



# Elektronik 1, Foliensatz 3: Schaltungen mit Bipolartransistoren

G. Kemnitz

Institut für Informatik, TU-Clausthal (E1F3.pdf)  
18. November 2021



## Inhalt Foliensatz 3

### Bipolartransistoren

- 1.1 Spannungsverstärker
- 1.2 Differenzverstärker
- 1.3 Stromquellen
- 1.4 Transistorinverter
- 1.5 DT-Gatter
- 1.6 Spannungsstabilisierung
- 1.7 Aufgaben

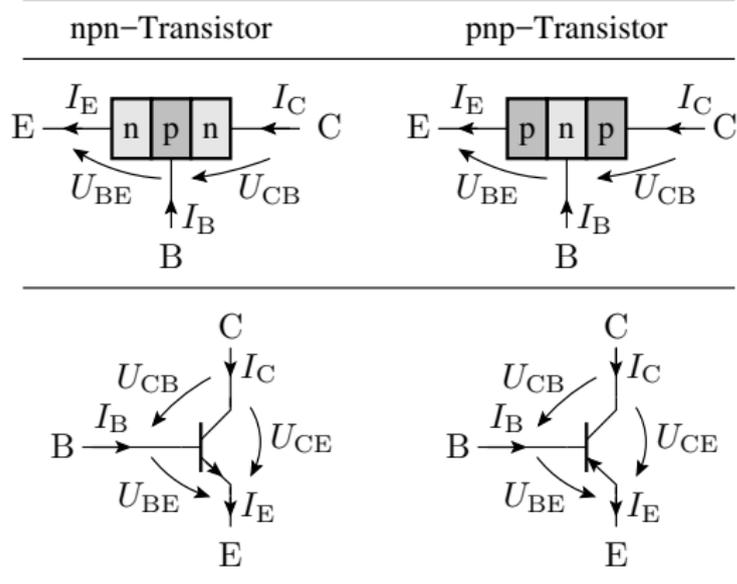


# Bipolartransistoren



# 1. Bipolartransistoren

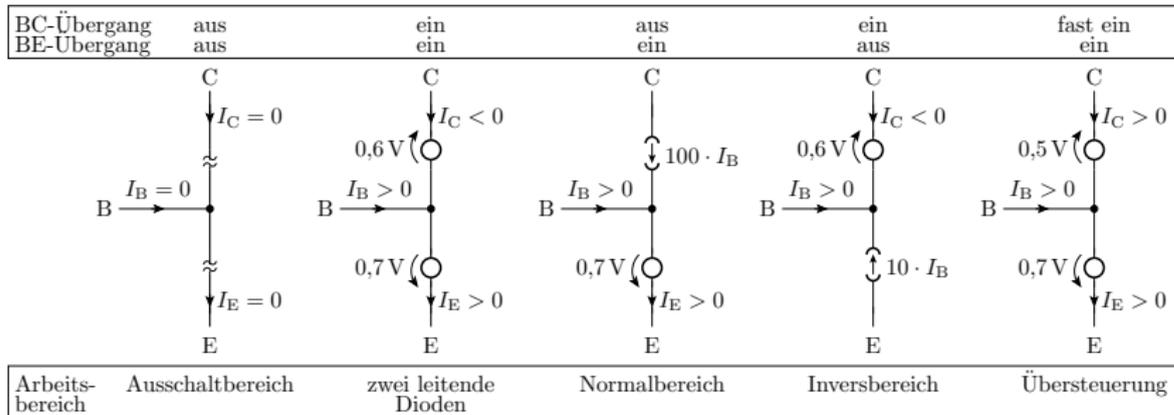
## Bipolartransistor: Aufbau, Anschlüsse und Schaltsymbol



- E Emitter
- B Basis
- C Kollektor
- $I_E$  Emitterstrom
- $I_B$  Basisstrom
- $I_C$  Kollektorstrom
- $U_{BE}$  Basis-Emitter-Spannung
- $U_{CB}$  Kollektor-Basis-Spannung
- $U_{CE}$  Kollektor-Emitter-Spannung

## Arbeitsbereiche

Ein Transistor hat viele Arbeitsbereiche<sup>1</sup>:



- 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.

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



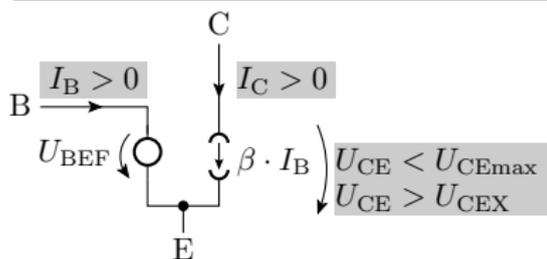
# 1. Bipolartransistoren

## Normalbereich

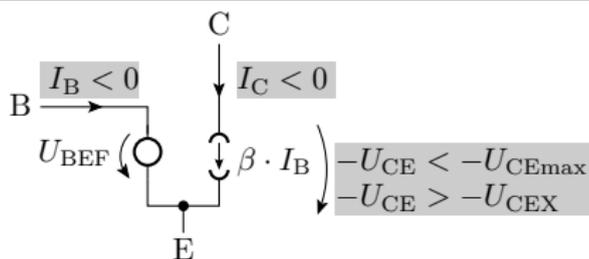
Fast alle Transistorschaltungen (außer Digitalschaltungen) nutzen den Normalbereich:

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

npn-Transistorersatzschaltung



pnp-Transistorersatzschaltung



Voraussetzung für die Gültigkeit der Ersatzschaltung

- 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

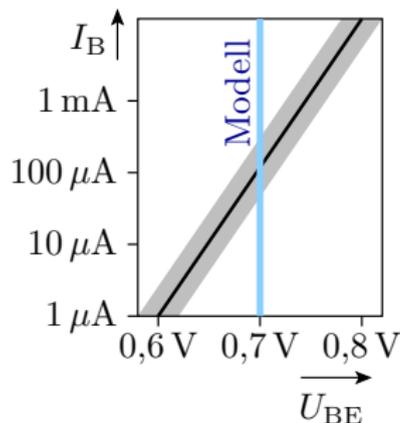
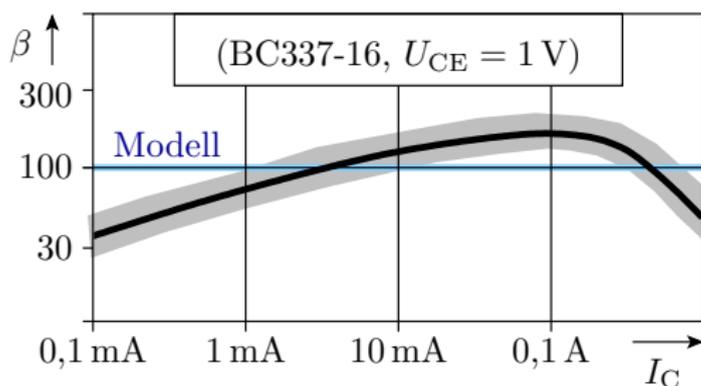
$U_{CEX}$  Kollektor-Emitter-Restspannung

$U_{CEmax}$  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.



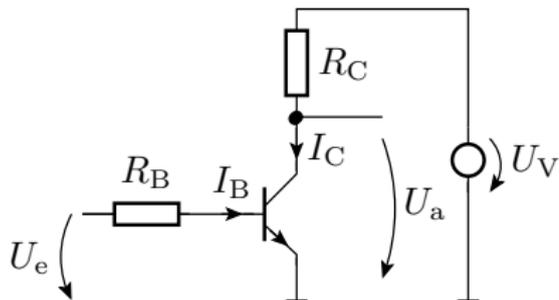
- Schaltungen so entwerfen, dass sie funktionieren, solange die Parameter aller Bauteile in ihren Toleranzbereichen liegen!



## Spannungsverstärker

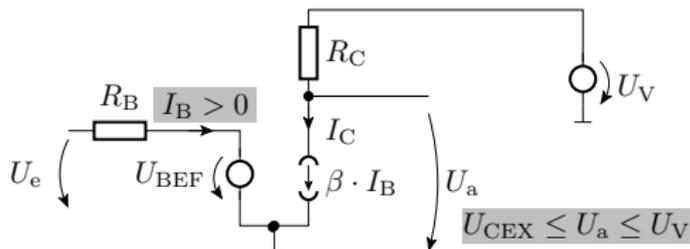
## Einfacher Spannungsverstärker

- $R_B$  bildet  $U_e$  auf  $I_B$  ab.
- Der Transistor bildet  $I_B$  auf ein verstärkten  $I_C$  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



Gültigkeitsvoraussetzungen für das Modell

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

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

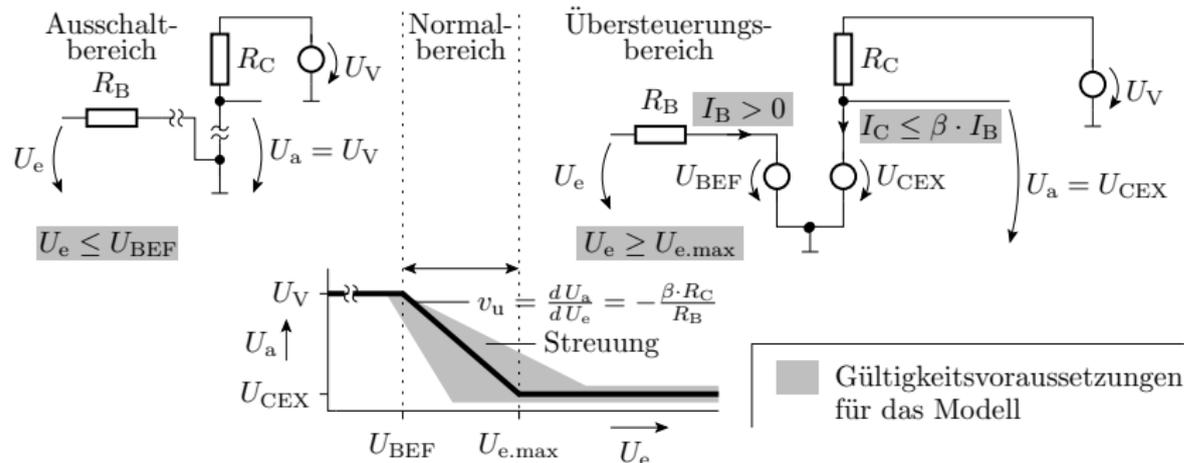
$$U_a = U_V - R_C \cdot I_C$$

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

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



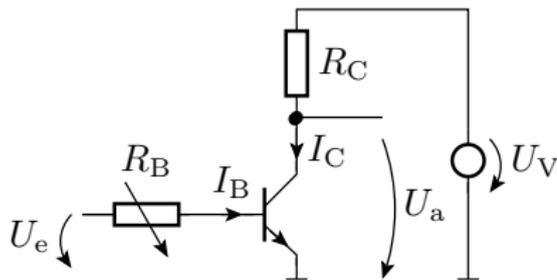
### Problem Parameterstreuungen:

- $v_u$  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  $R_B$ :

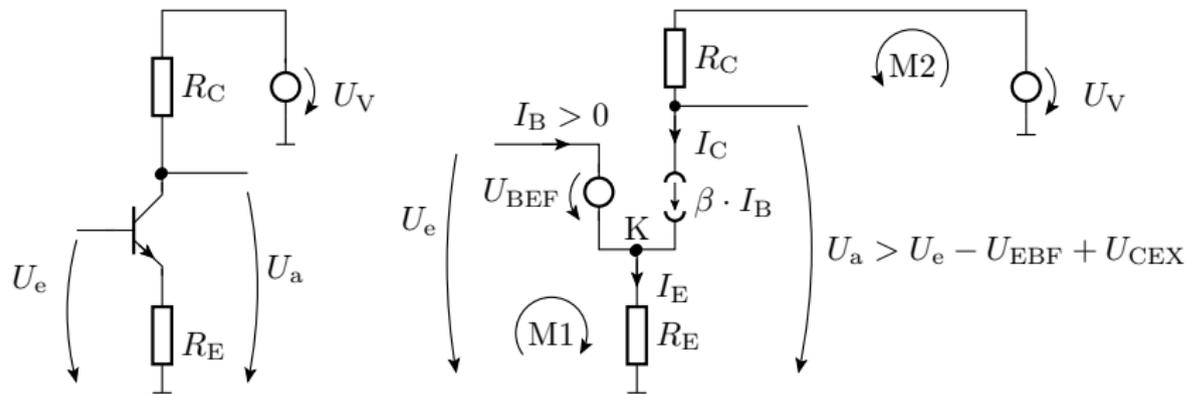
$$v_u = -\frac{\beta \cdot R_C}{R_B}; \quad R_B = -\frac{\beta \cdot R_C}{v_u} \quad (1)$$



- 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  $\beta$  abhängt.

## Verbesserter Spannungsverstärker



Knotengleichung für K:

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

Maschengleichung für M1:

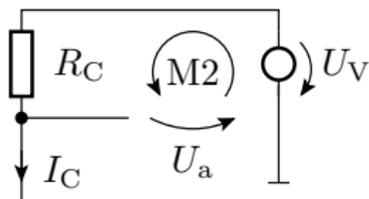
$$U_e = U_{BEF} + U_{RE} = U_{BEF} + R_E \cdot (1 + \beta) \cdot I_B$$

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

## Fortsetzung

Übertrag von oben:

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



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

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

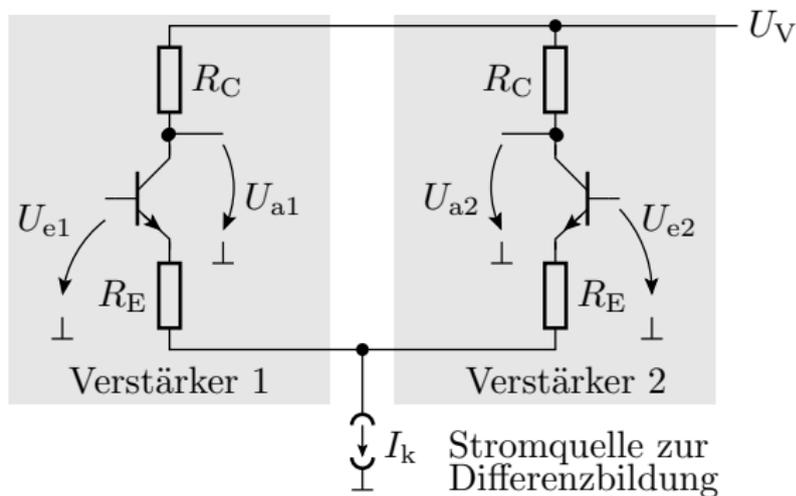
ist nahezu das Verhältnis  $R_C/R_E$ .



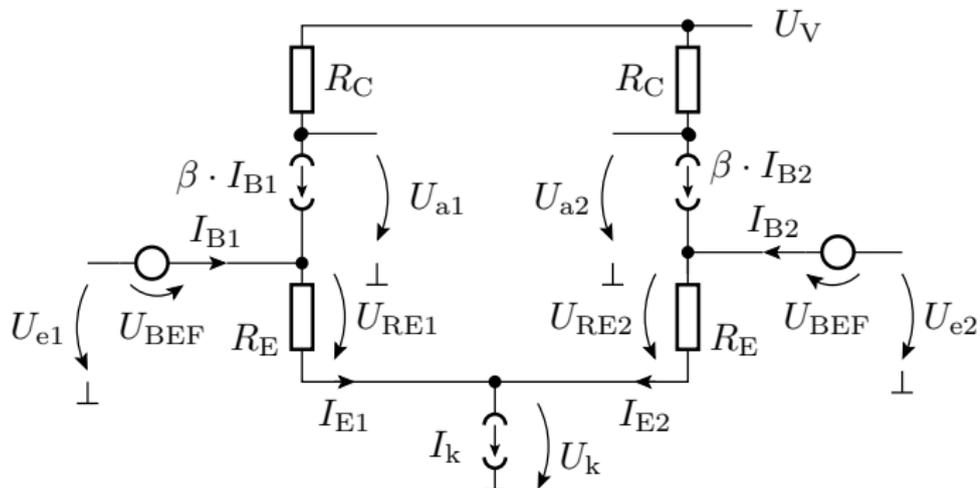
## Differenzverstärker

## 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 Emitterströme 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:

$$I_k = I_{E.1} + I_{E.2}$$

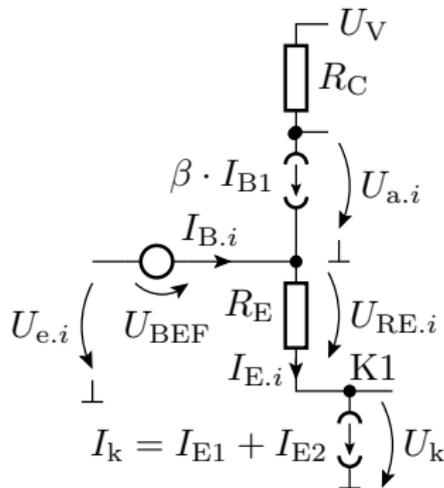
$$I_k = \frac{U_{e1} + U_{e2} - 2 \cdot (U_{BEF} + U_k)}{R_E}$$

$$U_k = \frac{U_{e1} + U_{e2} - R_E \cdot I_k}{2} - U_{BEF}$$

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

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

$$I_{E.2} = \frac{U_{e2} - U_{e1}}{2 \cdot R_E} + \frac{I_k}{2}$$

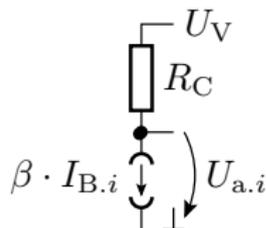


Mit

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

und

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



betragen die beiden Ausgangsspannungen:

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

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

Ergebnis:

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

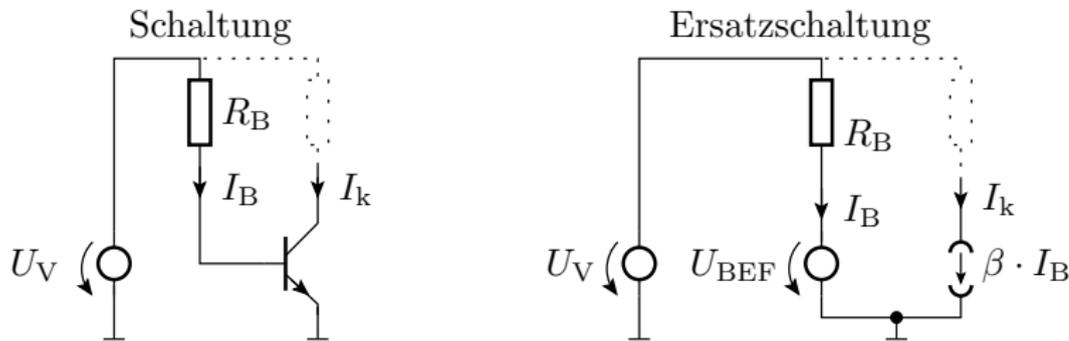
Die Flussspannungen der Basis-Emitter-Übergänge sind aus der Übertragungsfunktion herausgefallen.



## Stromquellen

## Transistor als Konstantstromquelle

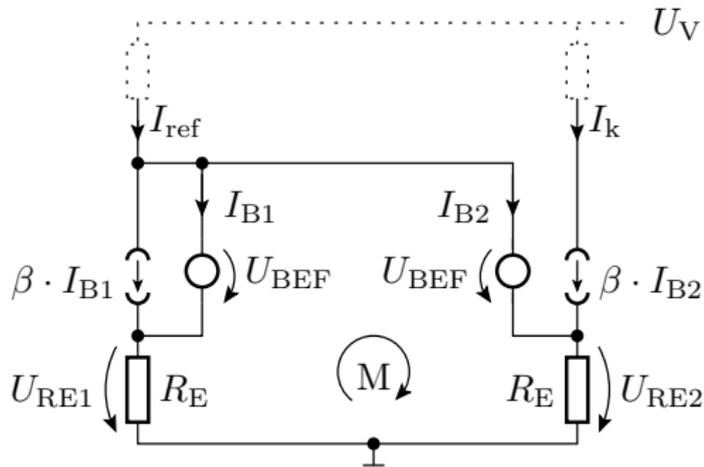
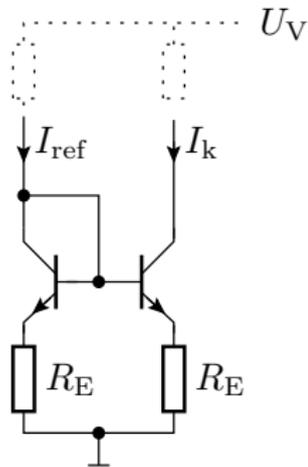
Der Differenzverstärker benötigt eine Konstantstromquelle. Einfachste Lösung ist ein Transistor mit konstantem Basisstrom:



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

Problem: Der erzeugte Konstantstrom  $I_k$  hängt erheblich von den streuungsbehafteten 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:

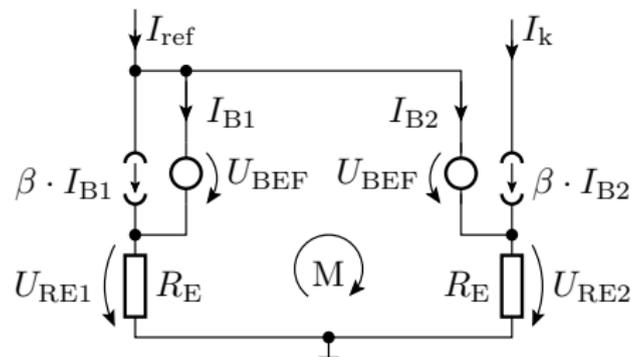
$$U_{RE2} = R_E \cdot (I_k + I_{B2})$$

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  $U_{BEF}$ , ...) <sup>2</sup> ist der Ausgabestrom fast gleich dem Vorgabestrom  $I_{ref}$ .

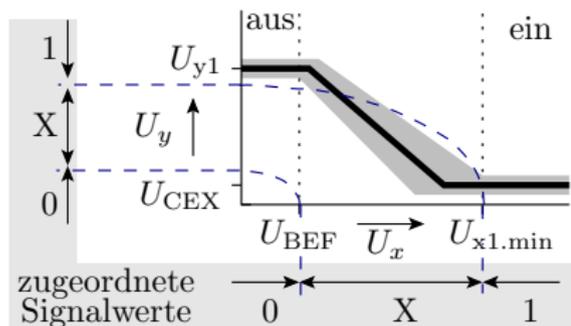
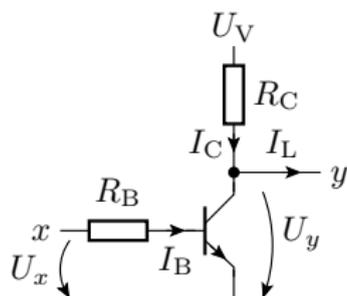
<sup>2</sup>Erreichbar mit integrierten geometrisch identischen benachbarten Transistoren. Die richtigen Simulationsmodelle haben zehnmal so viele Parameter. Aber auch da fallen die Parameter nahezu komplett aus der Rechnung heraus.





## Transistorinverter

## Transistorverstärker auf Seite 10 als Inverter



- 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  $U_{IH,min} = f(\beta_{min}, U_{BEf,max}, \dots)$

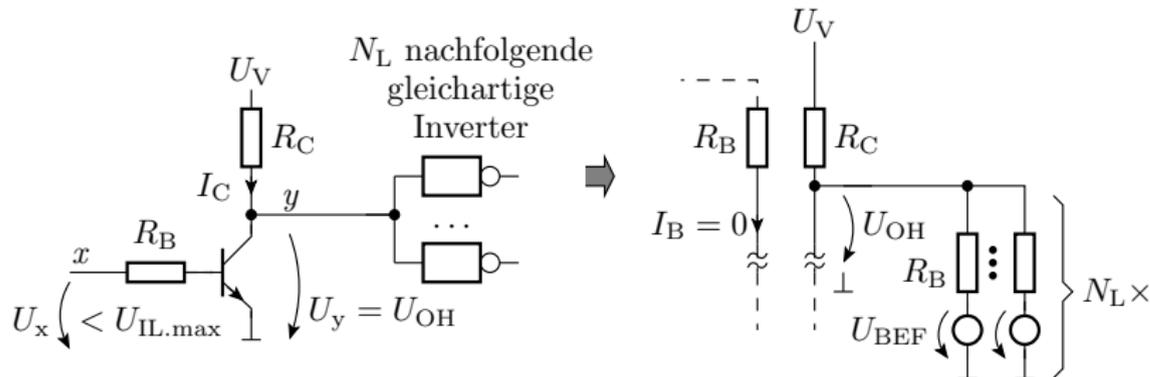
Ausgangsspannung für 0:  $U_{OL} = U_{CEX} < U_{IL,max}^*$

Ausgangsspannung für 1:  $U_{OH} = f(U_V, I_L) > U_{IH,min}^*$

\* Voraussetzung für die Hintereinanderschaltung mehrerer Inverter.

## Ersatzschaltung mit Transistor im Ausschaltbereich

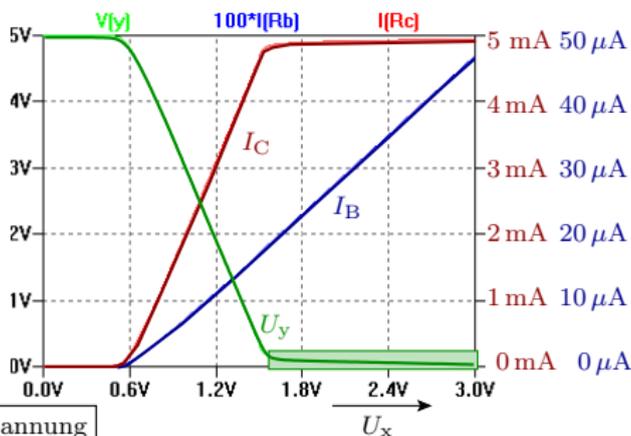
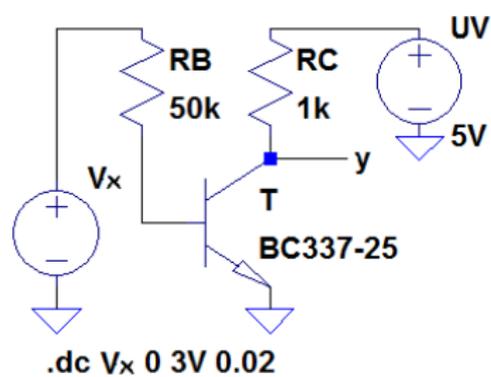
- Eingangsspannung so klein, dass der Transistor ausschaltet.
- Der Ausgang steuert  $N_L$  (Lastanzahl) gleichartige Inverter an.



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

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

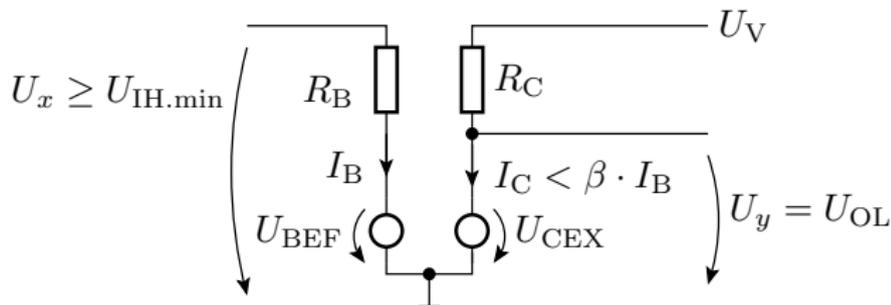
## Simulation Übersteuerungsbereich



Annäherung durch eine konstante Spannung

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



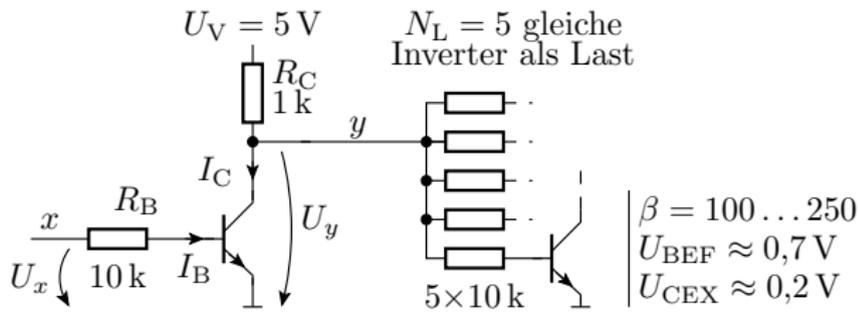
Die minimale Eingangs-1- (Input-High-) Spannung, ab der der Transistor übersteuert:

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

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



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

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

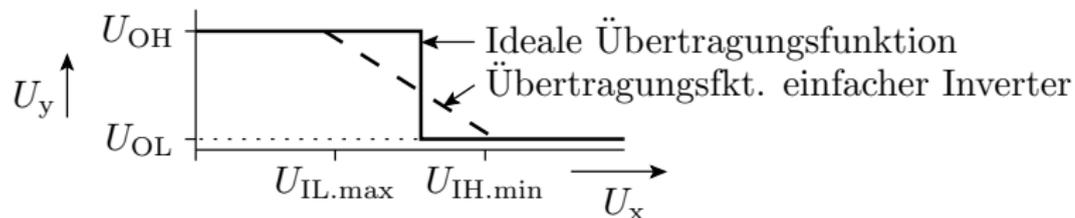
$$U_{OL.\max} = U_{CEX.\max} \approx 0,2\text{ V}$$

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

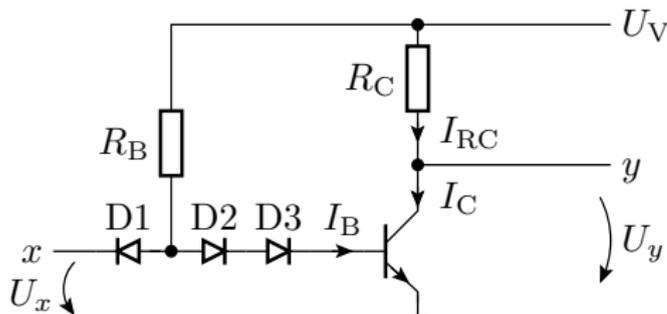


## DT-Gatter

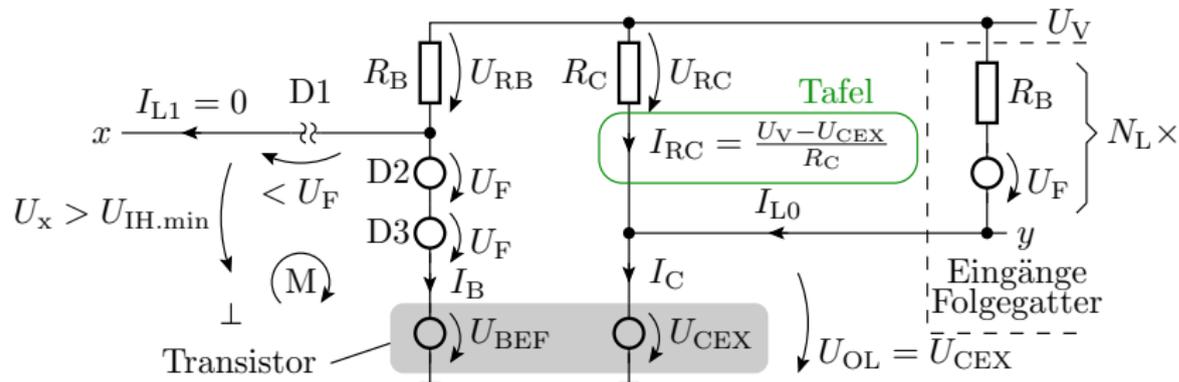
## Dioden-Transistor-Inverter



Der DT-Inverter hat fast diese ideale Übertragungsfunktion:



## Ersatzschaltung für $y = 0$ (Transistor übersteuert)



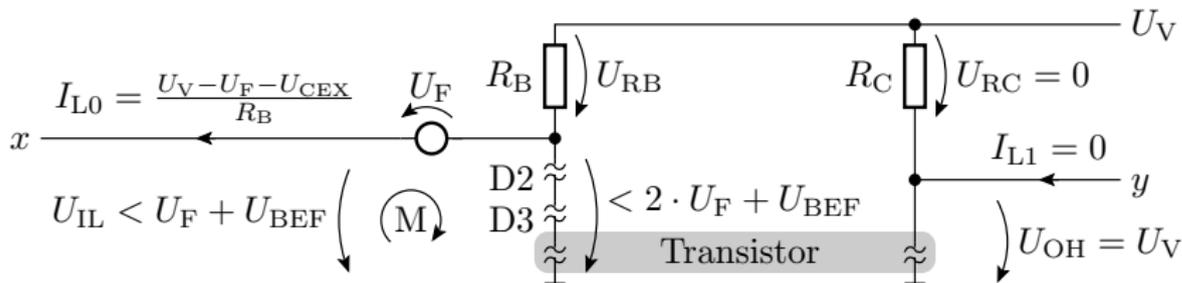
Bedingung für die Übersteuerung des Transistors:

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

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

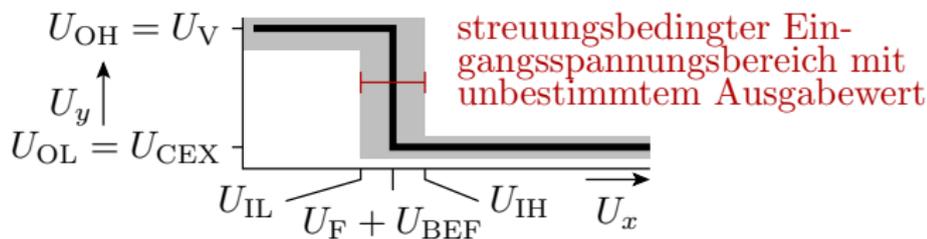
$$U_{IH.min} = -U_{F,max} + 2 \cdot U_{F,min} + U_{BEF,min}$$

## Ersatzschaltung für $y = 1$ (Transistor aus)



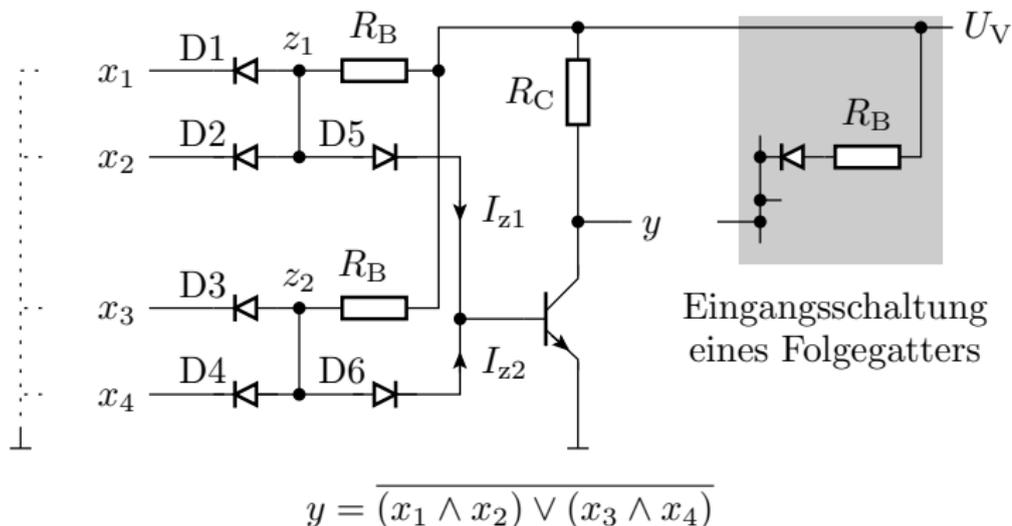
Die Schaltung hat die nahezu perfekte Übertragungsfunktion:

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

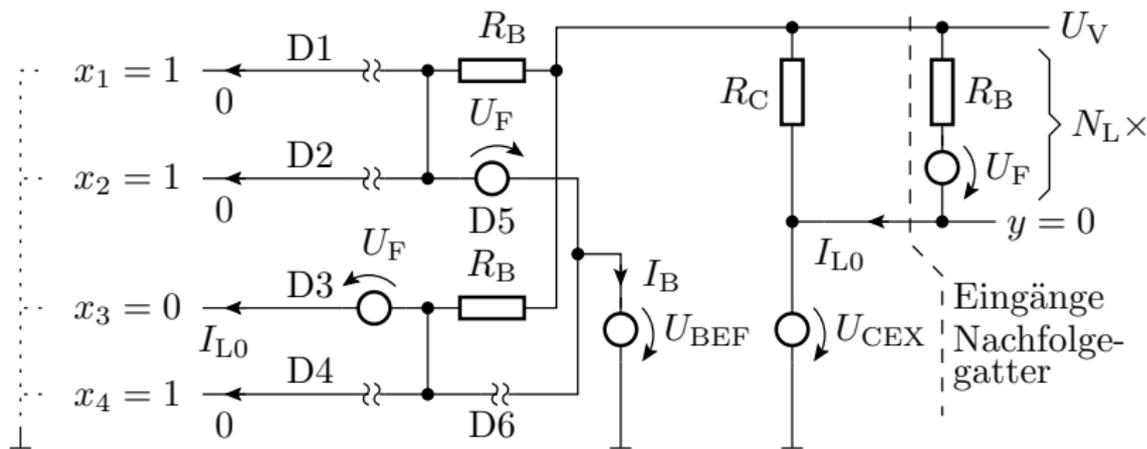


## DT-Gatter mit mehreren Eingängen

Kombination aus Dioden-UND-ODER-Gatter und Transistorinverter



### Ersatzschaltung für $y = 0$



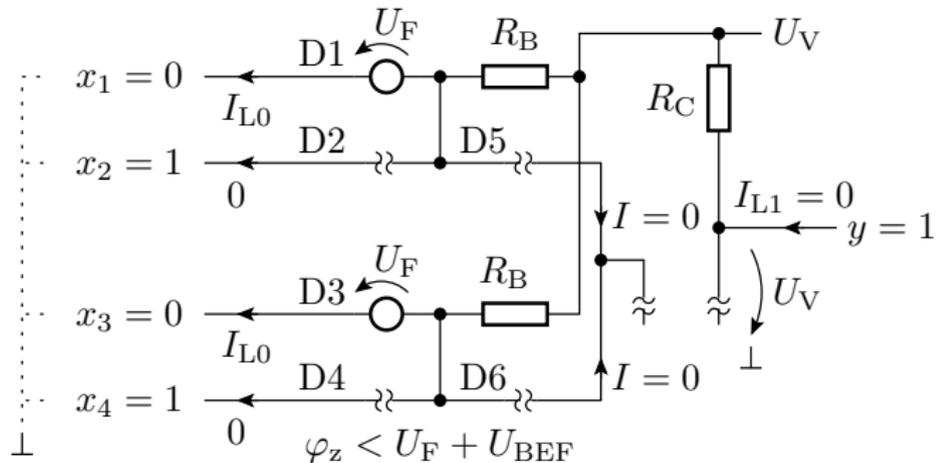
- Potential an  $x_1$  und  $x_2$  oder an  $x_3$  und  $x_4$  größer:

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

- Damit der Transistor sicher übersteuert:

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

### Ersatzschaltung für $y = 1$

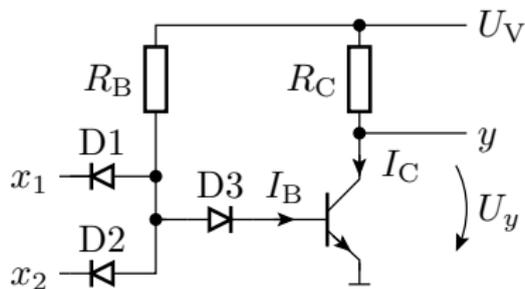


- Potential an  $x_1$  oder  $x_2$  und  $x_3$  oder  $x_4$  kleiner:

$$U_{IL,max} = U_F - U_F + U_{BEF}$$

### Beispielrechnung DT-Gatter

Gegeben sei folgende DT-Gatterschaltung:



$$U_V = 3,1 \text{ V} \dots 3,4 \text{ V}$$

$$R_B = R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 20 \dots 50$$

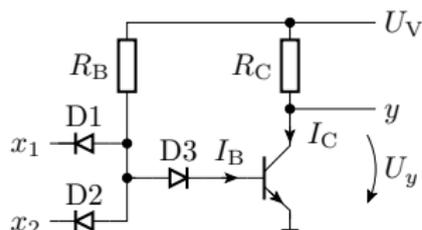
$$U_F = 0,6 \dots 0,8 \text{ V}$$

$$U_{BEF} = 0,6 \dots 0,8 \text{ V}$$

$$U_{CEX} = 0,1 \dots 0,2 \text{ V}$$

- 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



$$\begin{aligned}
 U_V &= 3,1 \text{ V} \dots 3,4 \text{ V} \\
 R_B &= R_C = 10 \text{ k}\Omega \\
 \beta &= 20 \dots 50 \\
 U_F &= 0,6 \dots 0,8 \text{ V} \\
 U_{BEF} &= 0,6 \dots 0,8 \text{ V} \\
 U_{CEX} &= 0,1 \dots 0,2 \text{ V}
 \end{aligned}$$

- 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?

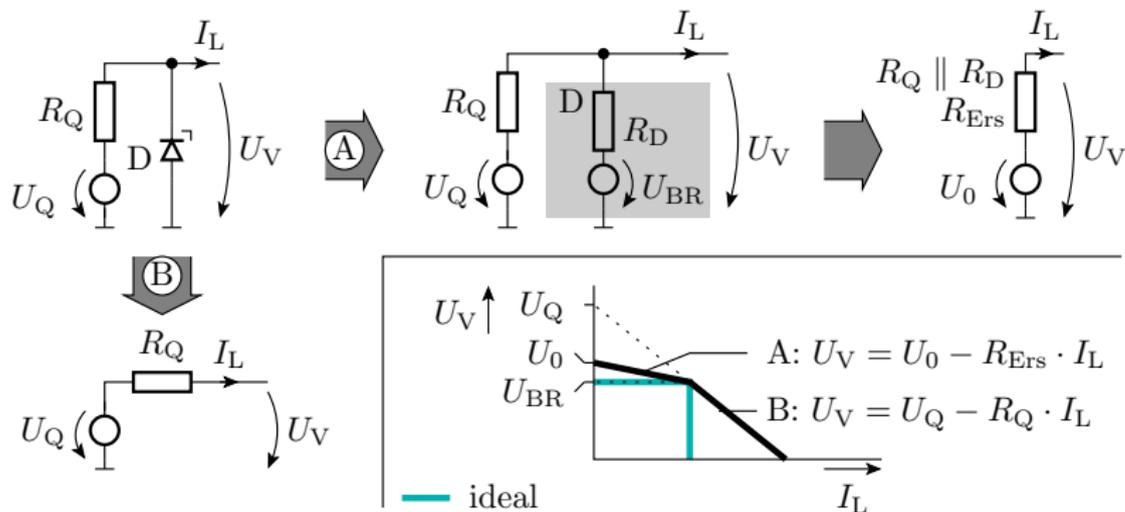
$$\beta \cdot \frac{U_V - U_F - U_{BEF}}{R_B} \geq \frac{U_V - U_{CEX}}{R_C} + N_L \cdot \frac{U_V - U_F - U_{CEX}}{R_B}$$

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



# Spannungsstabilisierung

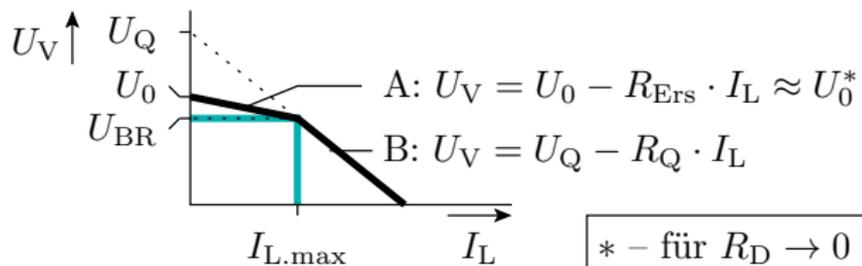
## Behandelte Schaltung mit Z-Diode



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

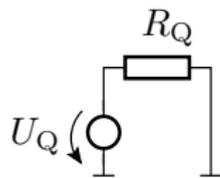
Eine ideale Spannungsversorgung sollte im Stabilisierungsbereich keinen Widerstand ( $R_{Ers} \approx R_D \rightarrow 0$ ) und zur Strombegrenzung einen senkrechten Abfall ( $I_L = \text{konst.}, R_Q \rightarrow \infty$ ) haben.

## Problem großer Leistungsumsatz



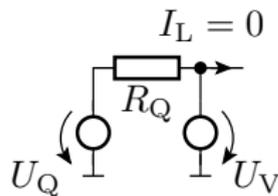
- Der Leistungsumsatz in  $R_Q$  hat sein Maximum bei einem Kurzschluss am Ausgang:

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



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

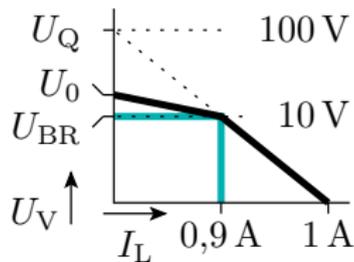
$$P_{ZD, \max} = U_V \cdot \frac{U_Q - U_{BR}}{R_Q}$$



## 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:

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

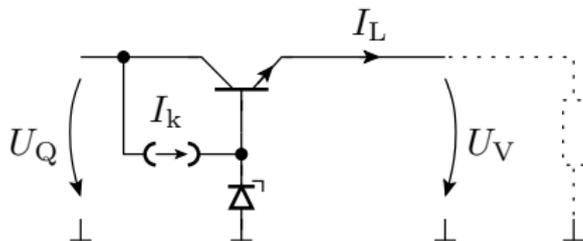
- 2 Maximaler Leistungsumsatz im Vorwiderstand:

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

- 3 Maximaler Leistungsumsatz in der Z-Diode:

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

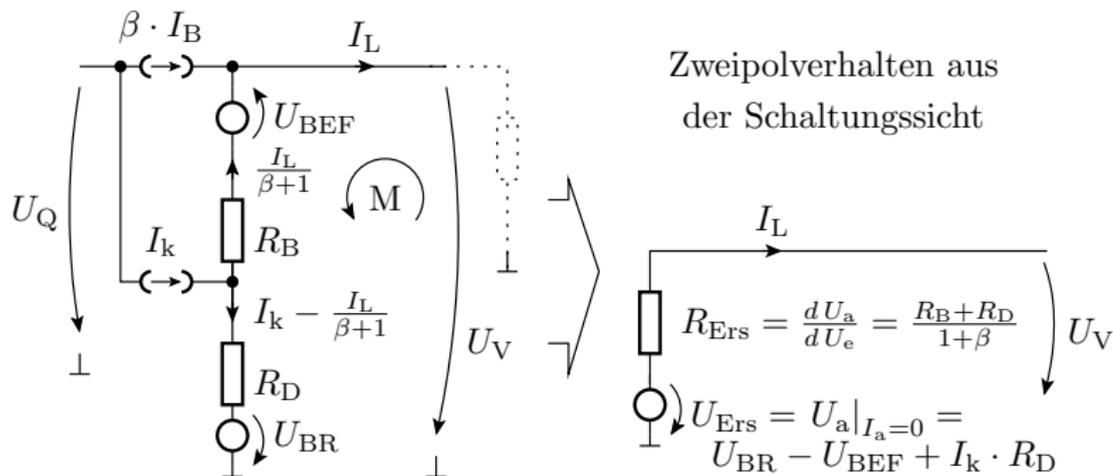
## Längsregler



- 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

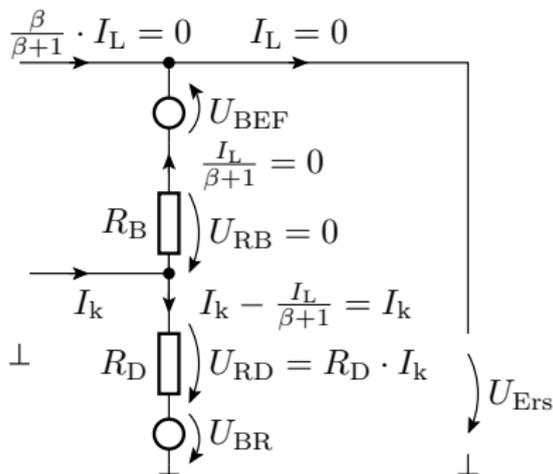


Maschengleichung für M:

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

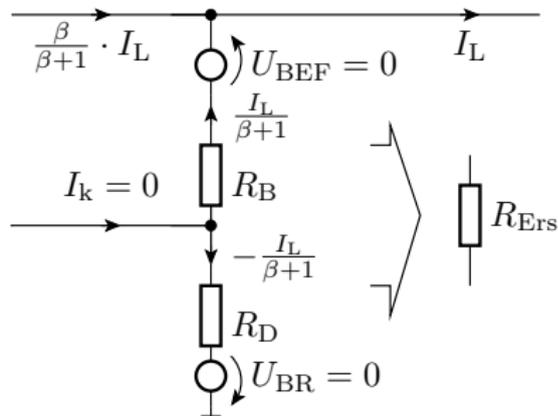
## Herleitung über Zweipolvereinfachung

Ersatzschaltung  $I_L = 0$



$$U_{Ers} = U_{BR} - U_{BEf} + I_k \cdot R_D$$

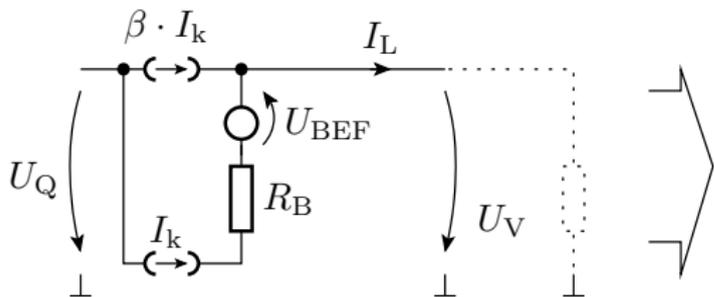
Ersatzschaltung "konstante Quellen" gleich null



$$R_{Ers} = \frac{dU_a}{dU_e} = \frac{R_B + R_D}{1 + \beta}$$

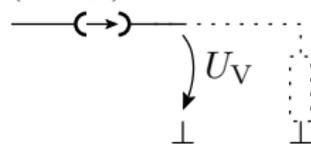
## Strombegrenzungsmodus

- Der gesamte Strom  $I_k$  fließt in die Basis



Zweipolverhalten aus der Schaltungssicht

$$(1 + \beta) \cdot I_k$$

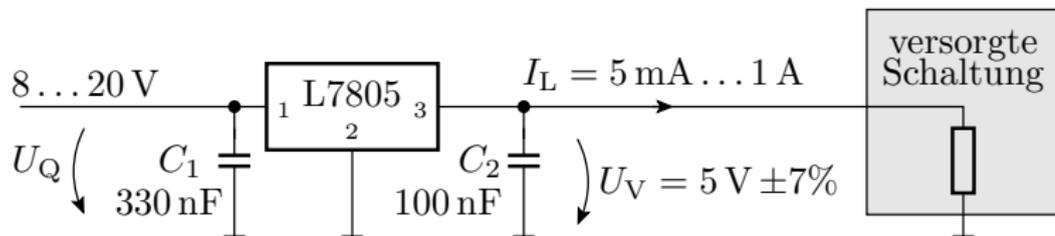


- Laut Ersatzschaltung ideale Stromquelle.
- Begrenzungsstrom streut, da proportional zu  $\beta$ .
- Stabilisierte Spannung übernimmt die Streuungen von  $U_{BEf}$  des Transistors und von  $U_{BR}$  der Z-Diode.
- Praktische Längsregler haben mehr Bauteile und kleinere Toleranzen.

## Längsregler als Standardschaltkreis

Verbesserte Schaltung aus mehreren Transistoren mit

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



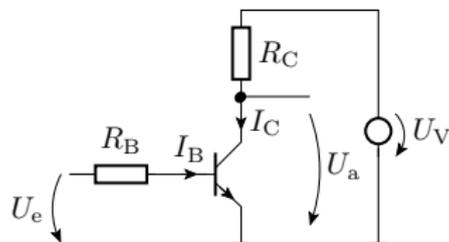
- Die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  dienen zum Ausgleich schneller Eingangsspannungs- und Laststromänderungen und verhindern ein Schwingen der Spannungsreglung.



### Aufgaben

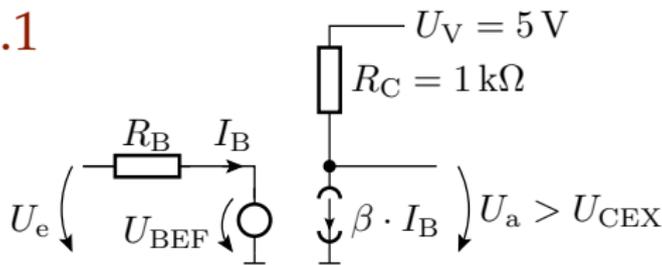
## Aufgabe 3.1: Einfacher Spannungsverstärker

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



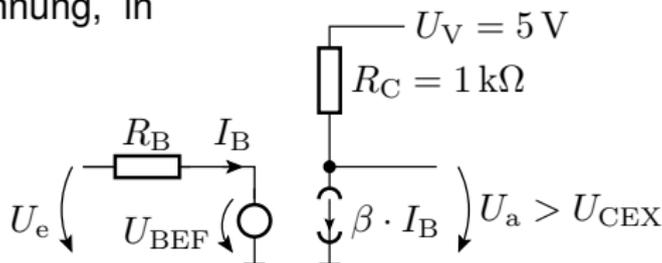
- 1 Erforderlicher Einstellbereich für  $R_B$  für  $|v_u| = 10$ :  
Ausgehend von Gl. 1

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

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

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

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



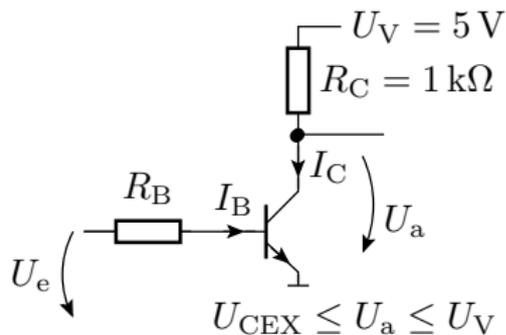
$$I_B = \frac{U_e - U_{BEF}}{R_B} \geq 0$$

$$U_e \geq U_{BEF}$$

$$U_a = U_V - 10 \cdot (U_e - U_{BEF}) \geq U_{CEX}$$

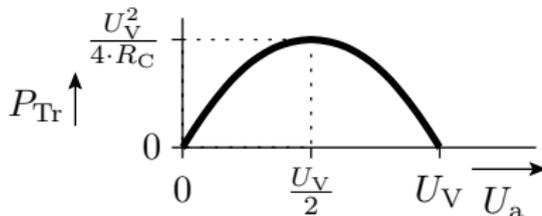
$$U_e \leq U_{BEF} + \frac{U_V - U_{CEX}}{10} = 1,15\text{ V}$$

- 3 max. Verlustleistung Transistor:

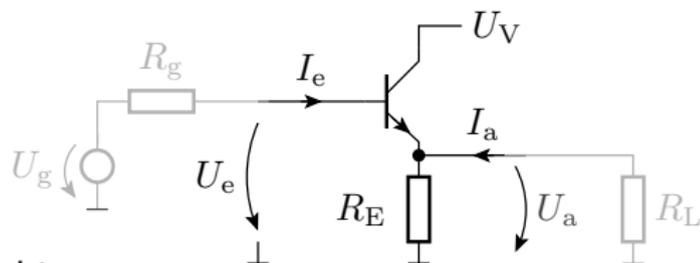


$$P_{Tr} \approx \frac{U_V - U_a}{R_C} \cdot U_a$$

$$P_{Tr,max} = \frac{U_V^2}{4 \cdot R_C} = \frac{(5 \text{ V})^2}{4 \cdot 1 \text{ k}\Omega} = 6,25 \text{ mW}$$



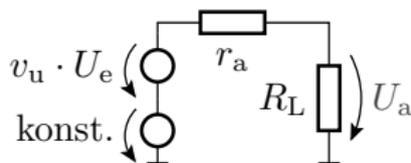
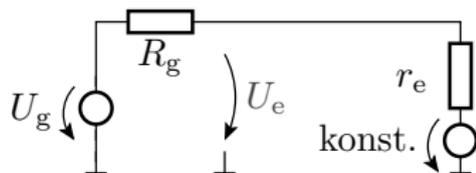
## Aufgabe 3.2: Kollektorschaltung



$$\begin{aligned}
 U_V &= 5 \text{ V} \\
 R_E &= 1 \text{ k}\Omega \\
 R_g &= 100 \text{ k}\Omega \\
 \beta &= 200 \\
 U_{BEF} &= 0,7 \text{ V} \\
 U_{CEX} &= 0,2 \text{ V}
 \end{aligned}$$

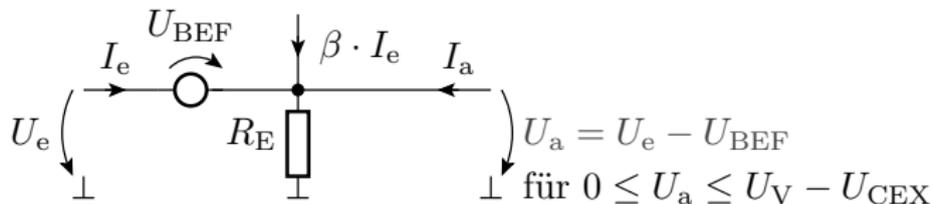
Gesucht:

- 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:



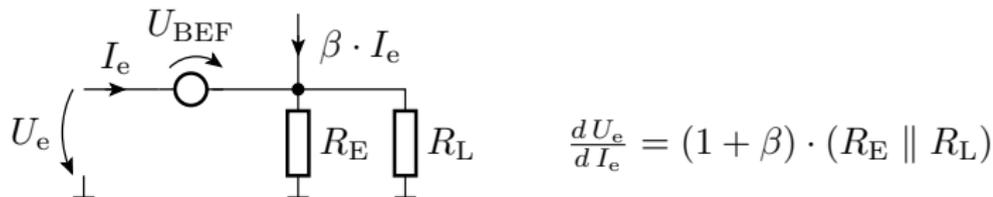
Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist:

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

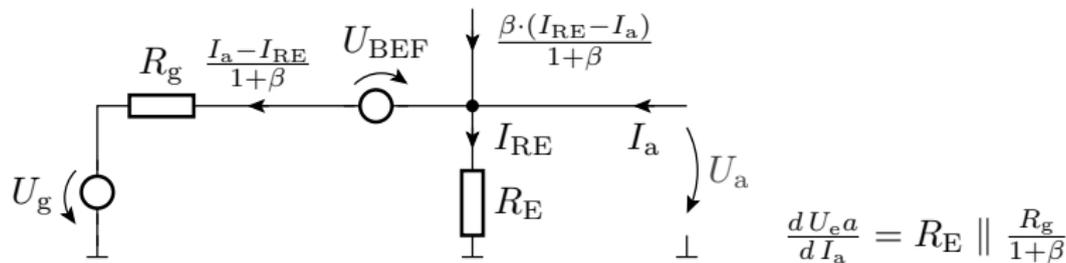
- 2 Spannungsverstärkung:

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

- 3 Eingangswiderstand:



### 5 Ausgangswiderstand:



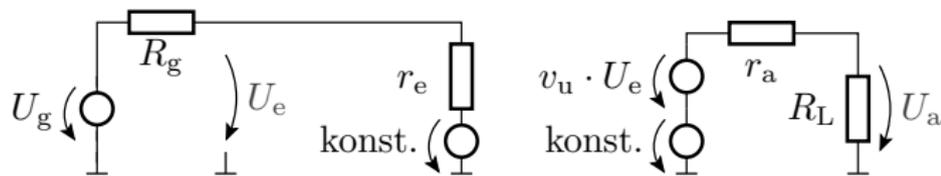
$$U_a = U_g + R_g \cdot \frac{I_a - I_{RE}}{1 + \beta} - U_{BEf} \text{ mit } I_{RE} = \frac{U_a}{R_E}$$

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

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

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

### Zusammenfassung



Spannungsverstärkung:

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

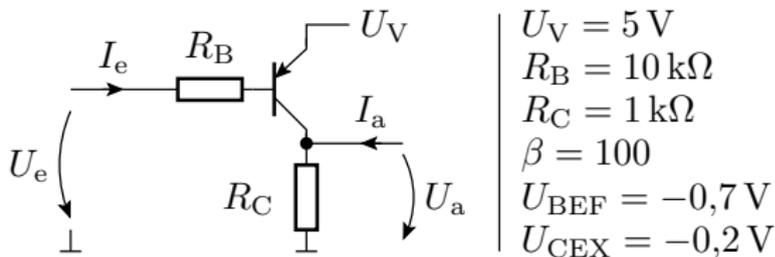
Eingangswiderstand:

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

Ausgangswiderstand:

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

## Aufgabe 3.3: Verstärker mit pnp-Transistor

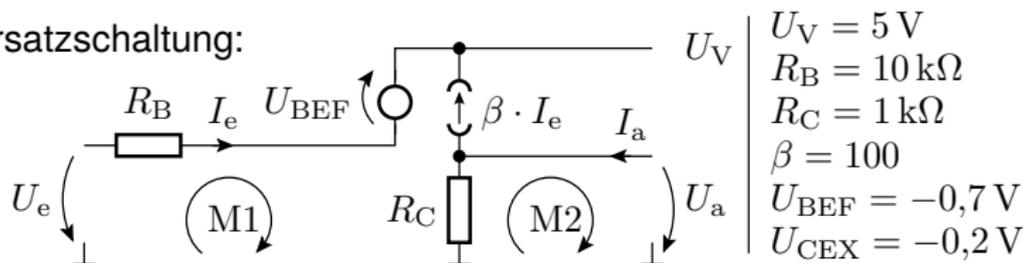


Gesucht sind:

- 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:  $U_a = f(U_e)$

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

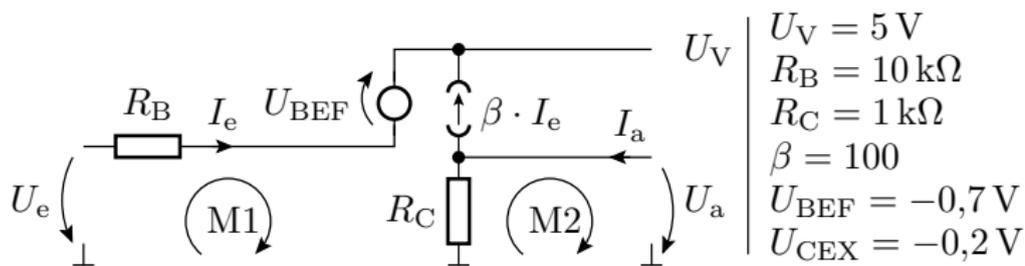
$$\text{M2: } U_a = -R_C \cdot \beta \cdot I_e = R_C \cdot \beta \cdot \frac{U_V + U_{BEFF} - U_e}{R_B}$$

3 Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist:

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

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

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



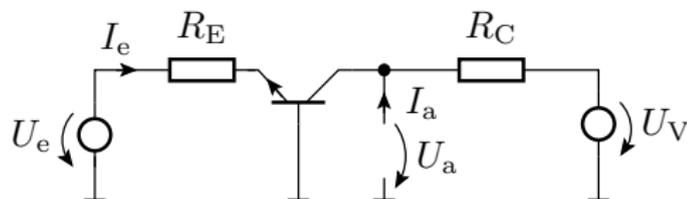
4 Eingangswiderstand:

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

5 Ausgangswiderstand:

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

## Aufgabe 3.4: Basisschaltung



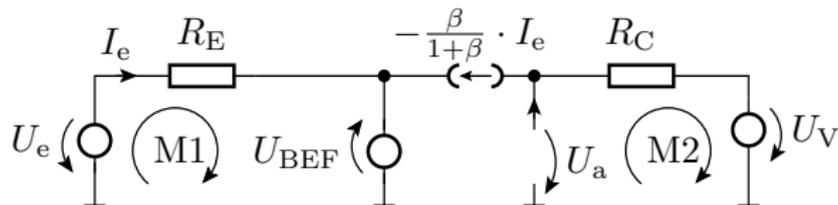
$$\begin{aligned}
 R_E &= 100 \, \Omega \\
 R_C &= 1 \, \text{k}\Omega \\
 U_V &= 5 \, \text{V} \\
 \beta &= 100 \\
 U_{\text{BEF}} &= 0,7 \, \text{V} \\
 U_{\text{CEX}} &= 0,2 \, \text{V}
 \end{aligned}$$

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.



$$R_E = 100 \Omega$$

$$R_C = 1 \text{ k}\Omega$$

$$U_V = 5 \text{ V}$$

$$\beta = 100$$

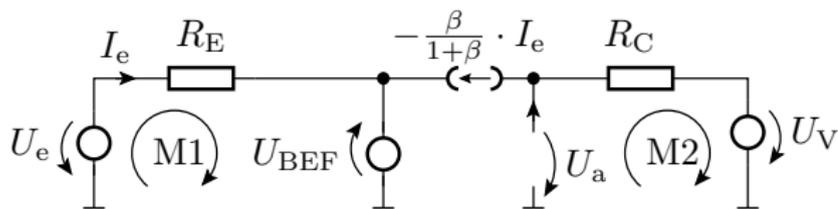
$$U_{\text{BEFF}} = 0,7 \text{ V}$$

$$U_{\text{CEX}} = 0,2 \text{ V}$$

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

$$\text{M1: } I_e = \frac{U_e + U_{\text{BEFF}}}{R_E} < 0$$

$$\text{M2: } U_a = U_V + \frac{R_C \cdot \beta}{R_E \cdot (1 + \beta)} \cdot (U_e + U_{\text{BEFF}})$$



$$\begin{aligned}
 R_E &= 100 \, \Omega \\
 R_C &= 1 \, \text{k}\Omega \\
 U_V &= 5 \, \text{V} \\
 \beta &= 100 \\
 U_{\text{BEFF}} &= 0,7 \, \text{V} \\
 U_{\text{CEX}} &= 0,2 \, \text{V}
 \end{aligned}$$

**3** Eingangsspannungsbereich, in dem das Modell gültig ist:

$$U_e < -U_{\text{BEFF}}$$

$$U_{\text{CEX}} - U_{\text{BEFF}} > U_a = U_V + \frac{R_C \cdot \beta}{R_E \cdot (1 + \beta)} \cdot (U_e + U_{\text{BEFF}})$$

$$U_e > \frac{R_E \cdot (1 + \beta) \cdot (U_{\text{CEX}} - U_{\text{BEFF}} - U_V)}{R_C \cdot \beta} - U_{\text{BEFF}}$$

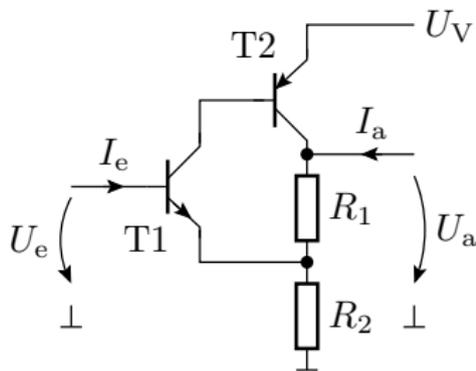
**4** Eingangswiderstand:

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

**5** Ausgangswiderstand:

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

## Aufgabe 3.5: 2-Transistor-Verstärker

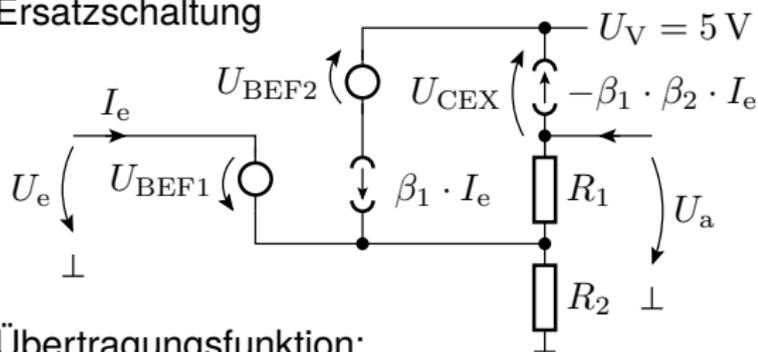


$$\begin{aligned}
 U_V &= 5 \text{ V} \\
 R_1 &= 1 \text{ k}\Omega \\
 R_2 &= 100 \Omega \\
 \beta_1 &= 200 \\
 \beta_2 &= 100 \\
 U_{\text{BEF}1} &= 0,7 \text{ V} \\
 U_{\text{BEF}2} &= -0,7 \text{ V} \\
 U_{\text{CEX}1} &= 0,2 \text{ V} \\
 U_{\text{CEX}2} &= -0,2 \text{ V}
 \end{aligned}$$

- 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

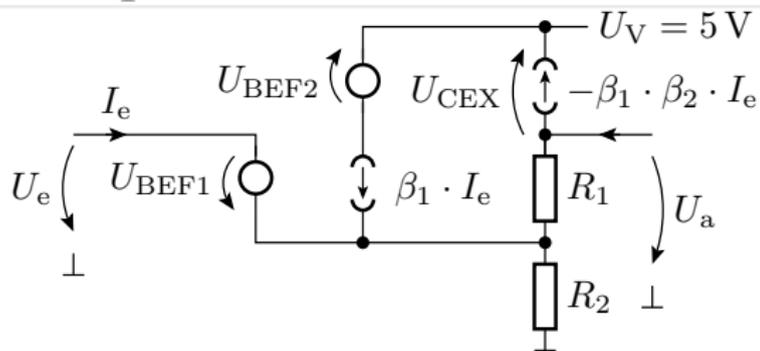
### 1 Ersatzschaltung



$$\begin{aligned}
 R_1 &= 1 \text{ k}\Omega \\
 R_2 &= 100 \Omega \\
 \beta_1 &= 200 \\
 \beta_2 &= 100 \\
 U_{BE1} &= 0,7 \text{ V} \\
 U_{BE2} &= -0,7 \text{ V} \\
 U_{CE1} &= 0,2 \text{ V} \\
 U_{CE2} &= -0,2 \text{ V}
 \end{aligned}$$

### 2 Übertragungsfunktion:

$$\begin{aligned}
 I_{R1} = I_e \cdot \beta_1 \beta_2 &\approx I_{R2} = I_e \cdot (1 + \beta_1 + \beta_1 \beta_2) \\
 \frac{U_e - U_{BE1}}{R_2} &\approx \frac{U_a}{R_1 + R_2} \\
 U_a &\approx \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (U_e - U_{BE1})
 \end{aligned}$$



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

3 Eingangsspannungsbereich, für den das Modell gilt:

$$\begin{aligned}
 U_e &> U_{\text{BEF1}} \\
 \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (U_e - U_{\text{BEF1}}) &< U_V + U_{\text{CEX2}} \\
 U_e &< U_{\text{BEF1}} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (U_V + U_{\text{CEX2}})
 \end{aligned}$$

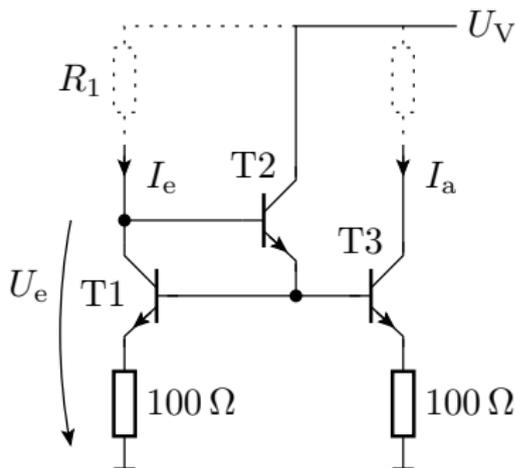
4 Eingangswiderstand:

$$\begin{aligned}
 U_e &= U_{\text{BEF1}} + (1 + \beta_1 + \beta_1\beta_2) \cdot R_2 \cdot I_e \\
 r_e = \frac{dU_e}{dI_e} &= (1 + \beta_1 + \beta_1\beta_2) \cdot R_2
 \end{aligned}$$

## Aufgabe 3.6: Verbessertes Stromspiegel

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

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



Gesucht sind:

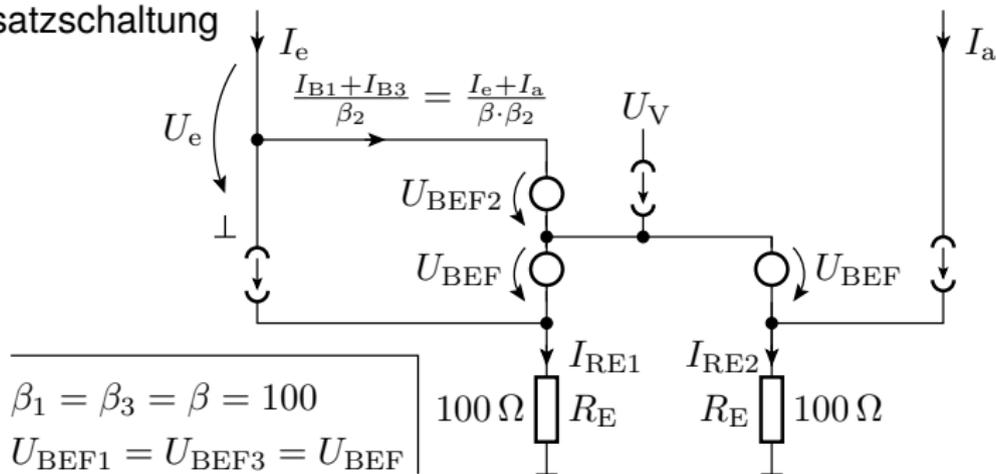
- 1 Ersatzschaltung mit allen Transistoren im Normalbereich.
- 2 Das Stromspiegelverhältnis  $I_a = f(I_e)$ .
- 3 Die Eingangsspannung als Funktion des Eingangsstroms:

$$U_e = f(I_e)$$

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

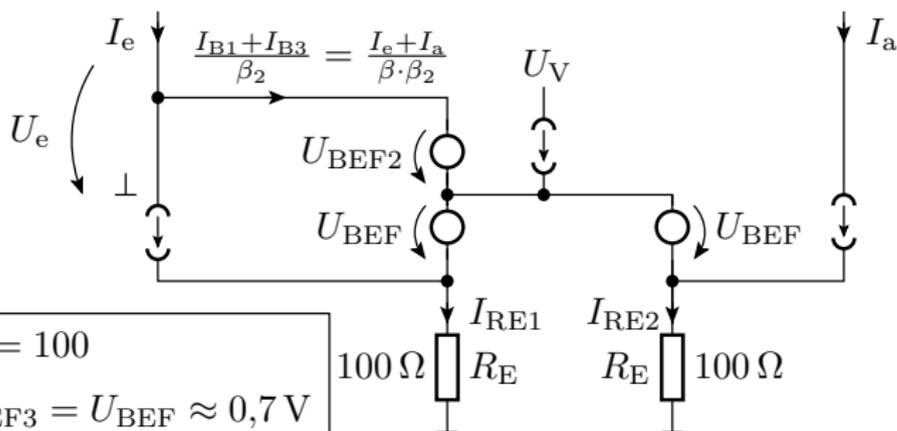
## Lösung zu Aufgabe 3.6

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

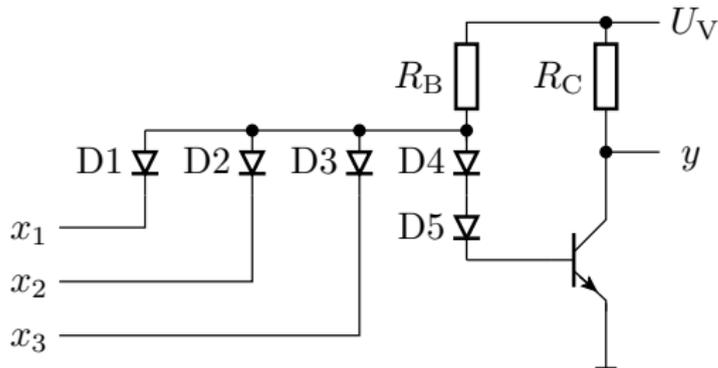
$$U_e = U_{BEF2} + U_{BEF} + 100 \Omega \cdot I_e \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)$$

**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:



$$U_V = 4,75 \dots 5,25 \text{ V}$$

$$R_B = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 1 \text{ k}\Omega$$

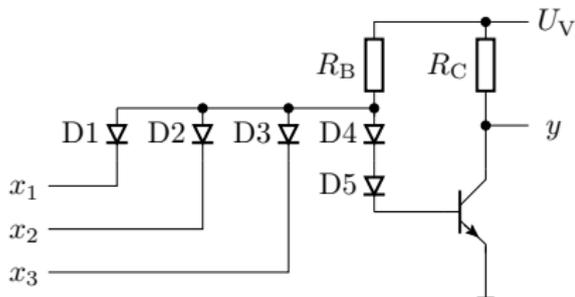
$$\beta = 100 \dots 250$$

$$U_F = 0,6 \dots 0,8 \text{ V}$$

$$U_{BEF} = 0,6 \dots 0,8 \text{ V}$$

$$U_{ECX} = 0,1 \dots 0,3 \text{ V}$$

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



$$U_V = 4,75 \dots 5,25 \text{ V}$$

$$R_B = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 100 \dots 250$$

$$U_F = 0,6 \dots 0,8 \text{ V}$$

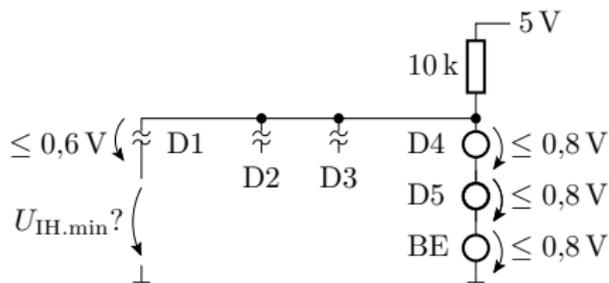
$$U_{BEF} = 0,6 \dots 0,8 \text{ V}$$

$$U_{ECX} = 0,1 \dots 0,3 \text{ V}$$

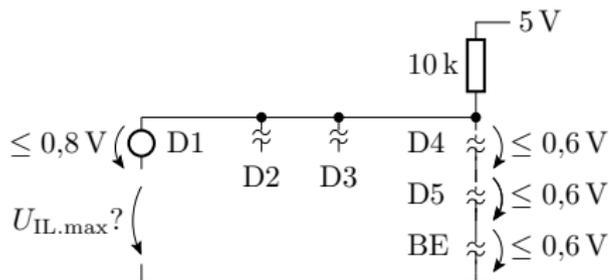
Strom  $I_B > 0$  verlangt für  $\mathbf{x}$ :  $x_1$   $x_2$   $x_3$  und bewirkt  $y =$

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

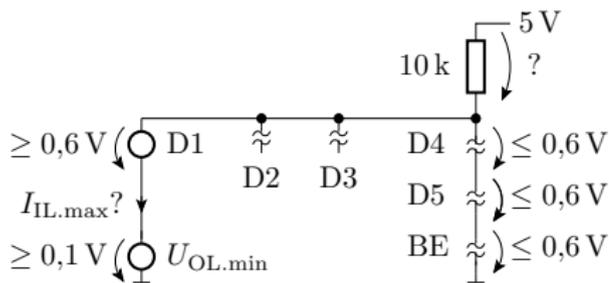
Logische Funktion:  $y =$   $x_1$   $x_2$   $x_3$



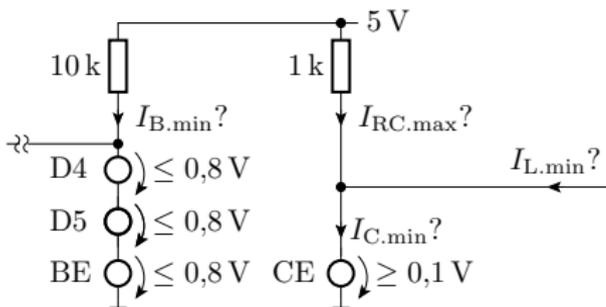
Min. Eingangspotential für  $x_i = 1$ :  $U_{IH.min} =$



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:  $N_{L.max} =$