &= -R_C \cdot \beta \cdot I_e = R_C \cdot \beta \cdot \frac{U_V + U_{BEF} - U_e}{R_B} \end{aligned}$$

3. Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist:

$$\begin{aligned} U_e &< U_V + U_{BEF} \\ U_V + U_{CEX} &< R_C \cdot \beta \cdot \frac{U_V + U_{BEF} - U_e}{R_B} \\ U_e &> U_V + U_{BEF} - R_B \cdot \frac{U_V + U_{CEX}}{R_C \cdot \beta} \end{aligned}$$

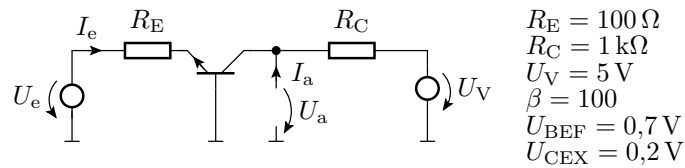


4. Eingangswiderstand:

$$r_e = \frac{dU_e}{dI_e} = R_B$$

5. Ausgangswiderstand:

$$r_a = \frac{dU_a}{dI_a} = R_C$$

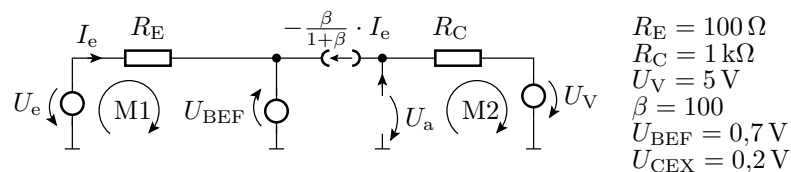
Aufgabe 3.4: Basisschaltung

Gesucht sind:

1. Ersatzschaltung mit dem Transistor im Normalbereich.
2. Übertragungsfunktion: $U_a = f(U_e)$
3. Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist.
4. Eingangswiderstand: $r_e = \frac{dU_e}{dI_e}$
5. Ausgangswiderstand: $r_a = \frac{dU_a}{dI_a}$

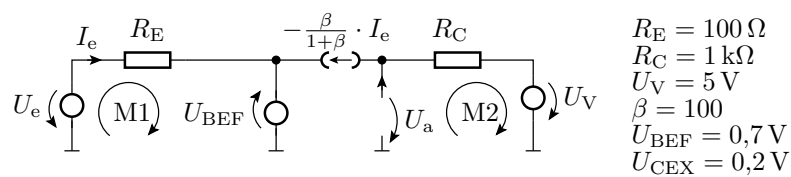
Lösung zu Aufgabe 3.4

1. Ersatzschaltung mit dem Transistor im Normalbereich.



2. Übertragungsfunktion $U_a = f(U_e)$:

$$\begin{aligned} \text{M1: } I_e &= \frac{U_e + U_{\text{BEf}}}{R_E} < 0 \\ \text{M2: } U_a &= U_V + \frac{R_C \cdot \beta}{R_E \cdot (1 + \beta)} \cdot (U_e + U_{\text{BEf}}) \end{aligned}$$



3. Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist:

$$\begin{aligned} U_e &< -U_{\text{BEf}} \\ U_{\text{CEX}} - U_{\text{BEf}} &> U_a = U_V + \frac{R_C \cdot \beta}{R_E \cdot (1 + \beta)} \cdot (U_e + U_{\text{BEf}}) \\ U_e &> \frac{R_E \cdot (1 + \beta) \cdot (U_{\text{CEX}} - U_{\text{BEf}} - U_V)}{R_C \cdot \beta} - U_{\text{BEf}} \end{aligned}$$

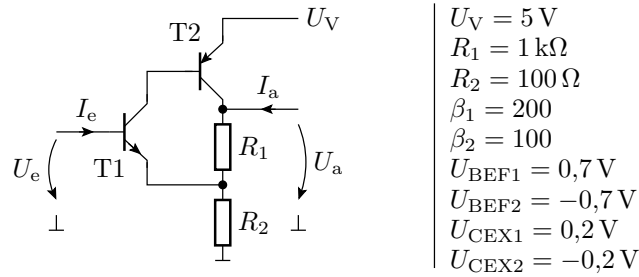
4. Eingangswiderstand:

$$r_e = \frac{dU_e}{dI_e} = R_E$$

5. Ausgangswiderstand:

$$r_a = \frac{dU_a}{dI_a} = R_C$$

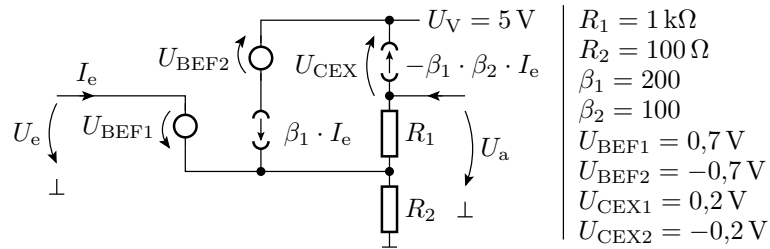
Aufgabe 3.5: 2-Transistor-Verstärker



1. Ersatzschaltung mit dem Transistor im Normalbereich.
2. Übertragungsfunktion: $U_a = f(U_e)$
3. Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist.
4. Eingangswiderstand: $r_e = \frac{dU_e}{dI_e}$

Lösung zu Aufgabe 3.5

1. Ersatzschaltung

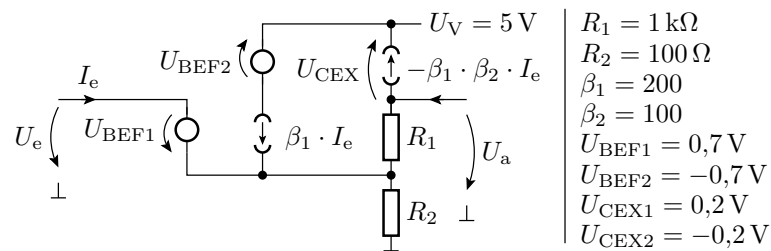


2. Übertragungsfunktion:

$$I_{R1} = I_e \cdot \beta_1 \beta_2 \approx I_{R2} = I_e \cdot (1 + \beta_1 + \beta_1 \beta_2)$$

$$\frac{U_e - U_{BEF1}}{R_2} \approx \frac{U_a}{R_1 + R_2}$$

$$U_a \approx \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (U_e - U_{BEF1})$$



3. Eingangsspannungsbereich, für den das Modell gilt:

$$U_e > U_{BEF1}$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (U_e - U_{BEF1}) < U_V + U_{CEX2}$$

$$U_e < U_{BEF1} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (U_V + U_{CEX2})$$

4. Eingangswiderstand:

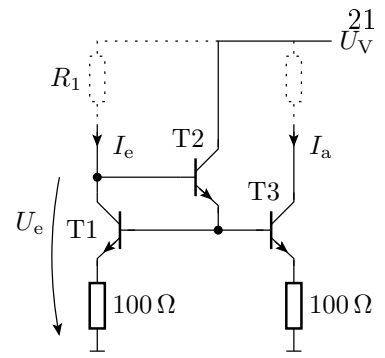
$$U_e = U_{BEF1} + (1 + \beta_1 + \beta_1 \beta_2) \cdot R_2 \cdot I_e$$

$$r_e = \frac{dU_e}{dI_e} = (1 + \beta_1 + \beta_1 \beta_2) \cdot R_2$$

Aufgabe 3.6: Verbesserter Stromspiegel

$$\beta_1 = \beta_3 = \beta$$

$$U_{BEF1} = U_{BEF3} = U_{BEF}$$



Gesucht sind:

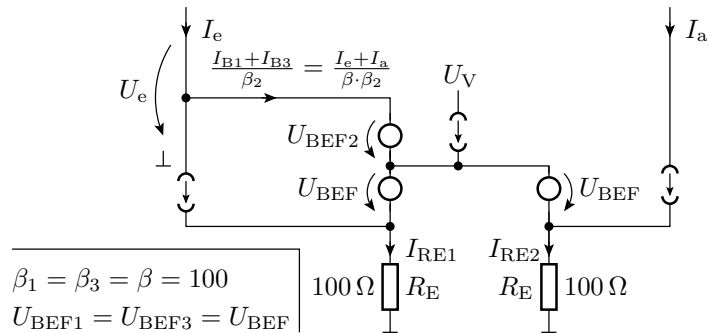
1. Ersatzschaltung mit allen Transistoren im Normalbereich.
2. Das Stromspiegelverhältnis $I_a = f(I_e)$.
3. Die Eingangsspannung als Funktion des Eingangsstroms:

$$U_e = f(I_e)$$

4. Der Eingangsstrom I_e für einen Vorwiderstand $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ und $U_V = 5\text{ V}$ ($U_{BEF} = 0,7\text{ V}$, $\beta = 100$).

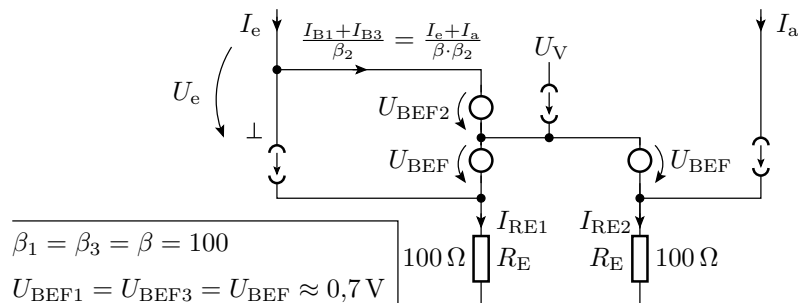
Lösung zu Aufgabe 3.6

1. Ersatzschaltung



2. Stromspiegelverhältnis:

$$I_a \cdot \left(1 - \frac{1}{\beta \cdot \beta_2}\right) = I_e \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta \cdot \beta_2}\right)$$



3. Eingangsspannung mit $I_e \approx I_{RE1}$:

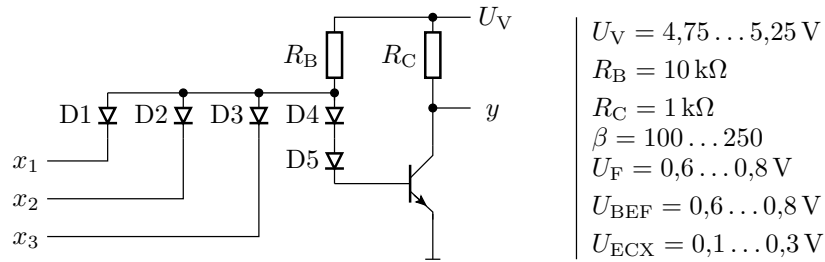
$$U_e = U_{BEF2} + U_{BEF} + 100\ \Omega \cdot I_e \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)$$

4. I_e für einen Vorwiderstand $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ und $U_V = 5\text{ V}$ mit $I_e \approx I_{RE1}$ und $U_{BEF} \approx 0,7\text{ V}$:

$$I_e = \frac{U_V - U_{BEF2} - U_{BEF}}{R_1 + R_E} = \frac{3,6\text{ V}}{1,1\text{ k}\Omega}$$

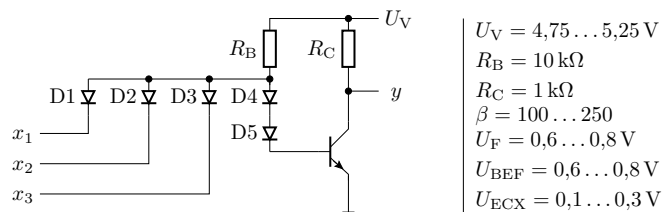
Aufgabe 3.7: DT-Gatter

Gegeben sei folgende DT-Gatterschaltung:



- $U_V = 4,75 \dots 5,25 \text{ V}$
- $R_B = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_C = 1 \text{ k}\Omega$
- $\beta = 100 \dots 250$
- $U_F = 0,6 \dots 0,8 \text{ V}$
- $U_{BEF} = 0,6 \dots 0,8 \text{ V}$
- $U_{ECX} = 0,1 \dots 0,3 \text{ V}$

1. Welche Funktion hat das Gatter?
2. Maximale Eingangsspannung für eine 0?
3. Minimale Eingangsspannung für eine 1?
4. Maximale Lastanzahl?



- $U_V = 4,75 \dots 5,25 \text{ V}$
- $R_B = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_C = 1 \text{ k}\Omega$
- $\beta = 100 \dots 250$
- $U_F = 0,6 \dots 0,8 \text{ V}$
- $U_{BEF} = 0,6 \dots 0,8 \text{ V}$
- $U_{ECX} = 0,1 \dots 0,3 \text{ V}$

Strom $I_B > 0$ Bedingung für \mathbf{x} x_1 x_2 x_3 , Ausgabe $y =$

Strom $I_B = 0$ Bedingung für \mathbf{x} x_1 x_2 x_3 , Ausgabe $y =$

Logische Funktion: $y =$ x_1 x_2 x_3

Min. Eingangspotential für $x_i = 1$: $U_{IH.min} =$

Max. Eingangspotential für $x_i = 0$: $U_{IL.max} =$

Max. Eingangsstrom für $x_i = 0$: $I_{IL.max} =$

Max. Lastanzahl: $I_{yL.max} =$

$N_{L.max} =$