

# Elektronik 1, Foliensatz 3: Schaltungen mit Bipolartransistoren

G. Kemnitz

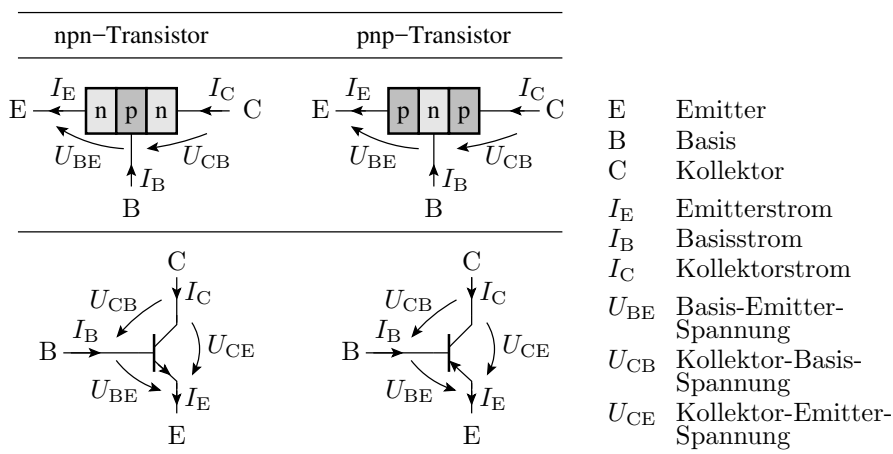
28. August 2023

## Contents

<b>1</b>	<b>Bipolartransistoren</b>	<b>1</b>
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 Arbeitsbereiche<sup>1</sup>:

<sup>1</sup>Die pn-Übergänge werden bei uns nie im Durchbruchbereich betrieben.

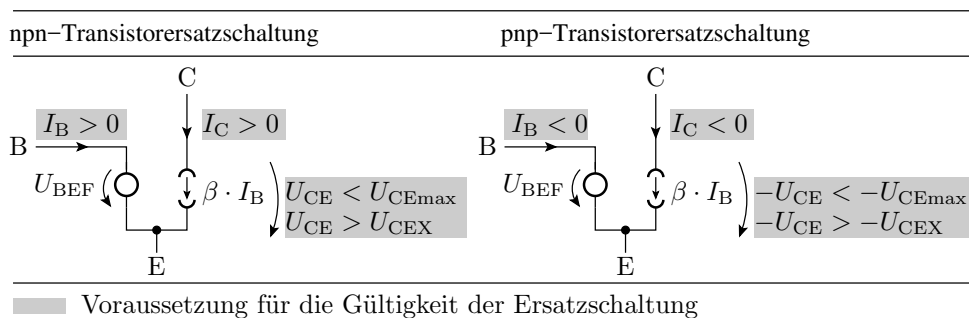
BC-Übergang BE-Übergang	aus aus	ein ein	aus ein	ein aus	fast ein ein
Arbeitsbereich	Ausschaltbereich	zwei leitende Dioden	Normalbereich	Inversbereich	Übersteuerung

- 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.

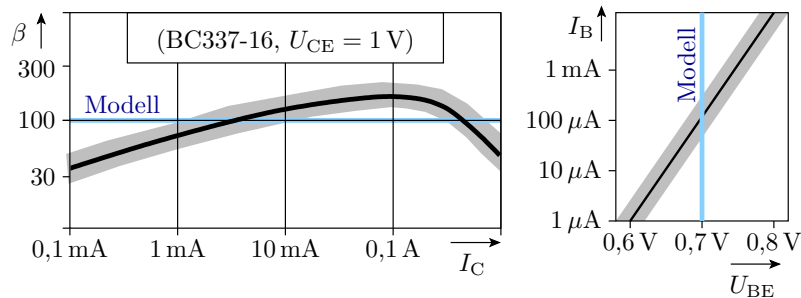
### Modellparameter für zwei typische Transistoren

	$\beta$	$U_{BEF}$	$U_{CEX}$	$U_{CEmax}$	$P_{max}$
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
- $\beta$  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.

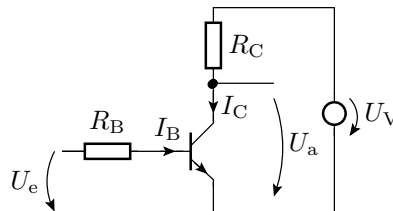


- Schaltungen so entwerfen, dass sie funktionieren, solange die Parameter aller Bauteile in ihren Toleranzbereichen liegen!

### 1.1 Spannungsverstärker

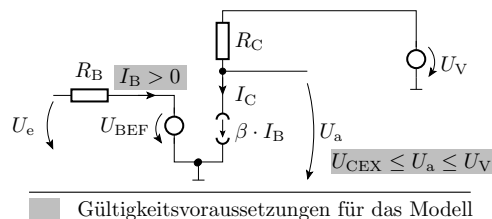
#### Einfacher Spannungsverstärker

- $R_B$  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



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

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

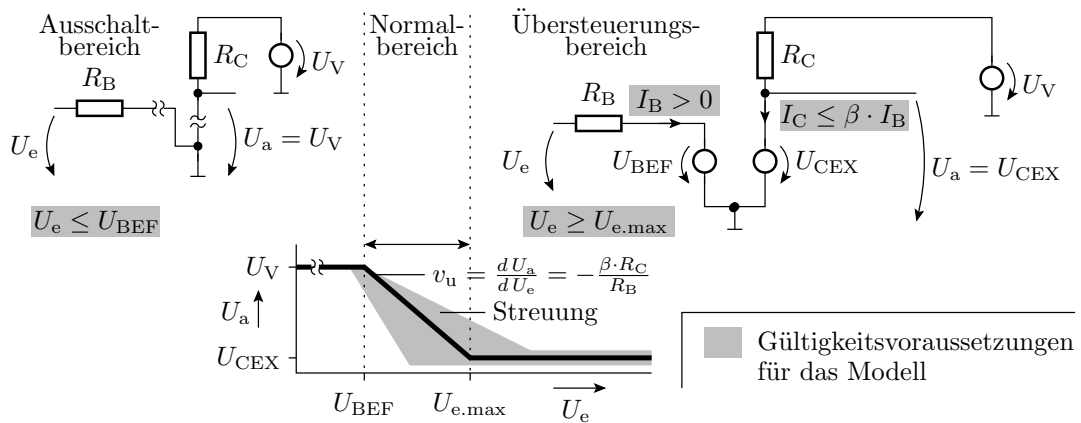
$$U_a = U_V - R_C \cdot I_C$$

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

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



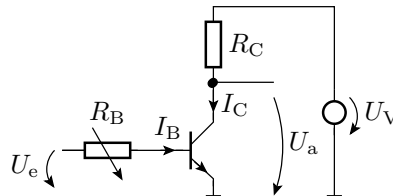
Problem Parameterstreuungen:

- $v_u$  und  $U_{e,max}$  hängen von der Verstärkung  $\beta$  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  $R_B$ :

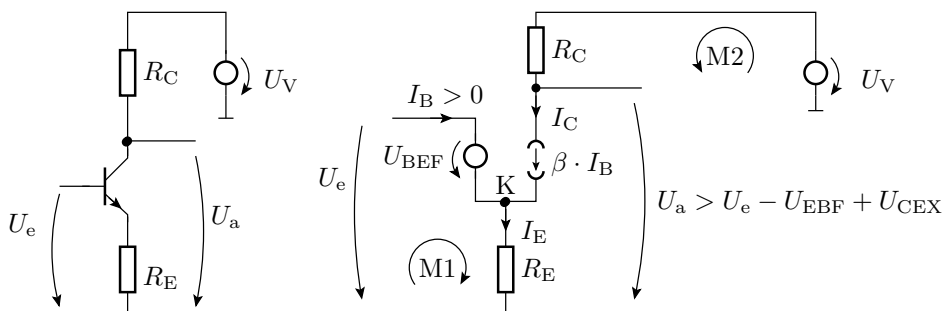
$$v_u = -\frac{\beta \cdot R_C}{R_B}; \quad R_B = -\frac{\beta \cdot R_C}{v_u} \tag{1}$$



- 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  $\beta$  abhängt.

### Verbesserter Spannungsverstärker



Knotengleichung für K:

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

Maschengleichung für M1:

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

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

**Fortsetzung**

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

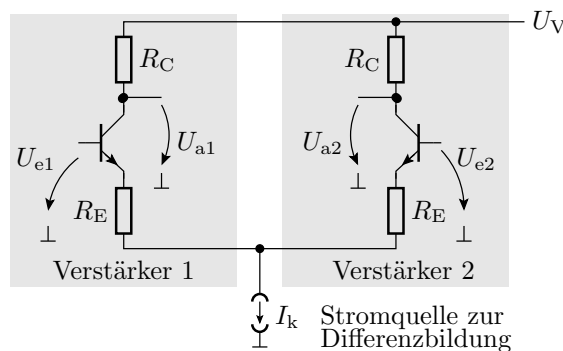
$$v_u = \frac{dU_a}{dU_e} = - \frac{\beta \cdot R_C}{(1 + \beta) \cdot R_E}$$

ist nahezu das Verhältnis  $R_C/R_E$ .

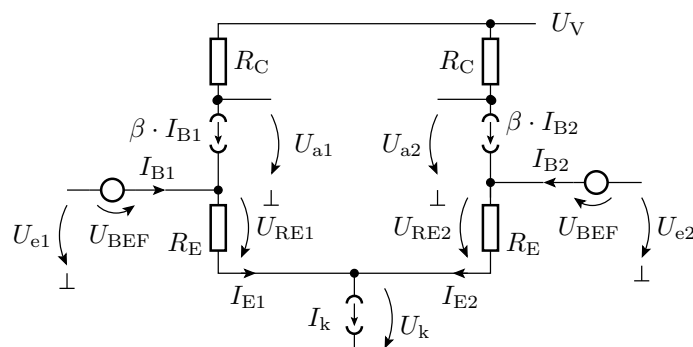
**1.2 Differenzverstärker**

**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:

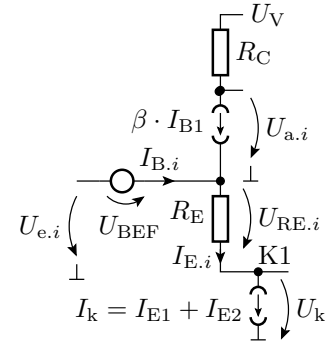
$$I_{E.i} = \frac{U_{e.i} - U_{BEF} - U_k}{R_E} \text{ mit } i \in \{1, 2\}$$

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:

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

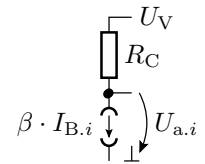


Mit

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

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:

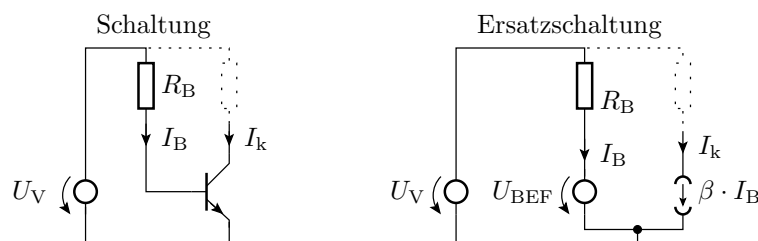
$$\Delta U_a = U_{a2} - U_{a1} = \frac{\beta \cdot R_C}{(\beta + 1) \cdot R_E} \cdot (U_{e1} - U_{e2})$$

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

### 1.3 Stromquellen

#### Transistor als Konstantstromquelle

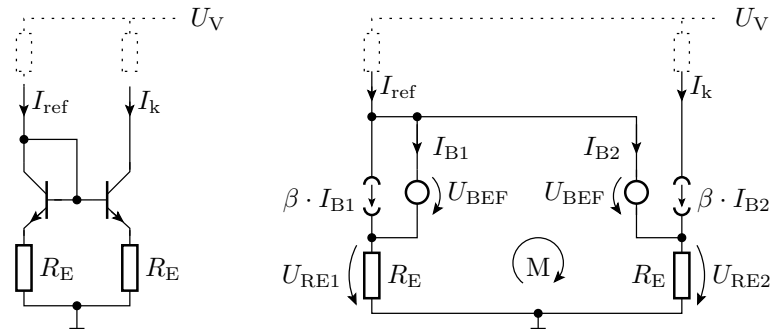
Der Differenzverstärker benötigt eine Konstantstromquelle. Einfachste Lösung ist ein Transistor mit konstantem Basisstrom:



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

Problem: Der erzeugte Konstantstrom  $I_k$  hängt erheblich von den stromstärkungsbehafteten Transistorparametern  $\beta$  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:

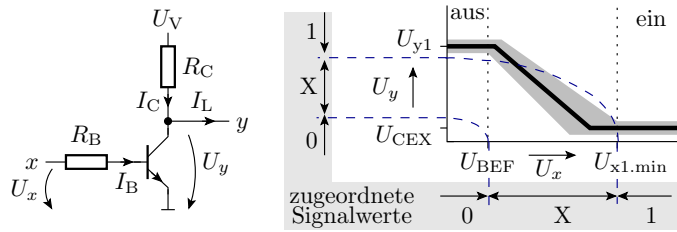
$$I_{ref} = I_k \cdot \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

Bei Transistoren mit identischen Parametern ( $\beta$  und  $U_{BEF}, \dots$ )<sup>2</sup> ist der Ausgabestrom fast gleich dem Vorgabestrom  $I_{ref}$ .

## 1.4 Transistorinverter

### Transistorverstärker auf Seite 3 als Inverter

<sup>2</sup>Erreichbar 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.

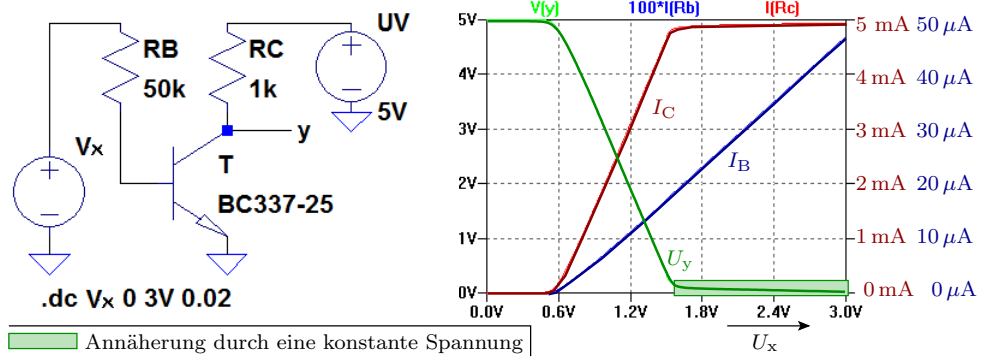


- Bei einer 0 am Eingang muss der Transistor sicher sperren.
- Bei einer 1 am Eingang muss der Transistor übersteuern.

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.

### Simulation Übersteuerungsbereich

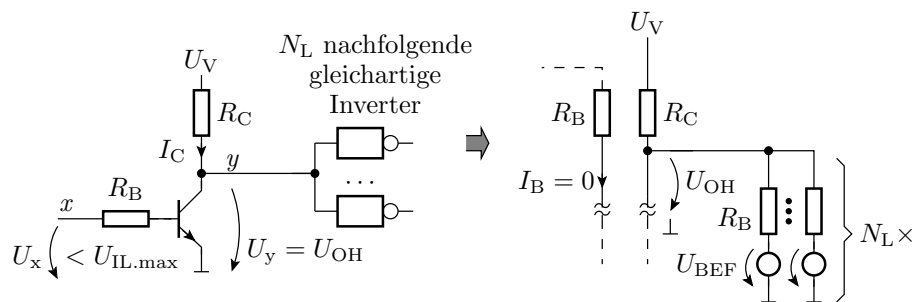


Für  $U_y \rightarrow 0$  kann mit einer weiteren Zunahme des Basisstroms nicht mehr Strom am Kollektor abfließen. Modellierung von  $U_{CE}$  als Quelle mit einer Spannung  $U_{CEX}$  (Kollektor-Emitter-Restspannung).

Modell Übersteuerungsbereich:

$$U_{OL} = U_{CEX} \quad \text{für } I_C < \beta \cdot I_B$$

### Ersatzsch. mit Transistor im Ausschaltbereich



- Eingangsspannung so klein, dass der Transistor ausschaltet:

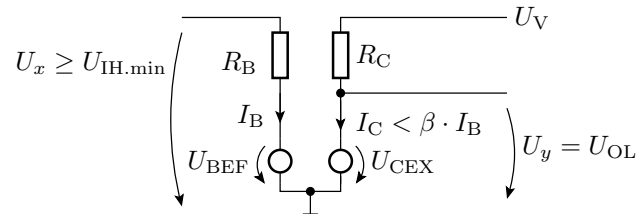
$$U_{IL,max} = U_{BEF,min}$$



- Der Ausgang steuert  $N_L$  (Lastanzahl) gleichartige Inverter an.  
Ausgangsspannung Tr. gesperrt nach Spannungsteilerregel:

$$U_{OH} = U_{BEF} + (U_V - U_{BEF}) \cdot \frac{R_B/N_L}{R_B/N_L + R_C} > I_{IH.min}$$

### Ersatzschaltung mit übersteuertem Transistor



Die minimale Eingangs Spannung, ab der der Transistor übersteuert:

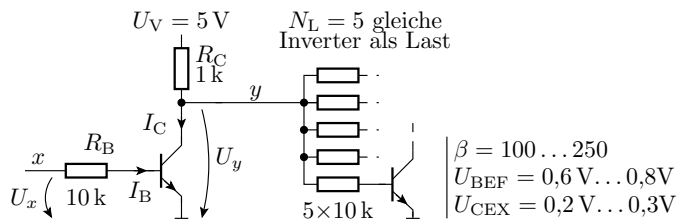
$$\beta \cdot \frac{U_{IH} - U_{BEF}}{R_B} < \frac{U_V - U_{CEX}}{R_C}$$

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

Maximaler Basiswiderstand, wenn  $U_{IH.min}$  gegeben:

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

### Beispielrechnung Inverter mit 5 Lasten



$$U_{IL.max} = U_{BEF.min} = 0,6V$$

$$U_{IH.min} = \frac{R_B \cdot (U_V - U_{CEX.max})}{\beta_{min} \cdot R_C} + U_{BEF.max} \approx 1,19V$$

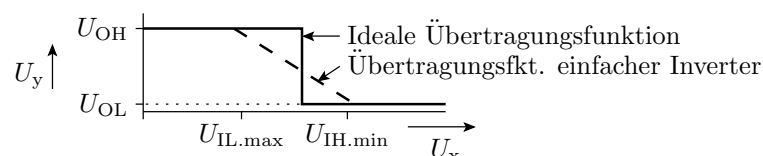
$$U_{OL.max} = U_{CEX.max} = 0,3V$$

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

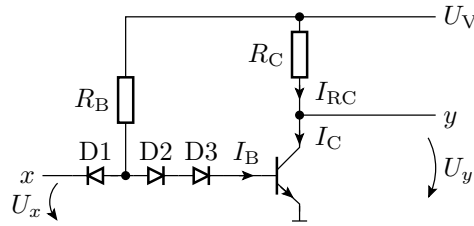
Kontrolle:  $U_{OH.min} > U_{IH.min}$  ✓ und  $U_{OL.max} < U_{IL.max}$  ✓

## 1.5 DT-Gatter

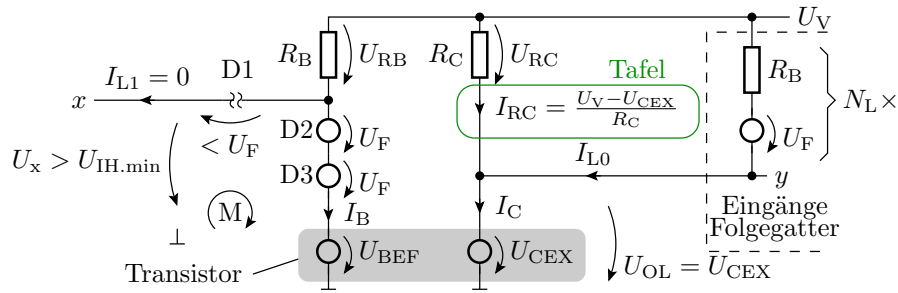
### Dioden-Transistor-Inverter



Der DT-Inverter hat fast diese ideale Übertragungsfunktion:



Ersatzsch. für  $y = 0$  (Transistor übersteuert)



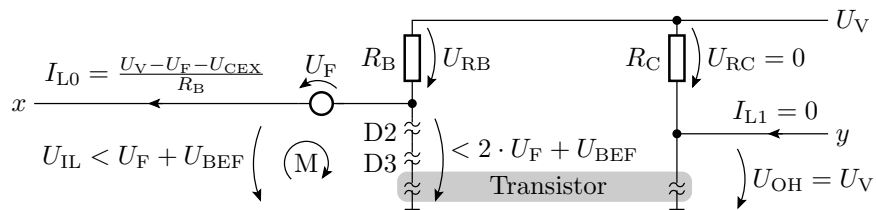
- $U_{IH.min} = 2 \cdot U_{F.max} + U_{BEF.max} - U_{F.min}$
- $U_{OL.max} = U_{CEX.max}$
- Bedingung für die Übersteuerung des Transistors:

$$I_B = \frac{(U_V - 2 \cdot U_F - U_{BEF})_{min}}{R_B} > \frac{(U_V - U_{CEX})_{max} + N_L \cdot \frac{(U_V - U_{CEX} - U_F)_{max}}{R_B}}{\beta_{min}}$$

$$N_L < \frac{\beta_{min} \cdot (U_V - 2U_F - U_{BEF})_{min} - \frac{R_B}{R_C} \cdot (U_V - U_{CEX})_{max}}{(U_V - U_{CEX} - U_F)_{max}} \quad (2)$$

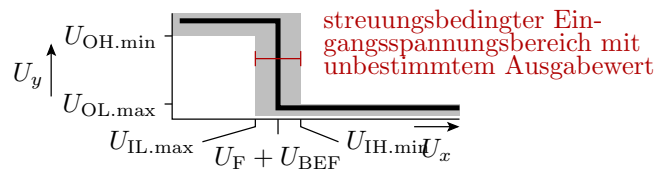
$N_L$  – Lastanzahl.

Ersatzschaltung für  $y = 1$  (Transistor aus)



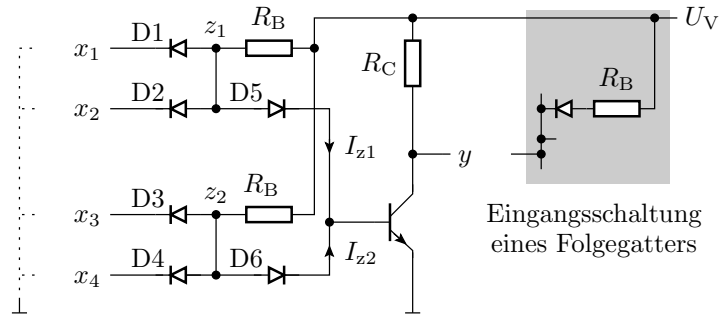
- $U_{IL.max} = 2 \cdot U_{F.min} + U_{BEF.min} - U_{F.max}$
- $U_{OH.min} = U_{V.min}$

Die Schaltung hat die nahezu perfekte Übertragungsfunktion:



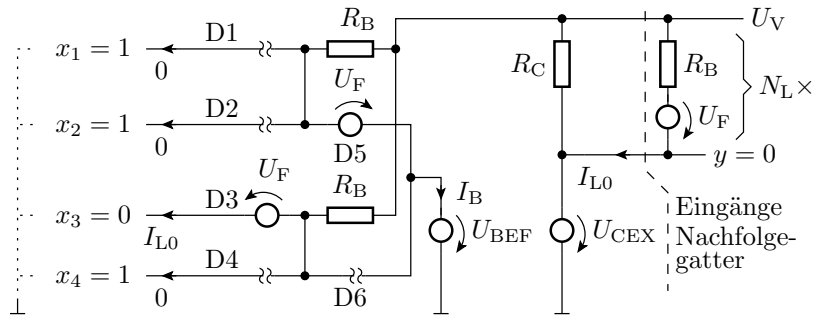
### DT-Gatter mit mehreren Eingängen

Kombination aus Dioden-UND-ODER-Gatter und Transistorinverter



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

#### Ersatzschaltung für $y = 0$



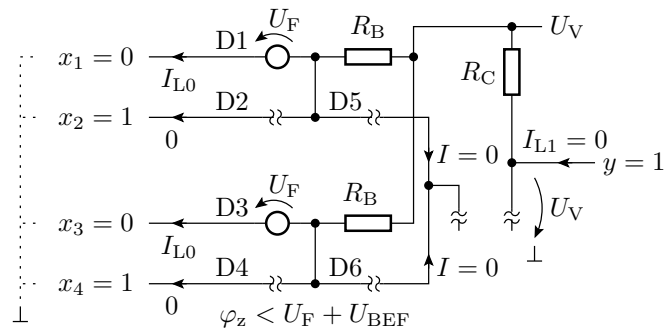
- Potential an  $x_1$  und  $x_2$  oder an  $x_3$  und  $x_4$  größer:

$$U_{IH.min} = U_{F.max} - U_{F.min} + U_{BEF.max}$$

- Damit Transistor sicher übersteuert (Gl. 2 mit Ersatz  $2 \cdot U_F$  durch  $U_F$ ):

$$N_L < \frac{\beta_{min} \cdot (U_V - U_F - U_{BEF})_{min} - \frac{R_B}{R_C} \cdot (U_V - U_{CEX})_{max}}{(U_V - U_{CEX} - U_F)_{max}}$$

#### Ersatzschaltung für $y = 1$

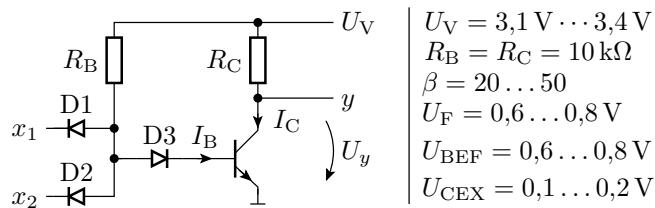


- Potential an  $x_1$  oder  $x_2$  und  $x_3$  oder  $x_4$  kleiner:

$$U_{IL.max} = U_{F.min} - U_{F.max} + U_{BEF.min}$$

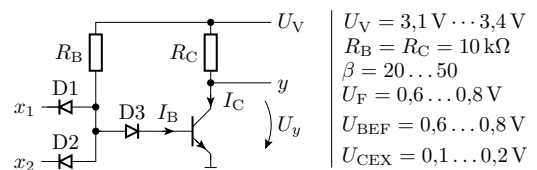
### Beispielrechnung DT-Gatter

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?

### Lösung



1. Logische Funktion:

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

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:

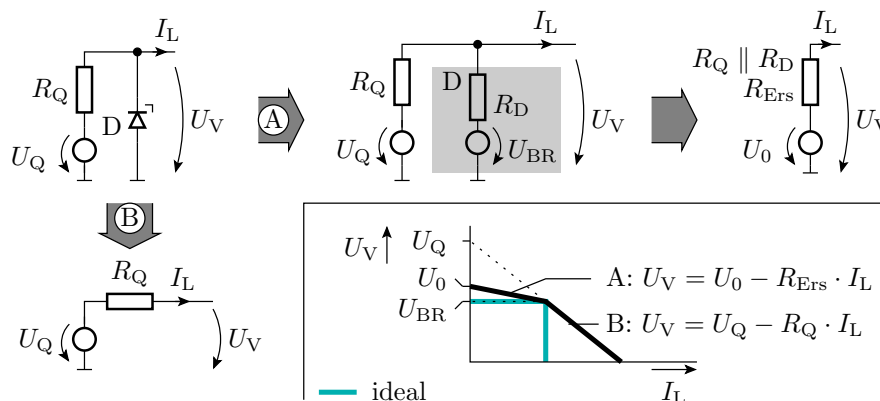
$$U_{IH,min} = U_{F,max} + U_{BEF,max} - U_{F,min} = 0,8 \text{ V} + 0,8 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 1 \text{ V}$$

4. Maximale Lastanzahl:

$$N_L < \frac{\beta_{min} \cdot (U_V - U_F - U_{BEF})_{min} - \frac{R_B}{R_C} \cdot (U_V - U_{CEX})_{max}}{(U_V - U_{CEX} - U_F)_{max}} = \frac{20 \cdot 1,5 \text{ V} - 3,3 \text{ V}}{1,7 \text{ V}} = 15,7$$

## 1.6 Spannungsstabilisierung

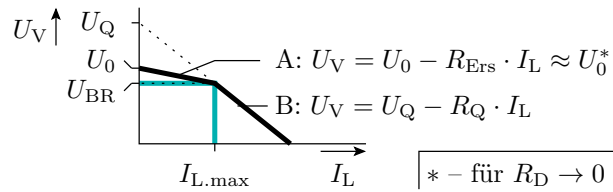
### Behandelte Schaltung mit Z-Diode



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

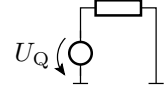
Eine ideale Spannungsversorgung sollte im Stabilisierungsbereich keinen Widerstand ( $R_{Ers} \approx R_D \rightarrow 0$ ) und zur Strombegrenzung einen senkrechten Abfall ( $I_L = \text{konst.}, R_Q \rightarrow \infty$ ) haben.

**Problem großer Leistungsumsatz**



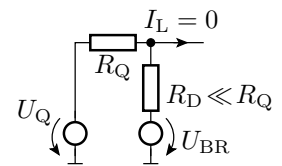
- Der Leistungsumsatz in  $R_Q$  hat sein Maximum bei einem Kurzschluss am Ausgang:  $R_Q$

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



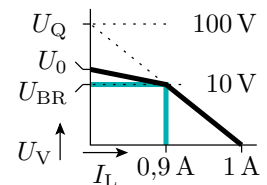
- Der Leistungsumsatz in der Z-Diode hat bei  $I_L = 0$  sein Maximum:

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



**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:

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

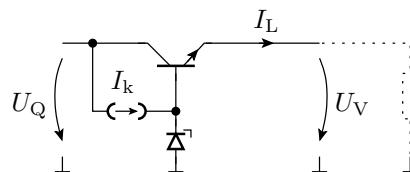
2. Maximaler Leistungsumsatz im Vorwiderstand:

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

3. Maximaler Leistungsumsatz in der Z-Diode:

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

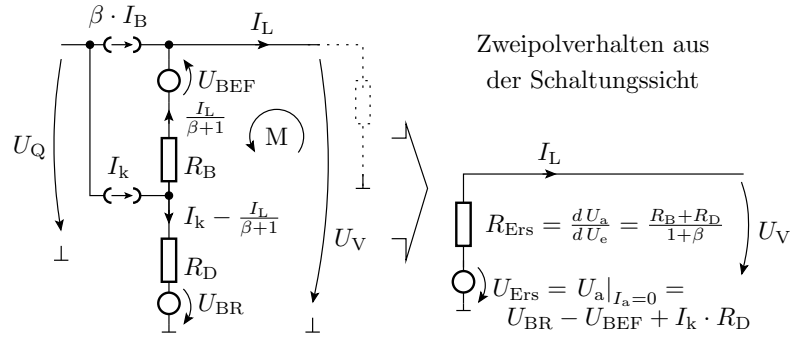
**Längsregler**



- 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:

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

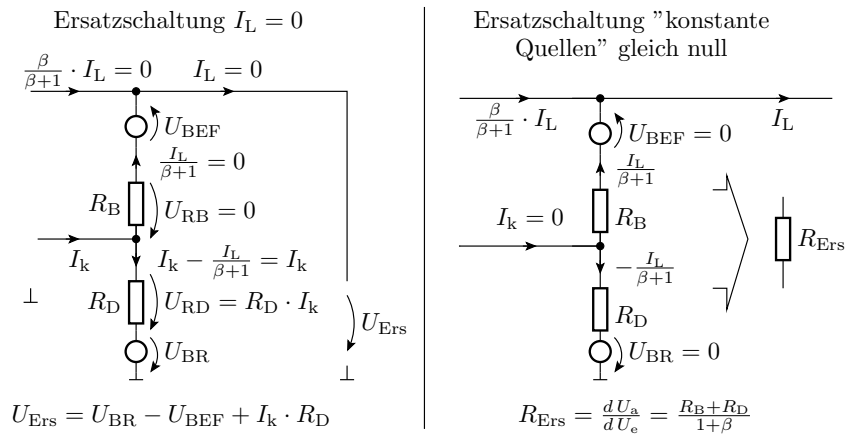
**Ersatzschaltung Z-Diode im Durchbruchbereich**



Maschengleichung für M:

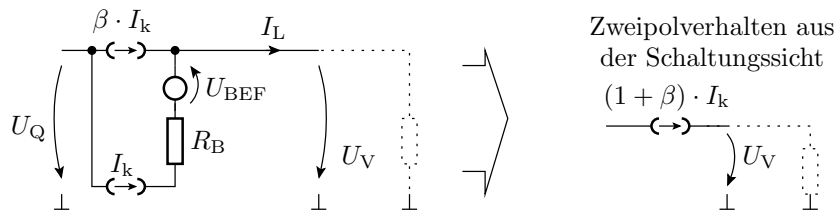
$$\begin{aligned}
 U_V &= U_{BR} + R_D \cdot \left( I_k - \frac{I_L}{1 + \beta} \right) - U_{BEF} - R_B \cdot \frac{I_L}{1 + \beta} \\
 &= \underbrace{U_{BR} + R_D \cdot I_k - U_{BEF}}_{U_{Ers}} - \frac{R_D + R_B}{1 + \beta} \cdot I_L
 \end{aligned}$$

**Herleitung über Zweipolvereinfachung**



**Strombegrenzungsmodus**

- Der gesamte Strom  $I_k$  fließt in die Basis

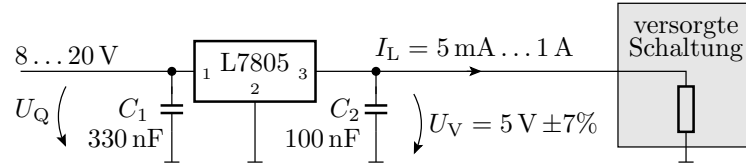


- Laut Ersatzschaltung ideale Stromquelle.
- Begrenzungsstrom streut, da proportional zu  $\beta$ .
- Stabilisierte Spannung übernimmt die Streuungen von  $U_{BEF}$  des Transistors und von  $U_{BR}$  der Z-Diode.
- Praktische Längsregler haben mehr Bauteile und kleinere Toleranzen.

## Längsregler als Standardschaltkreis

Verbesserte Schaltung aus mehreren Transistoren mit

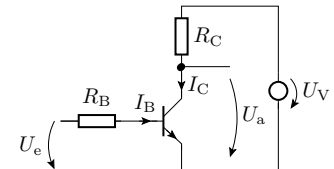
- geringerer Streuung der Ausgangsspannung und der Strombegrenzung,
- thermischem Überlastschutz, ...:



- 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

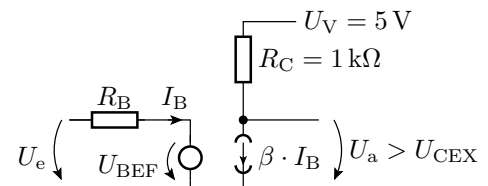


Für die Verstärkerschaltung rechts sei folgendes vorgegeben:

- 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

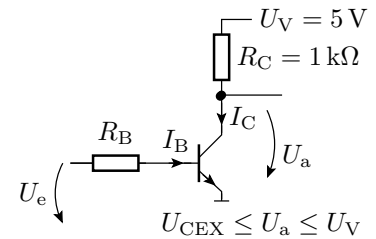
$$v_u = -\frac{\beta \cdot R_C}{R_B}; \quad R_B = -\frac{\beta \cdot R_C}{v_u}$$

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

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

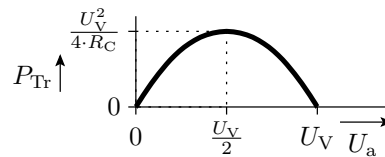
2. Bereich der Eingangsspannung, in dem das Modell gilt:

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

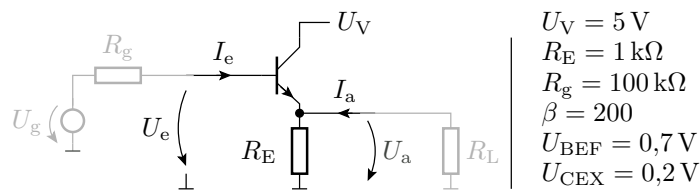


3. max. Verlustleistung Transistor:

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

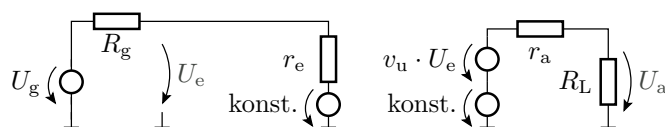


### Aufgabe 3.2: Kollektorschaltung



Gesucht:

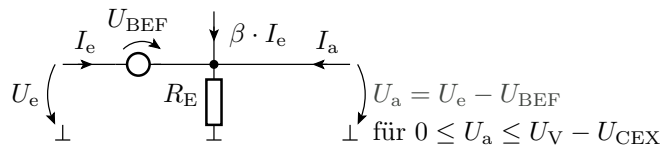
1. Ersatzschaltung mit dem Transistor im Normalbereich.
2.  $U_a = f(U_e)$  ohne  $R_g$  und  $R_L$ . Bereich von  $U_e$ , in dem Modell gilt.
3. Spannungsverstärkung:  $v_u = \frac{dU_a}{dU_e}$  ohne  $R_g$  und  $R_L$
4. Eingangswiderstand:  $r_e = \frac{dU_e}{dI_e}$  mit  $R_L$  und ohne  $R_g$
5.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





**Lösung zu Aufgabe 3.2**

1. Ersatzschaltung, Übertragungsfunktion:



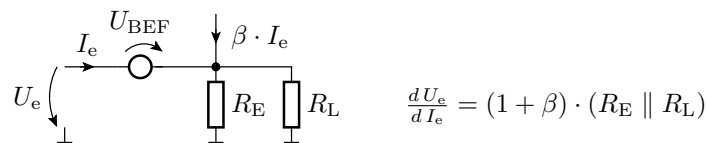
Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist:

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

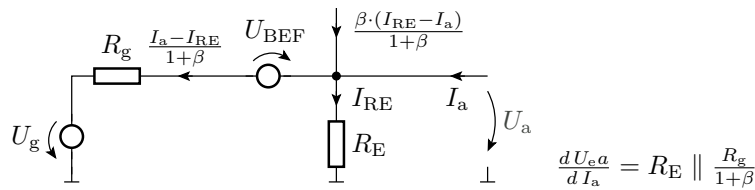
2. Spannungsverstärkung:

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

3. Eingangswiderstand:



5. Ausgangswiderstand:



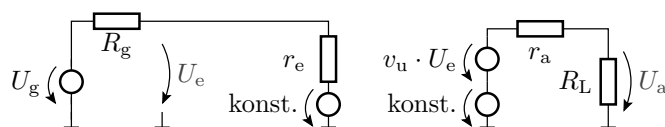
$$U_a = U_g + R_g \cdot \frac{I_a - I_{RE}}{1 + \beta} - U_{BEF} \text{ mit } I_{RE} = \frac{U_a}{R_E}$$

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

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

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

**Zusammenfassung**



Spannungsverstärkung:

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

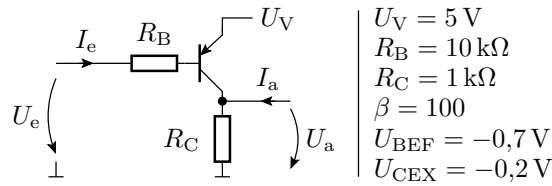
Eingangswiderstand:

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

Ausgangswiderstand:

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

**Aufgabe 3.3: Verstärker mit pnp-Transistor**

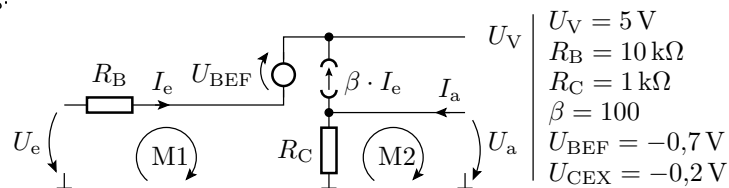


Gesucht sind:

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:  $U_a = f(U_e)$

$$M1: I_e = \frac{U_e - U_{BEF} - U_V}{R_B}$$

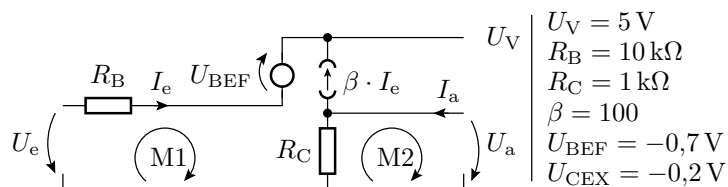
$$M2: U_a = -R_C \cdot \beta \cdot I_e = R_C \cdot \beta \cdot \frac{U_V + U_{BEF} - U_e}{R_B}$$

3. Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist:

$$U_e < U_V + U_{BEF}$$

$$U_V + U_{CEX} < R_C \cdot \beta \cdot \frac{U_V + U_{BEF} - U_e}{R_B}$$

$$U_e > U_V + U_{BEF} - R_B \cdot \frac{U_V + U_{CEX}}{R_C \cdot \beta}$$



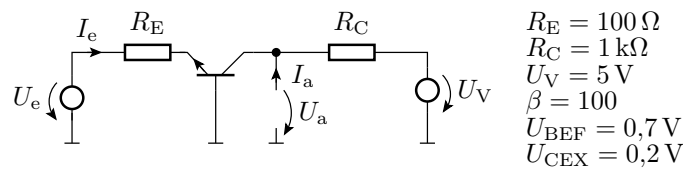
4. Eingangswiderstand:

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

5. Ausgangswiderstand:

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

**Aufgabe 3.4: Basisschaltung**

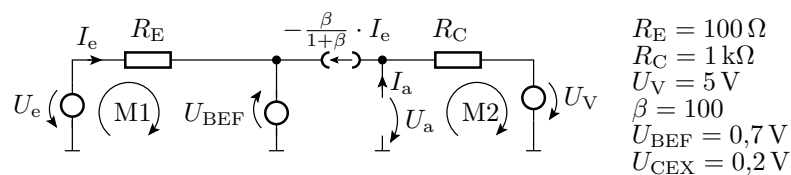


Gesucht sind:

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

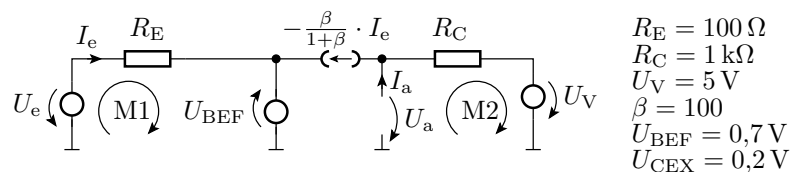
**Lösung zu Aufgabe 3.4**

1. Ersatzschaltung mit dem Transistor im Normalbereich.



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

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

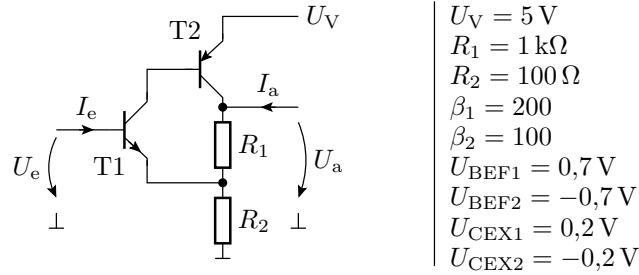


3. Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist:

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

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**

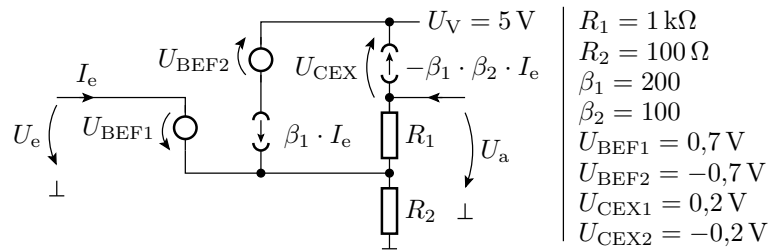


- $U_V = 5 \text{ V}$
- $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 100 \Omega$
- $\beta_1 = 200$
- $\beta_2 = 100$
- $U_{BEF1} = 0,7 \text{ V}$
- $U_{BEF2} = -0,7 \text{ V}$
- $U_{CEX1} = 0,2 \text{ V}$
- $U_{CEX2} = -0,2 \text{ V}$

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

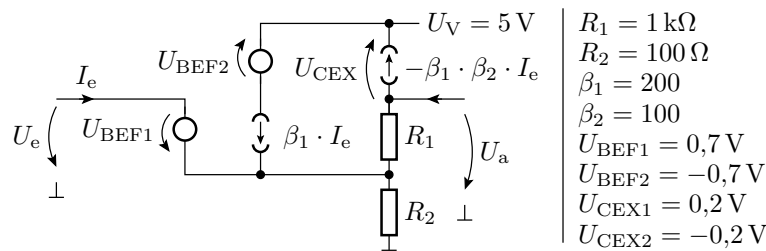


2. Übertragungsfunktion:

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

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

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



3. Eingangsspannungsbereich, für den das Modell gilt:

$$U_e > U_{BEF1}$$

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

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

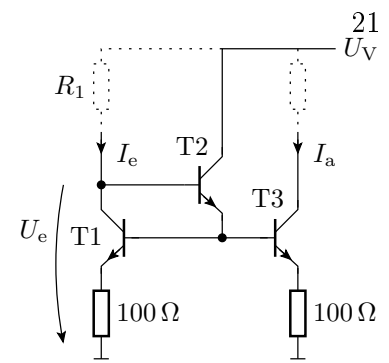
4. Eingangswiderstand:

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

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

### Aufgabe 3.6: Verbesserter Stromspiegel

$$\begin{array}{l} \beta_1 = \beta_3 = \beta \\ U_{\text{BEF1}} = U_{\text{BEF3}} = U_{\text{BEF}} \end{array}$$



Gesucht sind:

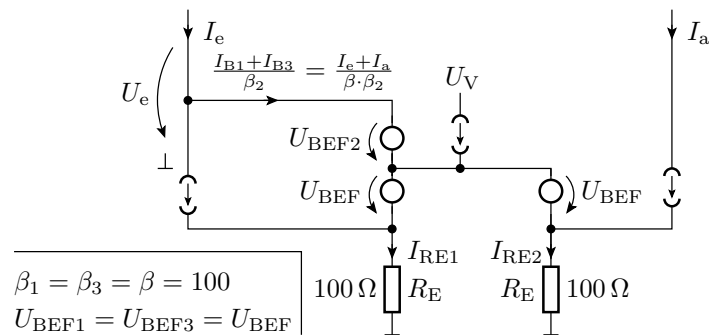
1. Ersatzschaltung mit allen Transistoren im Normalbereich.
2. Das Stromspiegelverhältnis  $I_a = f(I_e)$ .
3. Die Eingangsspannung als Funktion des Eingangsstroms:

$$U_e = f(I_e)$$

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

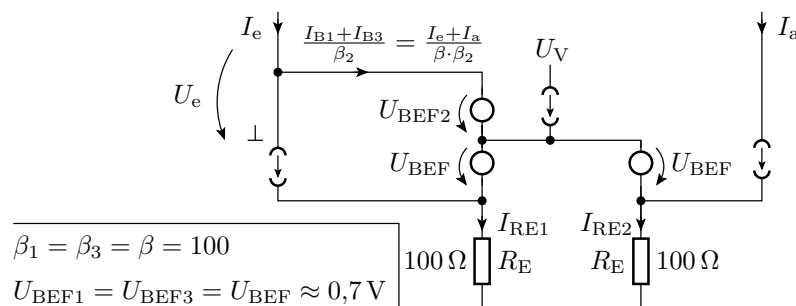
### Lösung zu Aufgabe 3.6

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  $I_e \approx I_{\text{RE1}}$ :

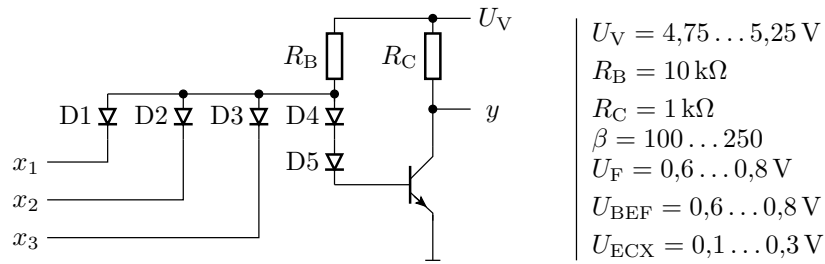
$$U_e = U_{\text{BEF2}} + U_{\text{BEF}} + 100 \Omega \cdot I_e \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)$$

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

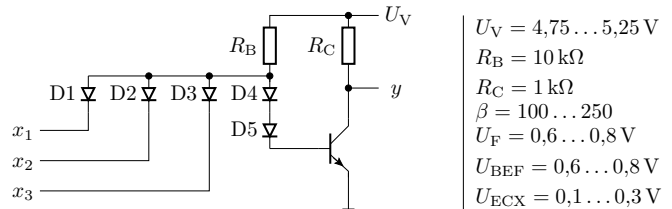
$$I_e = \frac{U_V - U_{\text{BEF2}} - U_{\text{BEF}}}{R_1 + R_E} = \frac{3,6 \text{ V}}{1,1 \text{ k}\Omega}$$

### Aufgabe 3.7: DT-Gatter

Gegeben sei folgende DT-Gatterschaltung:



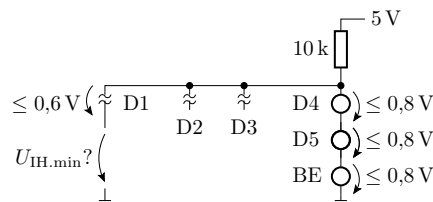
1. Welche Funktion hat das Gatter?
2. Maximale Eingangsspannung für eine 0?
3. Minimale Eingangsspannung für eine 1?
4. Maximale Lastanzahl?



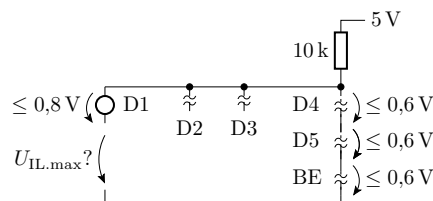
Strom  $I_B > 0$  verlangt für  $\mathbf{x}$ :  $x_1$   $x_2$   $x_3$  und bewirkt  $y =$

Strom  $I_B = 0$  verlangt für  $\mathbf{x}$ :  $x_1$   $x_2$   $x_3$  und bewirkt  $y =$

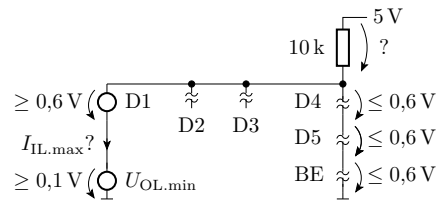
Logische Funktion:  $y =$   $x_1$   $x_2$   $x_3$



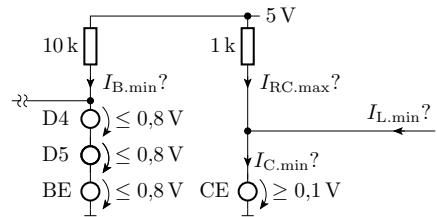
Min. Eingangspotential für  $x_i = 1$ :  $U_{IH.min} =$



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



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



Minimaler Ausgangslaststrom für  $y = 0$ :  $I_{L.min} =$

Max. Lastanzahl:  $N_{L.max} =$