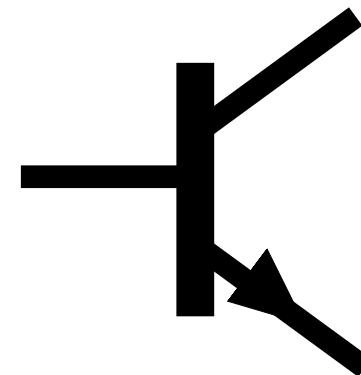


# Transistorschaltungen

Vortrag für die HAM RADIO 2025



Alle Rechte an diesen Präsentationsfolien:  
Dr. Andreas Krüger, DJ3EI, [dj3ei@famsik.de](mailto:dj3ei@famsik.de), 2025

Sie dürfen genutzt werden unter der Lizenz  
CC BY-SA 4.0 <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>



**Version 2025-06-27 10:20 UTC**

Wer diese Schrift:  
noch lesen kann,  
sitzt prima.

Fadenl	Signal	Zeit (ms)	Spannung (mV)
1	V(Uout)	753us	25.3mV

Die Folien stehen zur Verfügung unter  
<https://dj3ei.famsik.de/2025-Transistorschaltungen/>  
(abtippen oder QR-Code rechts nutzen).



**Bonusmaterial**

# Ankündigung

im Programm der HAM RADIO

**Es macht Spaß, Transistorschaltungen zu verstehen und sogar selbst entwerfen zu können. Dieser Grundlagenvortrag liefert das nötige Rüstzeug für einen Einstieg.**

Der Vortrag beginnt mit Diodenkennlinien. Anschließend geht es um das Verhalten und um grundsätzliche Kenngrößen von bipolaren Transistoren. Mit Hilfe dieser Kenngrößen analysieren wir die drei Grundsaltungen Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung; für konkrete Beispiele werden jeweils Eingangsimpedanz, Ausgangsimpedanz und Verstärkung berechnet.

Davon ausgehend werden einige übliche Teilschaltungen besprochen.

Insgesamt geht es um das Verhalten ausgewählter Schaltungen mit bipolaren Transistoren bei kleinen Signalen weit unterhalb der Begrenzung.

Was kommt **nicht**? Die zugrunde liegenden physikalischen Vorgänge in Halbleitern werden nicht besprochen, der FET auch nicht und auch nicht, wie sich Transistoren bei hohen Frequenzen verhalten.

27.06.25

# Selbstvorstellung des Autors

im Programm der HAM RADIO

Andreas (DJ3EI) ist Funkamateurl seit 2001 und ein neugieriger "Hansdampf auf vielen Gassen". Er genießt die Vielfalt in unserem schönen Hobby und fördert sie aktiv als Orgateammitglied des AfuBarcamps. Vom AJW-Dreiklang (Ausbildung, Jugendarbeit, Weiterbildung) hat er alle drei schon bespielt, aber seine größte Enthusiasmus gilt dem "W": Als passionierter "Erklärbar" macht es ihm Spaß, Grundlagenvorträge zu verschiedenen Themen auszuarbeiten und zu halten. Ansonsten trötet er im Fediverse zu Amateurfunk- und zu anderen Themen. Seine private Homepage (im ewigen Aufbau) ist <https://dj3ei.famsik.de/>.

# Menu

**Vorspeise:** Bücher, Spannungsteiler, Innenwiderstand

**Zwischengang:** Diodenmodell, Kleinsignalverhalten

**Hauptgang:** Transistormodell, Kollektorschaltung (mit vielen grundsätzlichen Erklärungen), Emitterschaltung, Basisschaltung

**Dessert:** Darlingtontransistor, Konstantstromquelle, Differenzverstärker, Ausblick: kompletter Audioverstärker

**Zutaten:** Mehr Zahlenbeispiele als Formeln, Übungsaufgaben, vertiefende Inhalte zum Mit-nach-Hause-nehmen, Simulationsergebnisse.

**Noch-nicht Zutat:** In dieser Version noch keine Alt-Texte für die meisten Graphiken.

# Unterstützung Übungsaufgaben

Wer DARC-Mitglied ist oder sonst einen Matrix-Account hat: Probleme mit den Übungsaufgaben und andere Fragen können im öffentlichen Matrix-Chat

[https://matrix.to/#/#transceiver\\_selbstbau:darc.de](https://matrix.to/#/#transceiver_selbstbau:darc.de)

besprochen werden.

Info zum Einstieg in Matrix für DARC-Mitglieder:

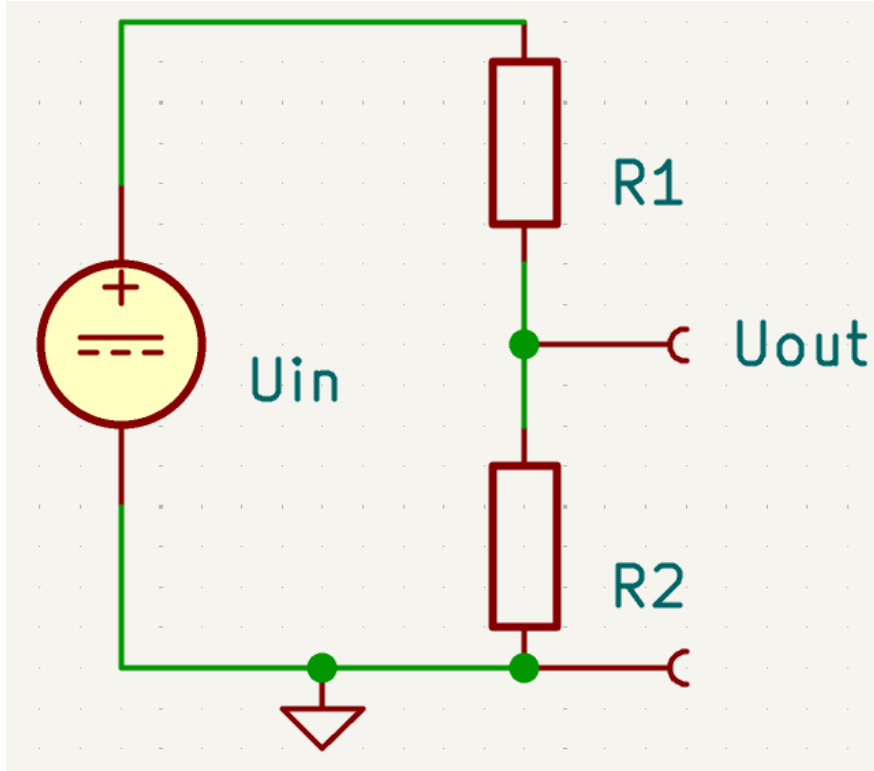
<https://hilfe.chat.darc.de/>

# Buchempfehlungen

- **„Experimental Methods in RF Design“** Wes Hayward W7ZOI, Rick Campbell KK7B, Bob Larkin W7PUA. ARRL, mehrere Ausgaben, z.B. ISBN 978-8-87259-9239-9. Für Leute, die Englisch können **Leider vergriffen! Empfehlung: Gebrauchtkauf.** Nach Kauf ist es vielleicht legal,  
<https://www.pdfdrive.com/experimental-methods-in-rf-design-radio-amateurs-library-e176257257.html> herunter zu laden; ich durchschaue das Urheberrecht nicht.
- **„Solid State Design for the Radio Amateur“** Wes Hayward W7ZOI, Doug DeMaw W1FB. ARRL. Schlanker Vorgänger von „Experimental Methods“ aus den 1970ern. Leider vergriffen! Nach Kauf ist es vielleicht legal,  
<https://archive.org/details/SolidStateDesignForTheRadioAmateur1986/> herunter zu laden.
- **U. Tietze, Ch. Schenk: „Halbleiter-Schaltungstechnik“** Springer-Verlag. Seit 50+ Jahren klassisches Lehrbuch an den Unis. Als Uni-Lehrbuch nicht so locker zu lesen wie die ARRL-Klassiker. Zum Ausprobieren problemlos über die Stadtbücherei-Fernleihe zu besorgen. Alte Ausgaben sind z.B. von Unibibliotheken billig zu kaufen, da habe ich meine Ausgabe 10 von 1993 mit 1026 Seiten her. Die aktuelle Ausgabe 16 von 2019 hat 1793 Seiten und kostet neu 110 €.

# Der Spannungsteiler

# Spannungsteiler



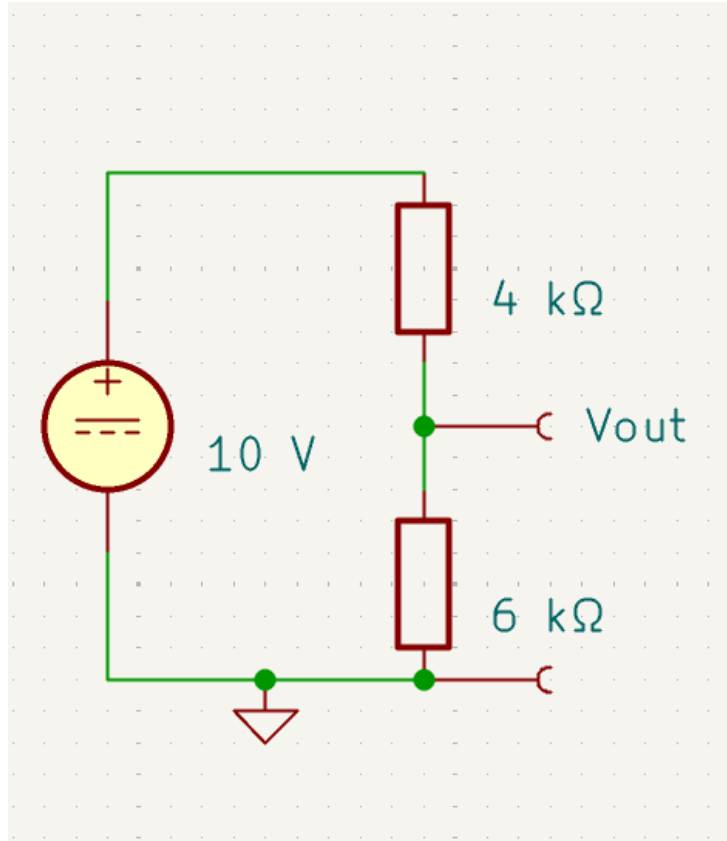
$$U_{out} = U_{in} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$$

Erklärung: Es fließt ein Strom von  $I = U_{in} / (R_1 + R_2)$ .

An  $R_2$  führt dieser zu einem Spannungsabfall von  $U_{out} = R_2 \cdot I = R_2 \cdot U_{in} / (R_1 + R_2)$



# Spannungsteiler



$$V_{\text{out}} = 10\text{V} \cdot 6\text{k}\Omega / (4\text{k}\Omega + 6\text{k}\Omega) \\ = 6\text{V}$$

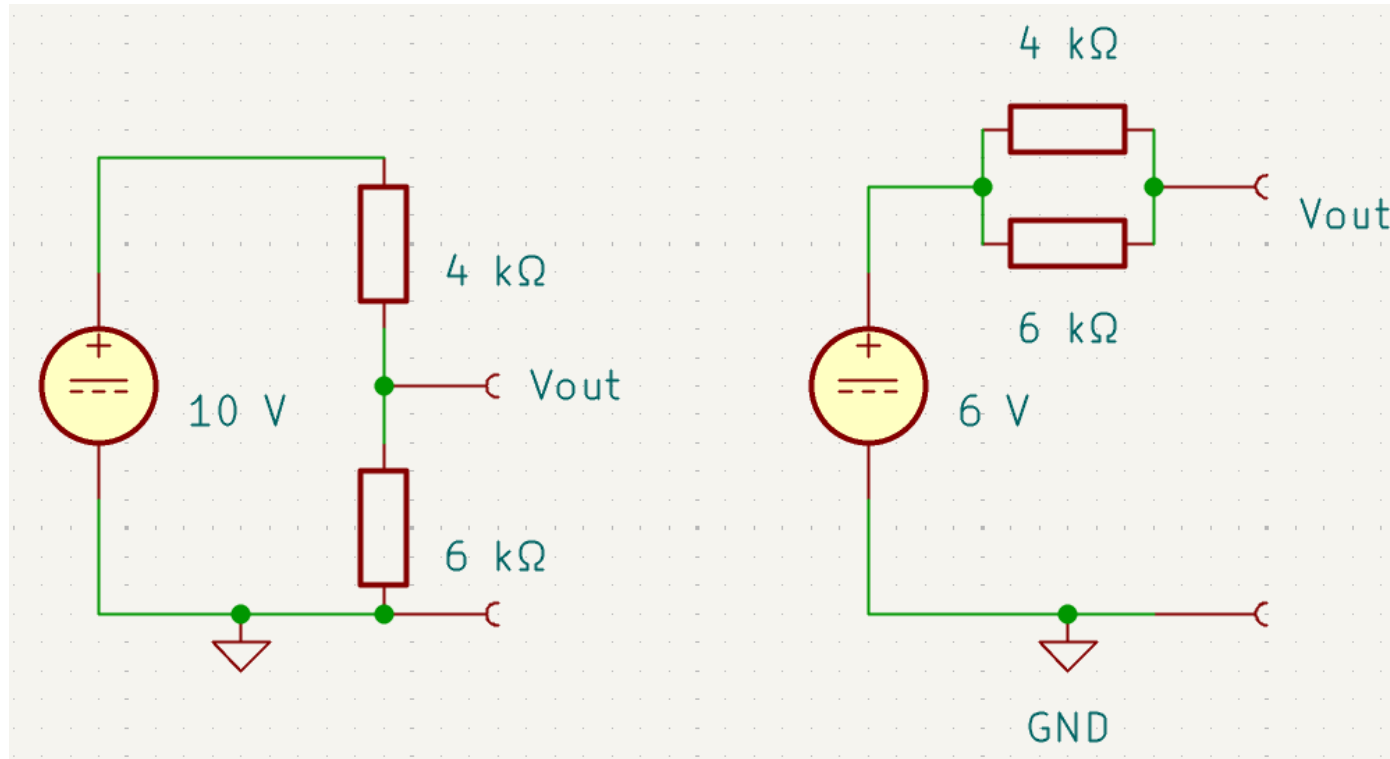
Denn:

$$\text{Strom } 10\text{V} / (4\text{k}\Omega + 6\text{k}\Omega) = 1\text{mA}$$

$$V_{\text{out}} = 6\text{k}\Omega \cdot 1\text{mA} = 6\text{V}$$

# Ersatzschaltbild

die beiden verhalten sich (nach außen) gleich!



$$\begin{aligned} 4\text{k}\Omega \parallel 6\text{k}\Omega &= \\ 4 \cdot 6 / (4+6) \text{ k}\Omega &= \\ 2,4\text{k}\Omega \end{aligned}$$

# Spannungsteiler

Ein Spannungsteiler aus Widerständen  $R_1$  und  $R_2$ ,  
der mit einer Spannung  $U_{\text{in}}$  gespeist wird,  
verhält sich nach außen genauso wie  
eine Spannungsquelle mit Leerlaufspannung

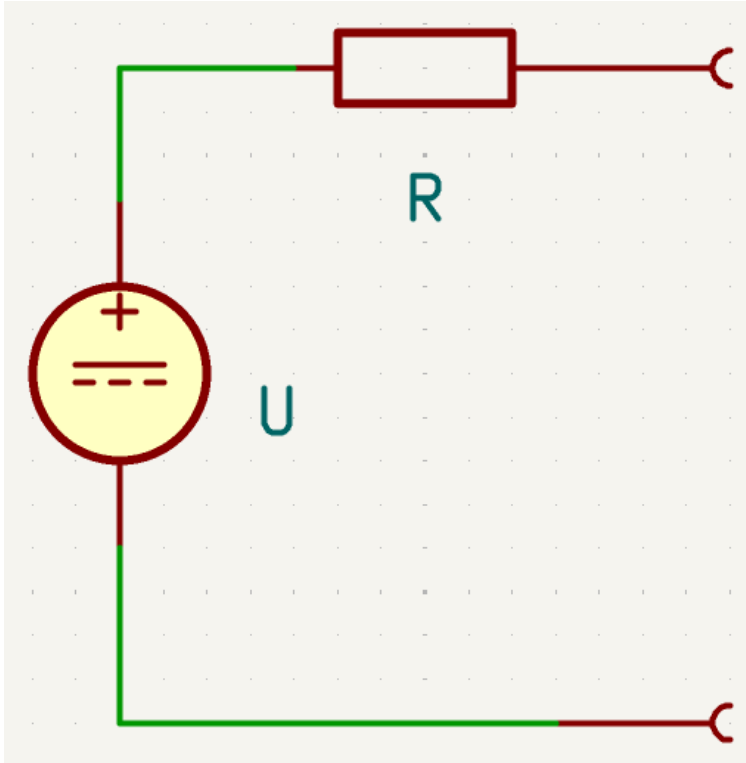
$$U_{\text{in}} R_2 / (R_1 + R_2)$$

und Innenwiderstand

$$R_1 \parallel R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2).$$

# Spannungsquelle mit Innenwiderstand

# Ziemlich universelles Modell

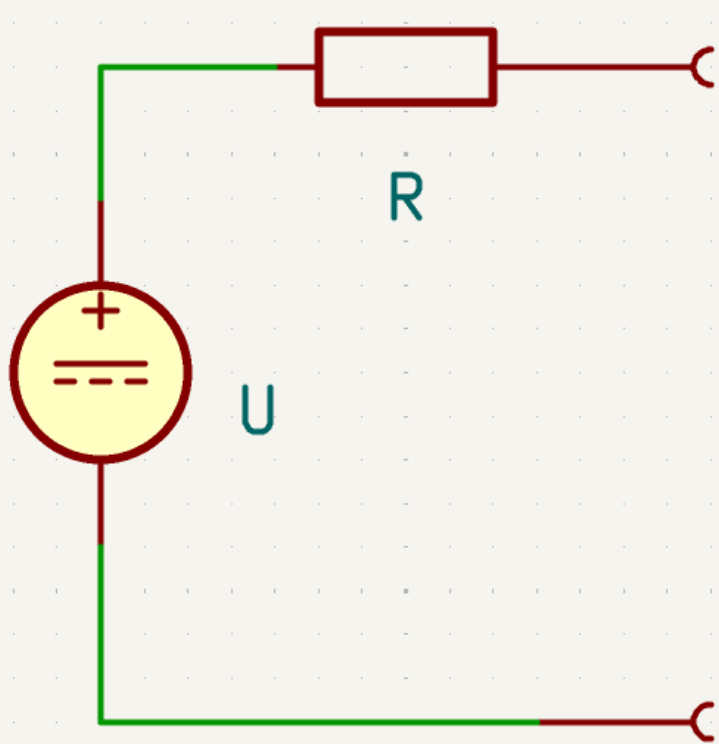


Eine Signalquelle (Gleichstrom oder Wechselstrom) lässt sich fast immer sinnvoll als ideale Spannungsquelle mit Spannung  $U$  in Serie mit einem Widerstand  $R$  darstellen.

$U$  heißt Leerlaufspannung  
 $R$  heißt Innenwiderstand

Es ist oft nützlich,  
über die Innenwiderstände  
von Signalquellen nachzudenken.

# Spannungsquelle, Stromquelle



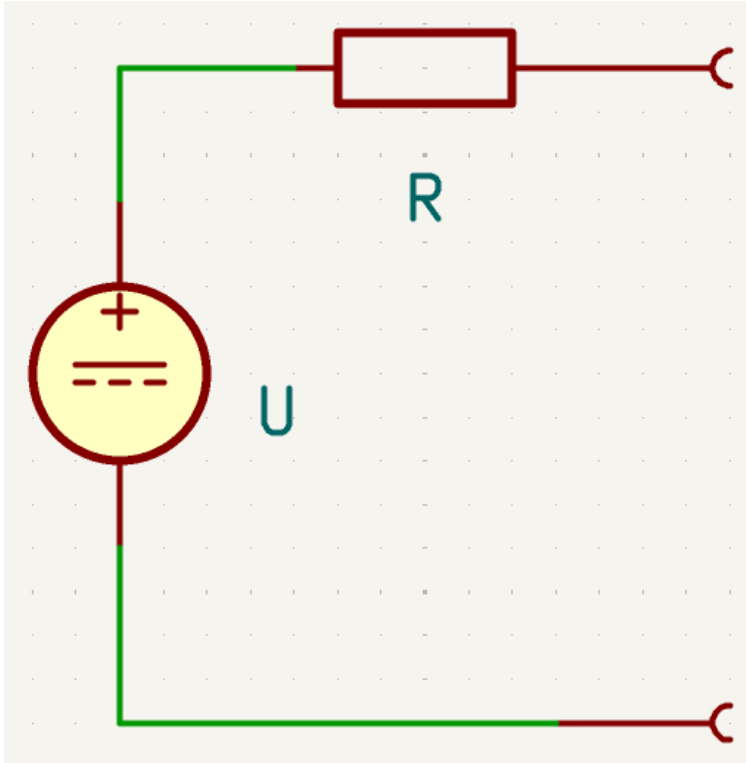
Wenn  $R$  sehr klein ist (z.B.  $R = 0,01\Omega$ ),  
wird das Ding „Spannungsquelle“ genannt.

Denn wenn normale (deutlich größere)  
Lastwiderstände angeschlossen werden,  
ist die Klemmspannung fast genau gleich  $U$ .

Wenn  $U$  und  $R$  beide sehr groß sind  
(z.B.  $U = 1\text{kV}$ ,  $R = 1\text{M}\Omega$ ),  
wird das Ding „Stromquelle“ genannt.

Denn wenn normale (deutlich kleinere)  
Lastwiderstände angeschlossen werden,  
fließt ein Strom, der fast genau gleich  $U / R$  ist.

# Leistungsanpassung

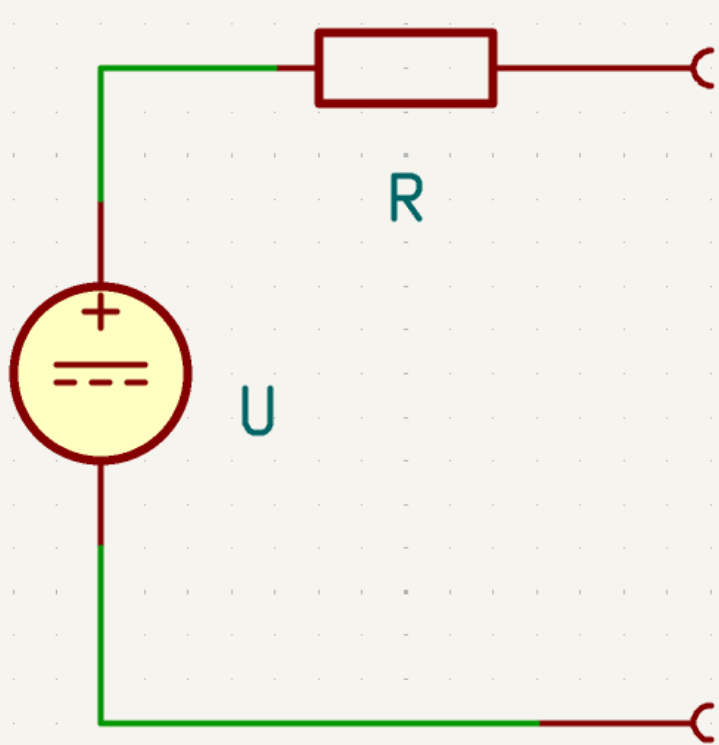


Dieses Gebilde gibt maximale Leistung ab, wenn außen ein Lastwiderstand genauso groß ist wie  $R$  angeschlossen ist.

*Bei komplexem Innenwiderstand  $Z$  außen den konjugierten Lastwiderstand  $\bar{Z}$  anschließen.*

Labor-Signalquellen für Messzwecke haben oft  $50\Omega$  Innenwiderstand, sind für  $50\Omega$  Last entwickelt und halten beliebige Lasten aus (von Kurzschluss bis offen).

# Leistungsanpassung: Nicht bei PAs



PAs haben oft niedrigere Innenwiderstände als die vorgesehenen Lastwiderstände, für die sie entwickelt wurden.

Eine NF-PA für  $8\Omega$  Lautsprecher mag z.B. einen Innenwiderstand von  $100\text{m}\Omega$  aufweisen.

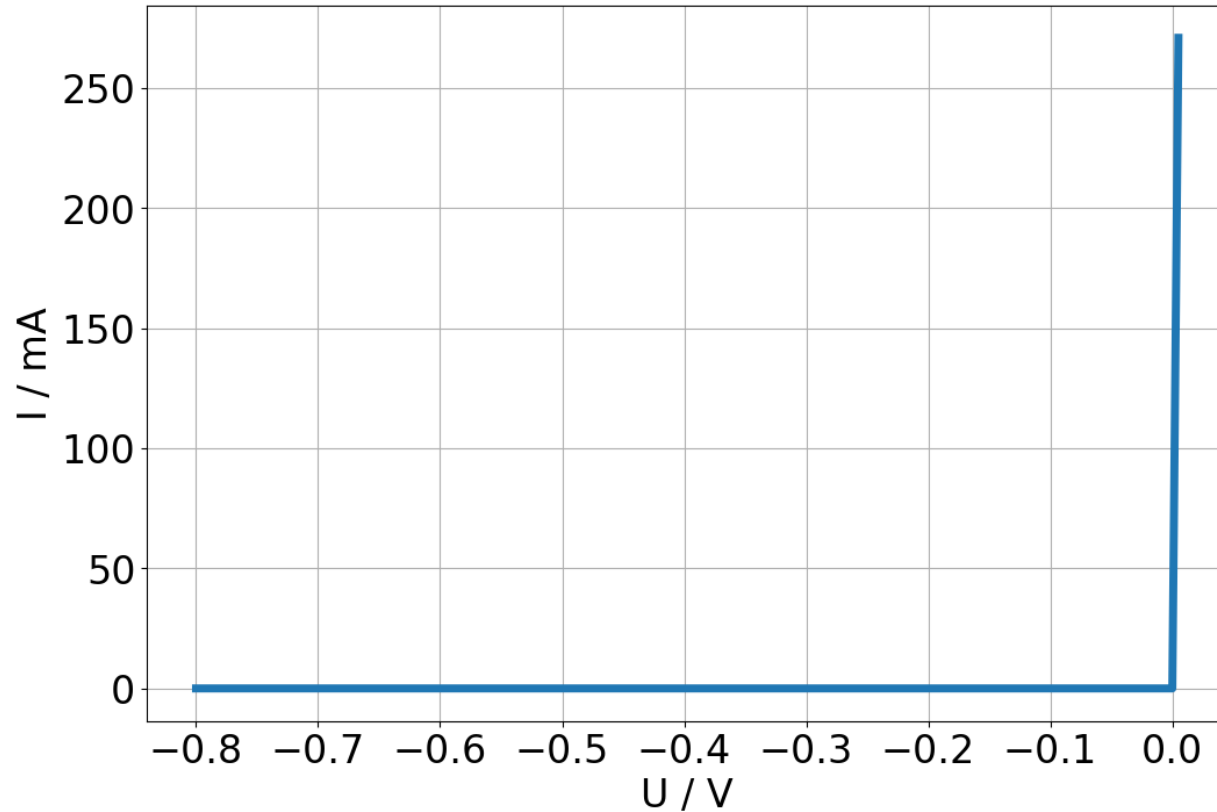
Wird sie an eine  $100\text{m}\Omega$  Last angeschlossen, steigt kurzfristig die Ausgangsleistung, aber die PA ist damit überlastet.

HF-PAs und Sender sind meist für  $50\Omega$ -Lasten entwickelt. **Das sagt nichts über ihren Innenwiderstand aus.** Die wenigen mir bekannten Messergebnisse deuten auf niedrige Innenwiderstände, wenn auch nicht so niedrig wie bei stark gegengekoppelten NF-PAs.



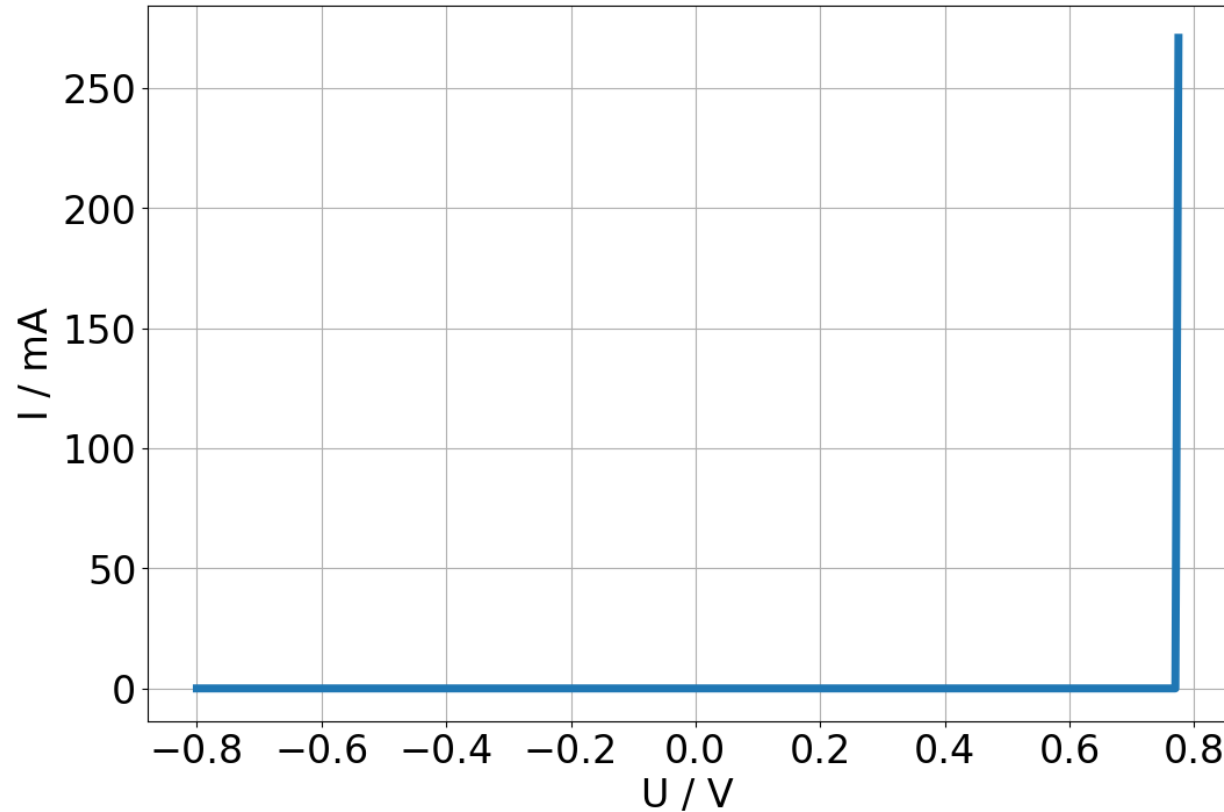
# Die Diode

# Ideale Diode



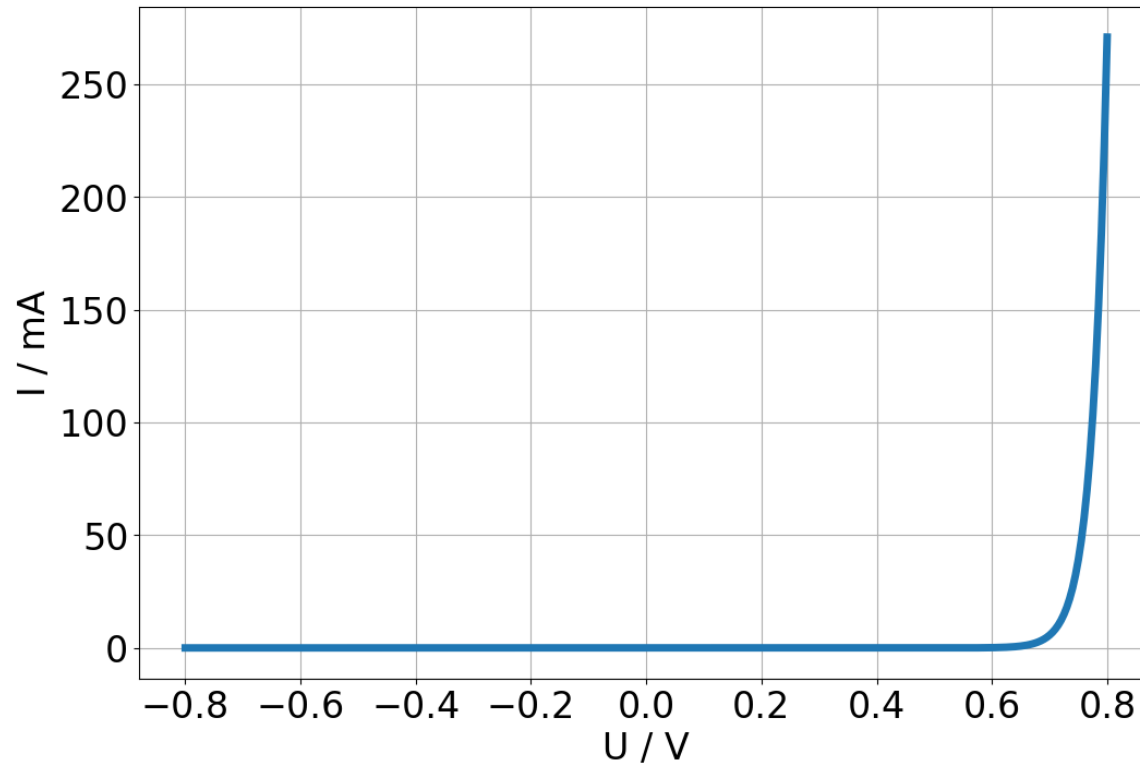
Die senkrechte Linie bedeutet: Der tatsächlich fließende Strom wird nicht von der Diode bestimmt, sondern von sonstiger Beschaltung.

# Ideale Diode mit Schwellspannung



Nützliches Denkmodell,  
oft ausreichend.

# Realistischere exponentielle Diodenkennlinie



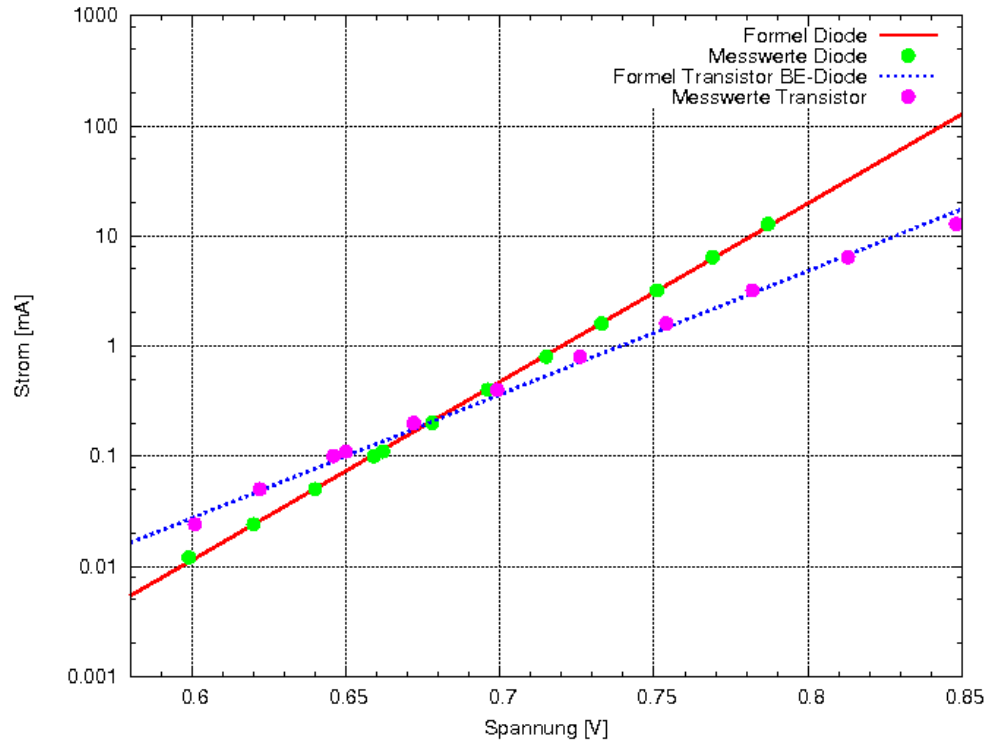
Oberhalb von 0 V:

Der Strom verdoppelt sich,  
wenn die Spannung  
um etwa 18mV steigt.

Tatsächliche Messungen  
vom 25.10.2010:

- Si-Diode 19mV
- BE-Diode Transistor 27mV
- LED 42mV

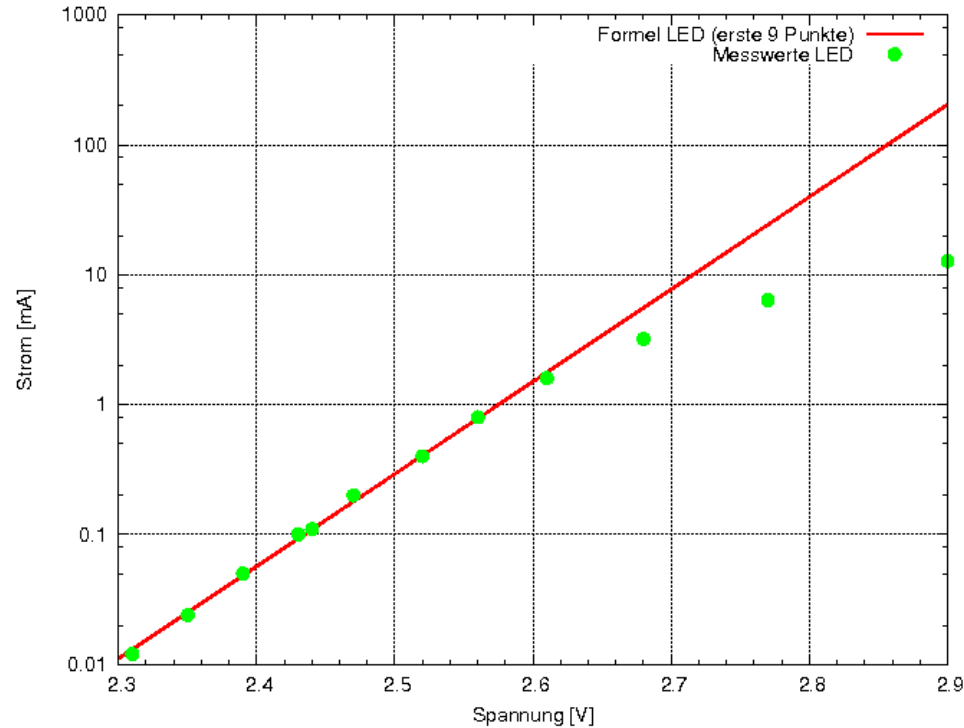
# Messungen 25.10.2010



Silizium-Diode,  
 $U_T = 27\text{mV}$

BE-Diode NPN  
Feldwaidwiesentransistor  
 $U_T = 39\text{mV}$

# Messungen 25.10.2010



LED

$U_T = 61\text{mV}$

im Strombereich bis 1mA

# Diodenformel

Für Interessierte, zum Nachschlagen:

$$I = I_s (\exp(U/(mU_T)) - 1)$$

wobei  $U_T = kT/q$

$\exp(x) = e^x$   
nur andere Schreibweise

m diodenabhängiger Faktor, etwa 1, normalerweise  $< 2$ ,  
bei BE-Dioden von Transistoren laut Tietze-Schenk nahe 1.

- k Boltzmann-Konstante,  $1,380649e-23$  Ws / K
- q Ladung eines Elektrons,  $1,602176634e-19$  As
- T absolute Temperatur (in Kelvin)  
(oft wird 300 K angesetzt, das entspricht 26,85 °C)
- $I_s$  „Sättigungsstrom“, z.B.  $10^{-14}$  A,  
abhängig vom Diodentyp (Halbleitermaterial),  
außerdem stark temperaturabhängig.

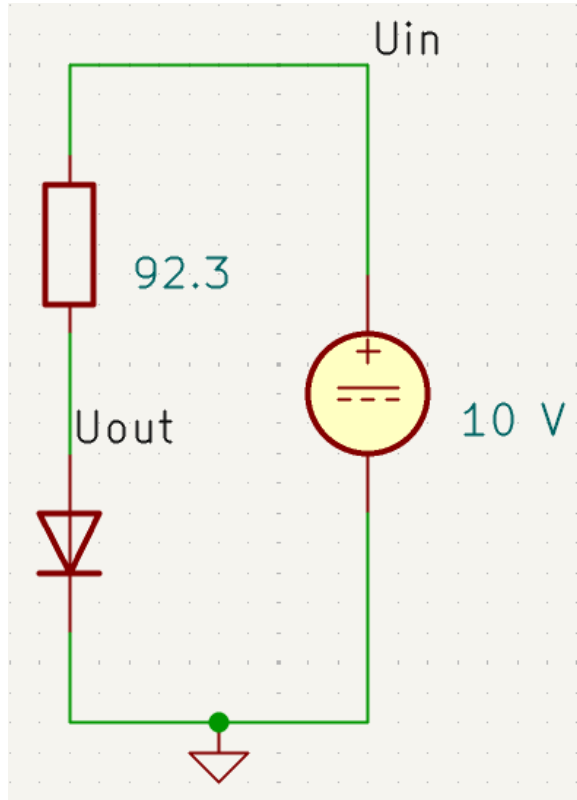
Bei  $T = 300$  K ist  
 $U_T = 26$  mV,  
bei Zimmertemperatur  
etwa 25,5 mV.

# Was noch berücksichtigt werden *könnte* (wird aber in diesem Vortrag nicht)

- Abhängigkeit von der Temperatur
- Durchbruch bei zu hoher Spannung in Sperrrichtung
- Verhalten von Dioden (und Transistoren) bei hohen Frequenzen
- Ohm'scher Widerstand der Anschlussdrähte
- Kapazität der Diode in Sperrrichtung
- Induktivität der Anschlussdrähte
- zeitlicher Verlauf beim Umschalten  
Sperren  $\rightleftharpoons$  Leiten



# Beispiel



Diode und Widerstand von  $92,3\Omega$  in Reihe werden von  $U_{in} = 10V$  Gleichspannung gespeist.

Es fließt ein Strom von  $100mA$ .

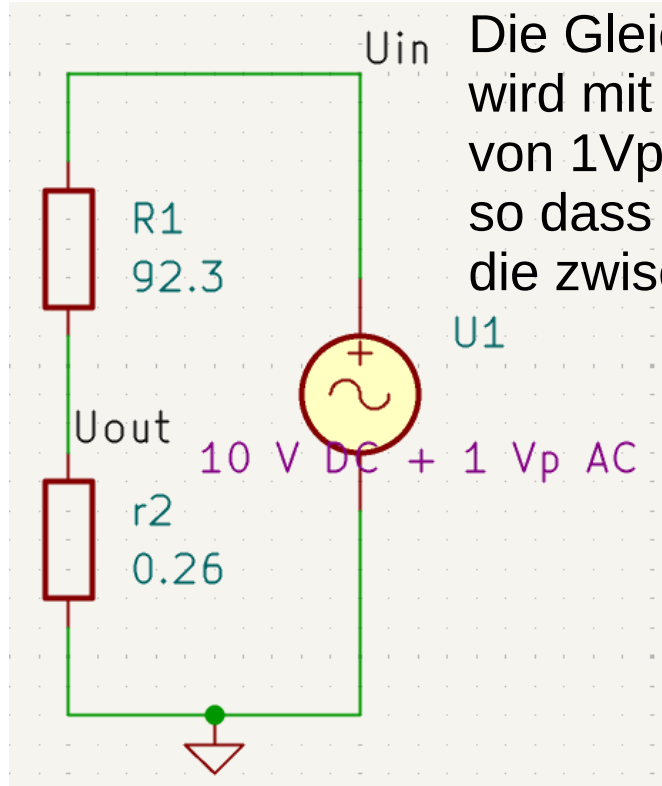
An der Diode fällt eine Spannung von  $U_{out} = 0,77V$  ab.

Die restlichen  $9,23V$  fallen über dem Widerstand von  $92,3\Omega$  ab.

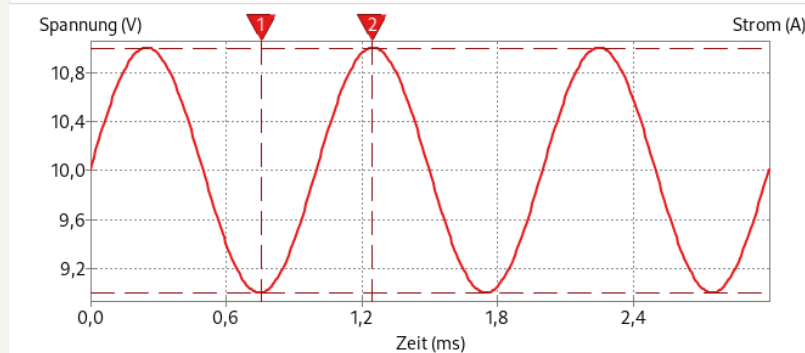
# Kleinsignalbetrachtungen

# Überlagerung

## Gleichspannung + Wechselspannung



Die Gleichspannung von 10V wird mit einer zusätzlichen Wechselspannung von  $1V_p = 2V_{pp}$  überlagert, so dass eine Gesamtspannung entsteht, die zwischen 9 und 11V schwingt.



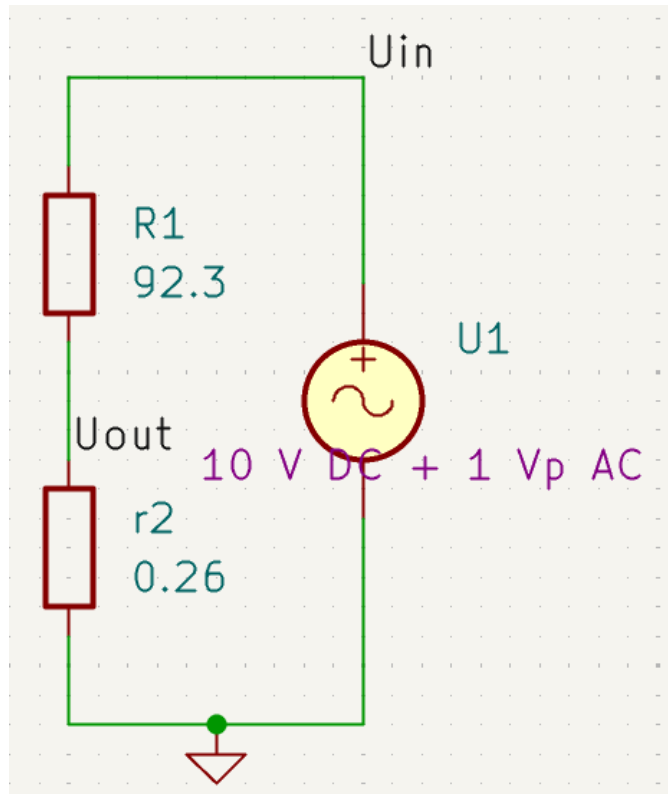
Signal	!lotteFarbe	Zeiger 1	Zeiger 2
V/(U <sub>in</sub> )	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
V/(U <sub>out</sub> )	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
I/(R1)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Fadenl	Signal	Zeit (ms)	Spannung (V)
1	V/(U <sub>in</sub> )	758us	9.00V
2	V/(U <sub>in</sub> )	1.24ms	11.0V
Diff	V/(U <sub>in</sub> )[2 - 1]	484us	2.00V

# Überlagerung

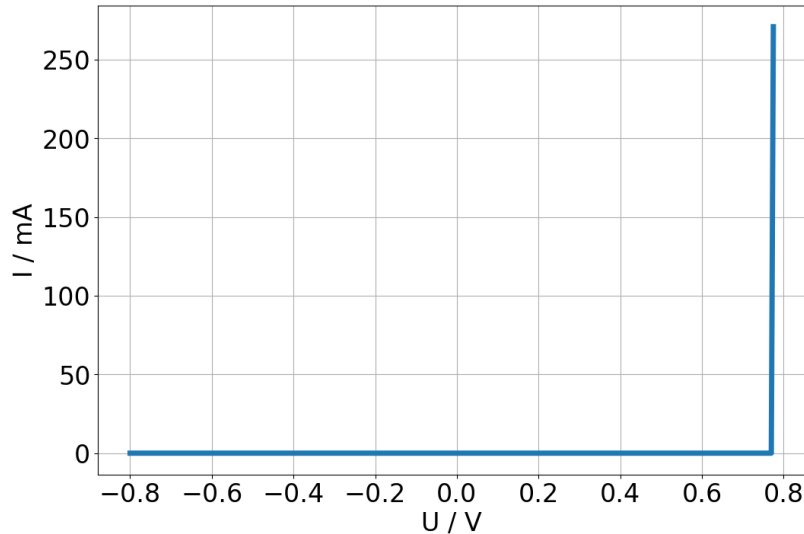
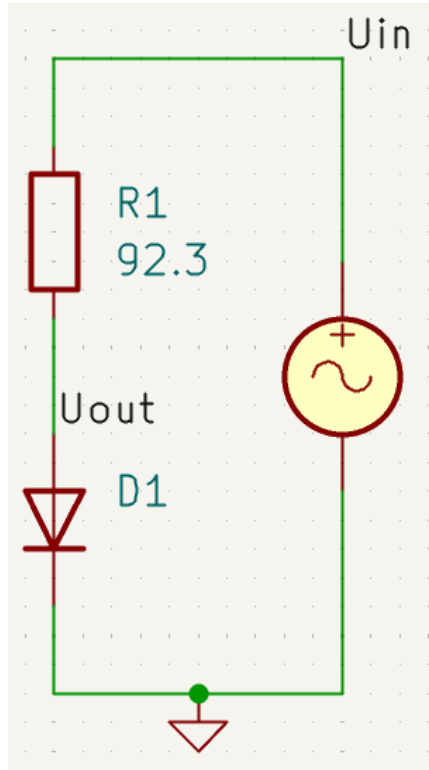
## Gleichspannung + Wechselspannung



Durch die Wechselspannung entsteht ein variierender Stromfluss um die 100 mA herum.

Welche Spannungsänderung ruft der in der Diode hervor?

# Grundsätzliche Überlegung

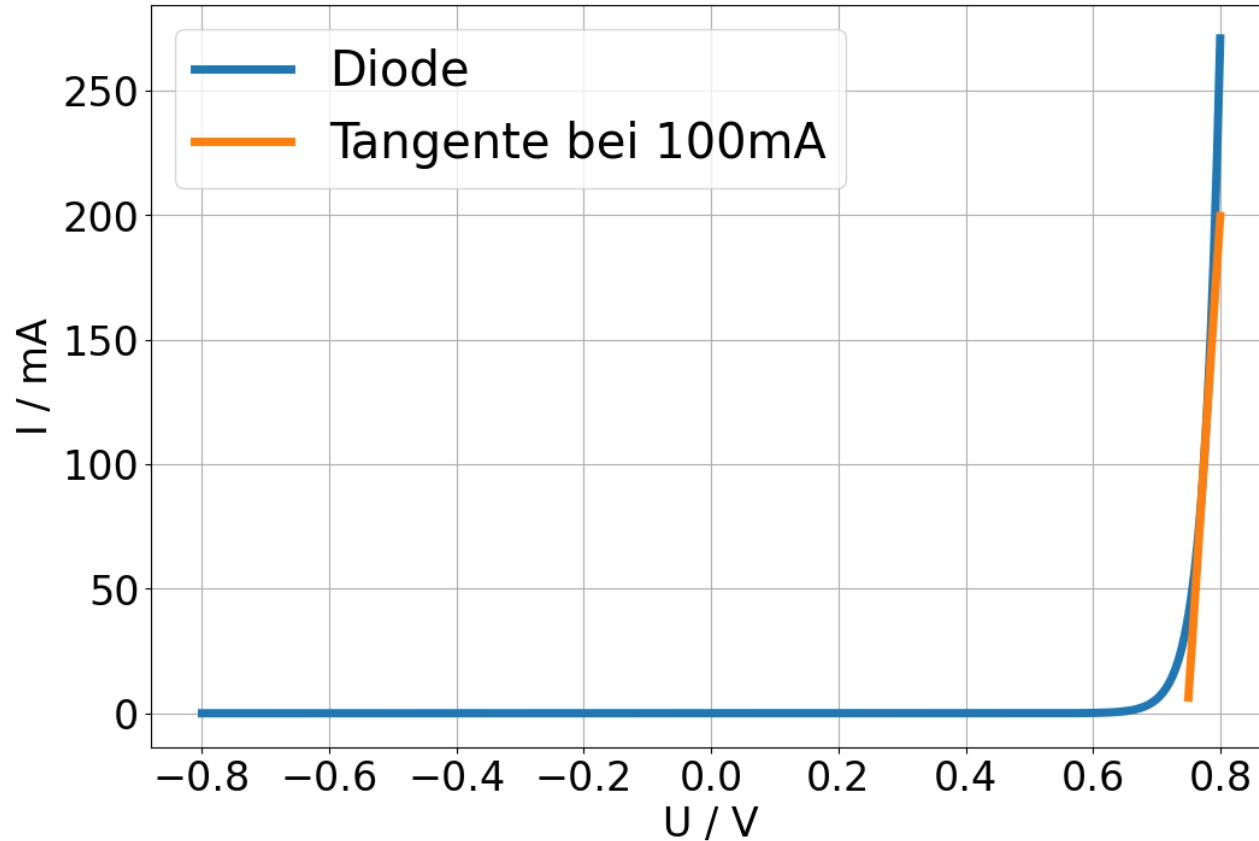


Das grobe Diodenmodell mit senkrechter Kennlinie prognostiziert, dass aus der Stromänderung **keine** Spannungsänderung resultiert.

$U_{out}$  bliebe dann ohne Wechselspannungskomponente.

Komplett „ohne“ ist unrealistisch. Aber wir nehmen mit, dass  $U_{out}$  wohl nur eine kleine Wechselspannungskomponente haben wird.

# Spannungsänderung?



Eine Diode mit Ruhestrom  $I$  verhält sie sich gegenüber kleinen Änderungen wie ein Widerstand von

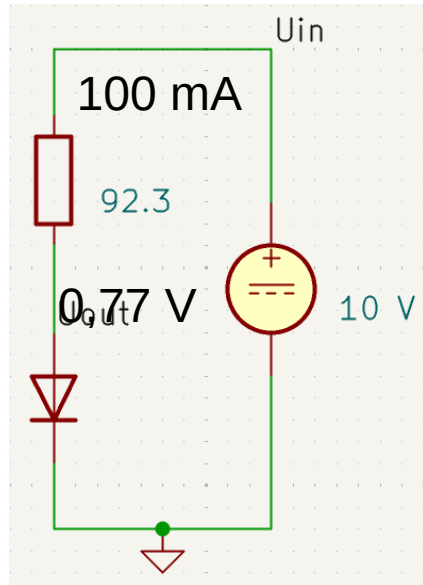
$$r = 26\text{mV} / I$$

Hier also:

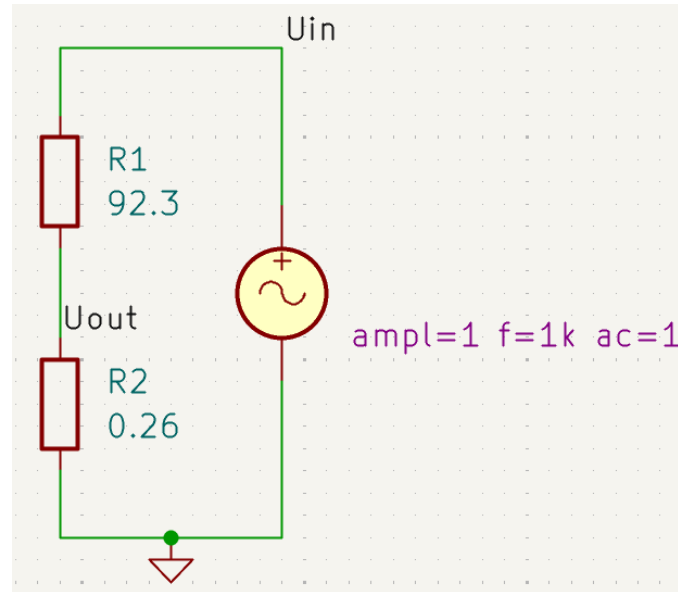
$$\begin{aligned} r &= 26\text{mV} / 100\text{mA} \\ &= 0,26\Omega \end{aligned}$$

# Kleinsignal-Ersatzbild

Ruhestromanalyse  
mit Diodenformel



Kleinsignalanalyse  
mit Kleinsignal-Äquivalenz-Widerstand  $r$

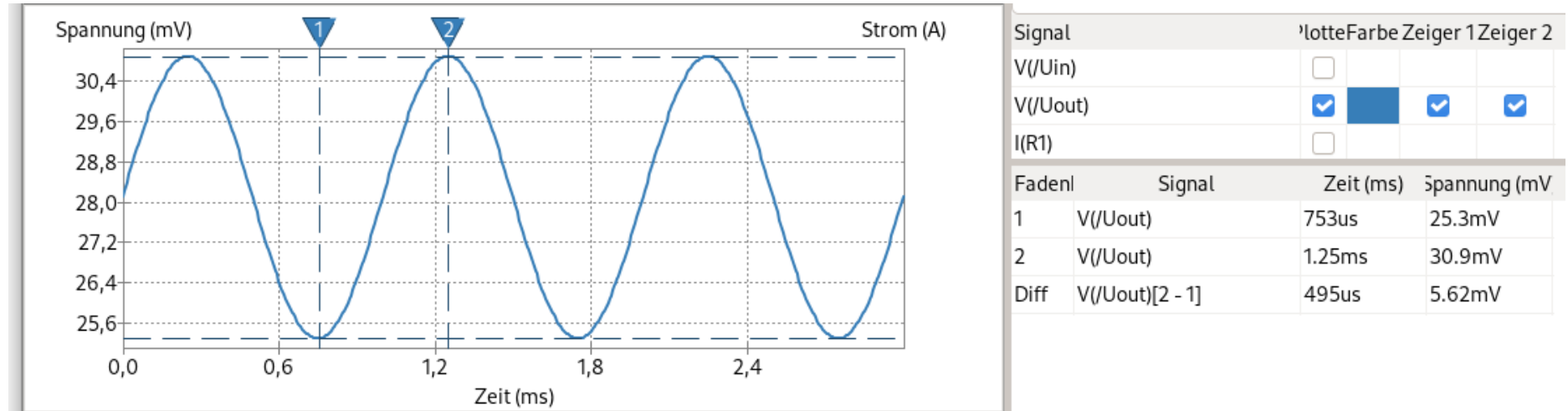


$$\begin{aligned}
 U_{out} &\sim \\
 &= 2V_{pp} \cdot r / (R_1 + r) \\
 &= 5,6mV_{pp}
 \end{aligned}$$

# KiCAD-Simulation

(eine Spice-Variante)

## hat das auch raus:





# Kochrezept

- Ruhestrom  $I$  abschätzen  
(oft ist die Näherung „ideale Diode mit Schwellspannung“ genau genug)
- $r = 26\text{mV} / I$  ausrechnen

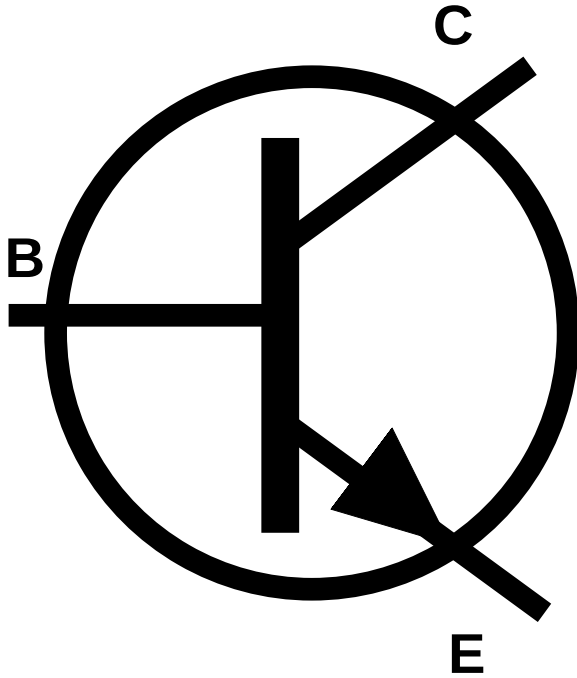
Dieser Wert  $r$  ist  
die Impedanz der Diode für *Spannungsänderungen*  
und kann **in diesem Sinne** zum Beispiel  
in Spannungsteiler-Rechnungen benutzt werden.

# Wieso ausgerechnet 26mV?

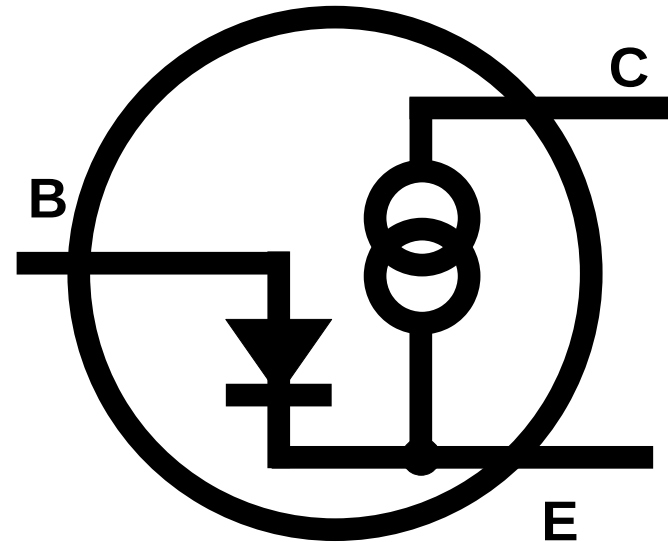
- $U_T = 26\text{mV}$  ist die Spannungsänderung, bei der sich der Strom ver-e-facht
  - die Zahl ist temperaturabhängig
  - stimmt für  $300\text{ K} = 26,85^\circ\text{C}$
- Dabei ist  $e$  die Euler-Zahl,  $e = 2,71828\dots$
- Wer Differentialrechnung kennt, kann aus der Diodenformel den Zusammenhang  $r = 26\text{mV} / I$  relativ leicht herleiten.

# Der bipolare Transistor

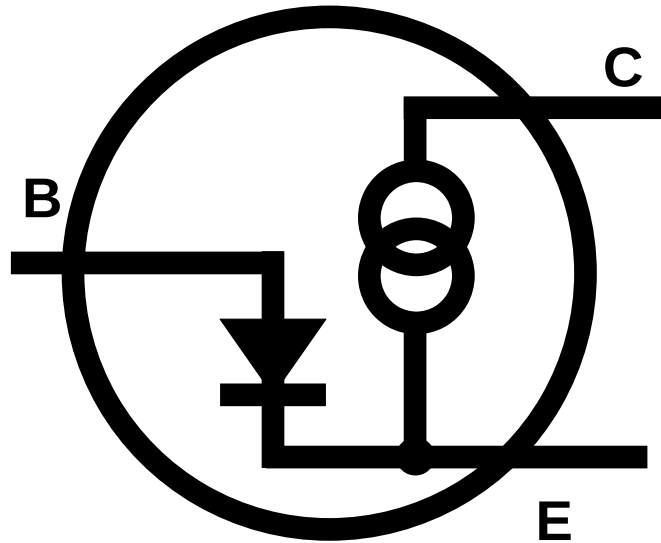
# Transistormodell



$\hat{=}$

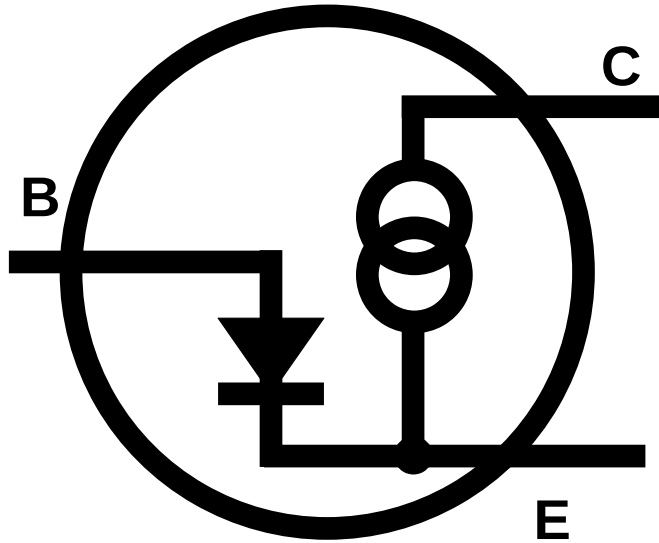


# Transistormodell erklärt



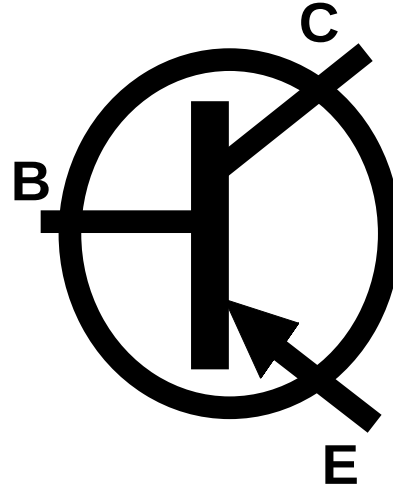
- Zwischen B und E eine Diode
- Zwischen C und E eine Konstantstromquelle
- Der Strom durch diese Konstantstromquelle ist  $\beta$ -mal so viel wie der durch die Diode
- $\beta$  meist im Bereich 30 bis 800

# Grenzen des Modells



- Die BE-Diode verträgt keine hohen Sperrspannungen (ab 5 V wird es kritisch)
- Die Konstantstromquelle benötigt z.B.  $U_{CE} > 1V$
- $\beta$  ist streng genommen kollektorstromabhängig
- Die folgenden Überlegungen funktionieren bei relativ niedrigen Frequenzen ( $f \ll f_T / \beta$ )

# völlig analog für PNP-Transistoren



- Die BE-Diode umdrehen
- Die Spannungsrichtung umdrehen, C an Minus

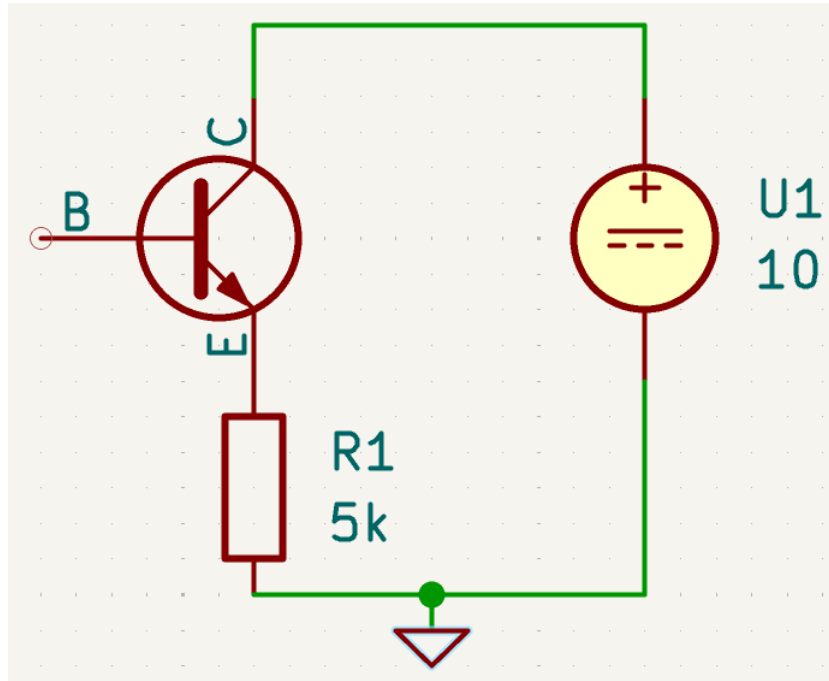
# Transistormodell (Si-Transistoren)

- Die BE-Diode braucht wie jede Diode ca.  $U_{BE} = 0,7V$
- und hat einen Kleinsignalwiderstand bei  $r = 26mV/I_B$
- Der Kollektorstrom  $I_C$  beträgt das  $\beta$ -fache des Basisstroms ( $\beta$  ist ungefähr konstant)
- sofern die Kollektorspannung  $U_C$  hoch genug ist.  
Bei etwa  $0 < U_C < U_B$  befindet sich der Transistor in der „Sättigung“ und verhält sich anders, ungefähr wie ein kleiner Widerstand.
- $I_E = I_B + I_C$



# Die Kollektorschaltung (der Emitterfolger)

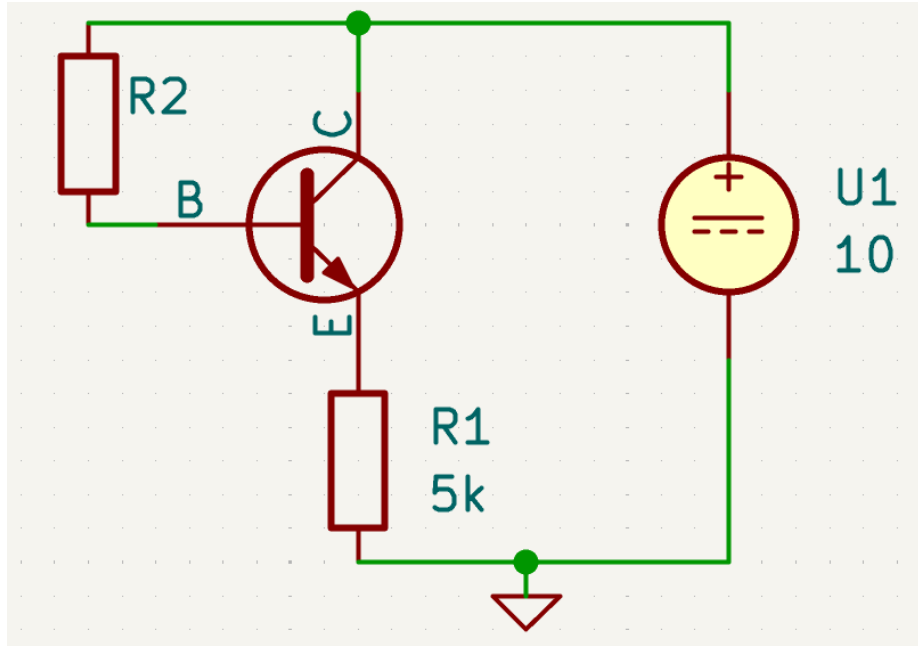
# Die Idee



- Betriebsspannung 10V
- Klug:  $U_E$  ungefähr 5V, gibt Platz für große Signale
- Sagen wir mal,  $I_E = 1\text{mA}$ ,
- dann  $R_1 = 5\text{k}\Omega$

Wie die Basis  
mit 5,7V versorgen?

# Individuelles Basteln



z.B. Datenblatt 2N3904:  
 **$\beta$  irgendwas zwischen 70 und 300.**

Beim Basteln kann ich  $\beta$  des konkreten, einzelnen Transistors messen und  $R_2$  passend dimensionieren.

$$I_B = 1\text{mA} / (\beta + 1)$$

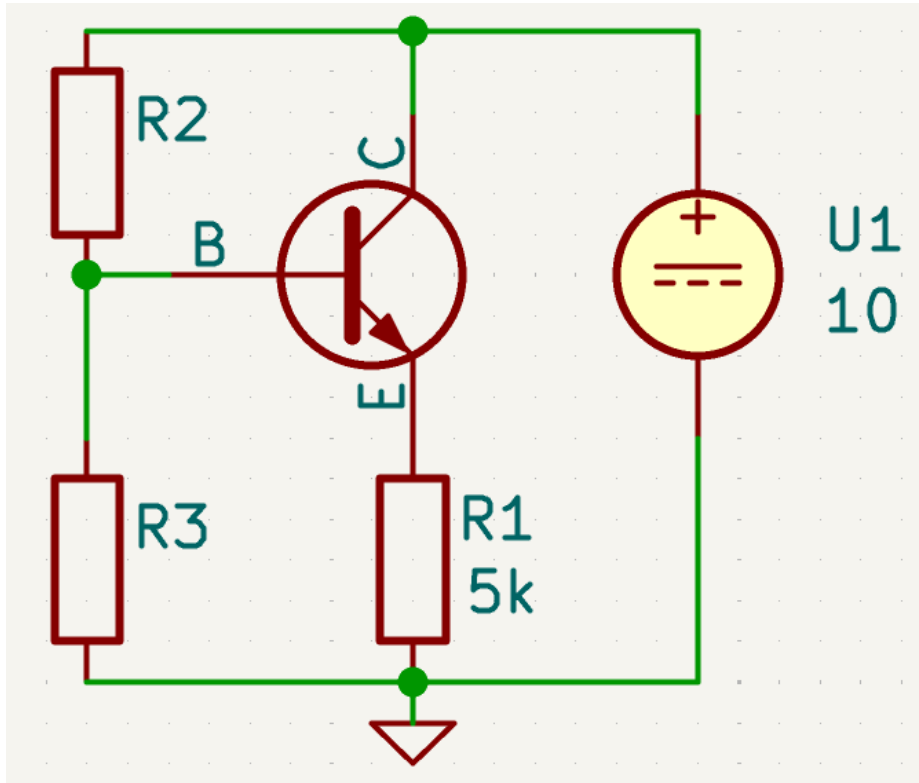
$$R_2 = 4,3\text{V} / I_B$$

z.B. bei  $\beta = 100$ :

$$R_2 = 434\text{k}\Omega$$

$$I_B = 1\text{ mA} / (\beta + 1) \text{ wegen } I_E = I_C + I_B$$

# Nachbausicher



$$I_E = 1\text{mA}$$

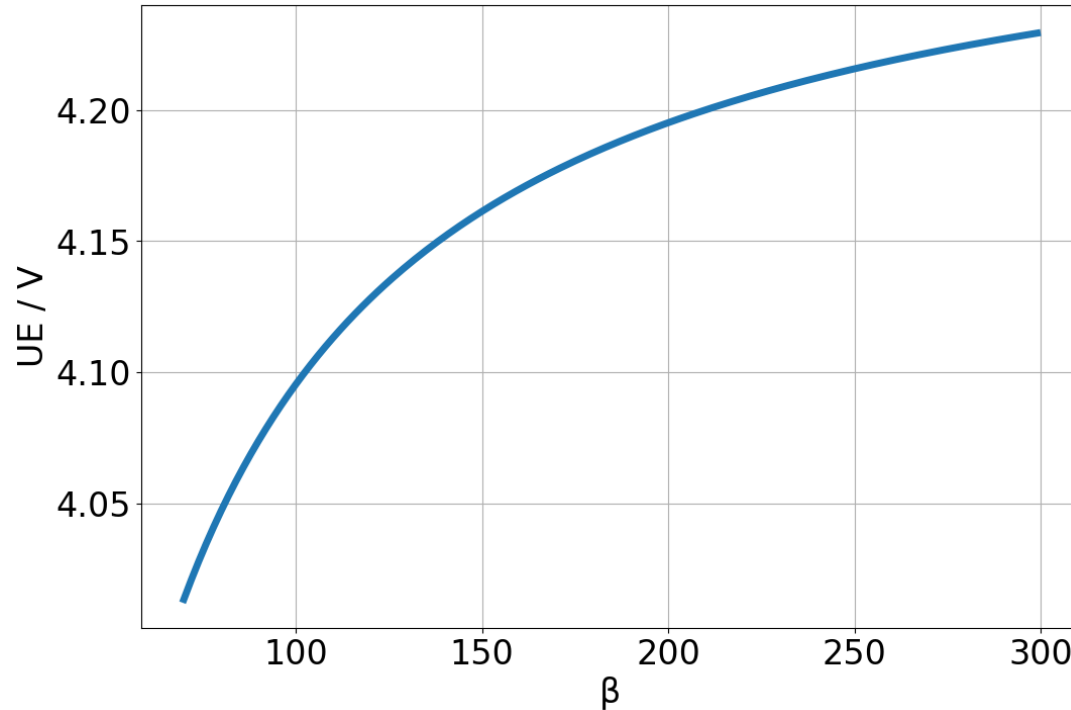
$$I_B \leq 1\text{mA} / 70 \approx 14\mu\text{A}$$

Faustregel:

Durch R2 und R3 den fünffachen Strom fließen lassen oder mehr, also ab  $70\mu\text{A}$ .

Zum Beispiel  $R_2 = R_3 = 50\text{ k}\Omega$ , dann fließen  $100\mu\text{A}$ .

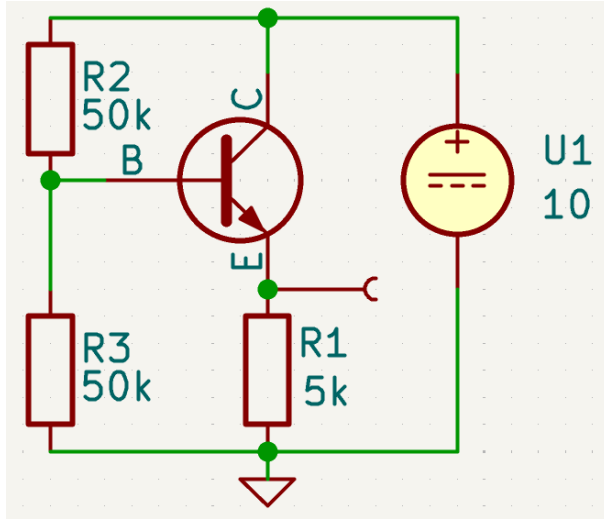
# $R_2$ und $R_3$ machen $U_E$ ausreichend stabil



$U_E$  zwischen 4V und 4,25V, für  $\beta$  zwischen 70 und 300

# Ausgangswiderstand?

gegenüber kleinen Änderungen



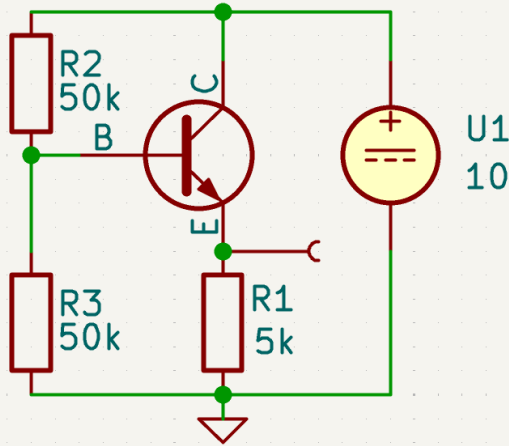
Wir zapfen am Emitter zusätzliche  $\Delta I_E$  (z.B.  $\Delta I_E = 100\mu A$ ) ab.  
Welche Spannungsänderung ergibt sich?

Ein Teil der Antwort:  
Der Kleinsignal-Innenwiderstand eines  
Emitterfolgers **bei stabiler Basisspannung**  
beträgt  $r = (\Delta U_{BE} / \Delta I_E) \parallel R_1 = 26 \text{ mV} / I_E \parallel R_1$   
Ich schreibe „ $\parallel$ “ für Parallelschaltung.

Bonusmaterial

# Ausgangswiderstand?

gegenüber kleinen Änderungen, **unter Vernachlässigung des Emitterwiderstands  $R_1$**



Wir zapfen am Emitter zusätzliche  $\Delta I_E$  (z.B.  $\Delta I_E = 100 \mu A$ ) ab.  
Welche Spannungsänderung ergibt sich?

Dafür braucht die Basis eine zusätzlicher Strom  
 $\Delta I_B = 100 \mu A / (\beta + 1)$  (z.B.  $\Delta I_B = 1 \mu A$ ),  
der Rest kommt über den  $I_C$ .

Die BE-Diode benötigt ein zusätzliche Spannung  
 $\Delta U_{BE} = r_{BE} \Delta I_B$  wobei (Diodenformel!)

$$r_{BE} = 26 \text{ mV} / I_B = 26 \text{ mV} / (I_E / (\beta + 1)).$$

$$\text{Also } \Delta U_{BE} = r_{BE} \Delta I_B = 26 \text{ mV} / (I_E / (\beta + 1)) \Delta I_E / (\beta + 1)$$

$$\text{Also } \Delta U_{BE} = 26 \text{ mV} / I_E \Delta I_E$$

Der Kleinsignal-Innenwiderstand eines Emitterfolgers

unter Vernachlässigung des Emitterwiderstands  $R_1$

bei stabiler Basisspannung beträgt  $r = \Delta U_{BE} / \Delta I_E = 26 \text{ mV} / I_E$

# Hier ist $U_B$ aber nicht stabil!

Der Innenwiderstand des Spannungsteilers an der Basis ist

$$50\text{k}\Omega \parallel 50\text{k}\Omega = 25\text{k}\Omega.$$

Damit erzeugt  $\Delta I_B = \Delta I_E / (\beta + 1)$  eine Basisspannungsänderung

$$\Delta U_B = 25\text{k}\Omega \cdot \Delta I_B = 25\text{k}\Omega \cdot \Delta I_E / (\beta + 1) = 25\text{k}\Omega / (\beta + 1) \cdot \Delta I_E$$

Ausgangsimpedanz unseres Emitterfolgers insgesamt:

$$r_E = (25\text{k}\Omega / (\beta + 1) + 26\text{mV} / I_E) \parallel 5\text{k}\Omega$$

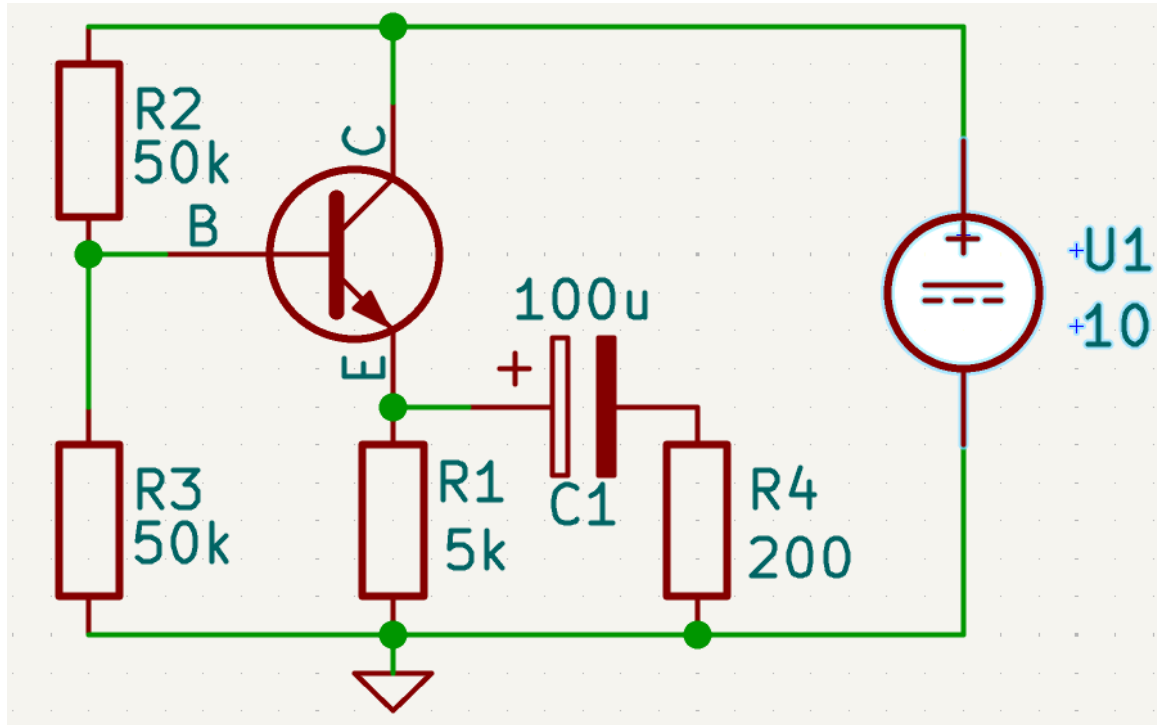
$$\text{bei } \beta = 70: r_E = 356 \text{ } \Omega,$$

$$\text{bei } \beta = 100: r_E = 262 \text{ } \Omega,$$

$$\text{bei } \beta = 300: r_E = 107 \text{ } \Omega.$$



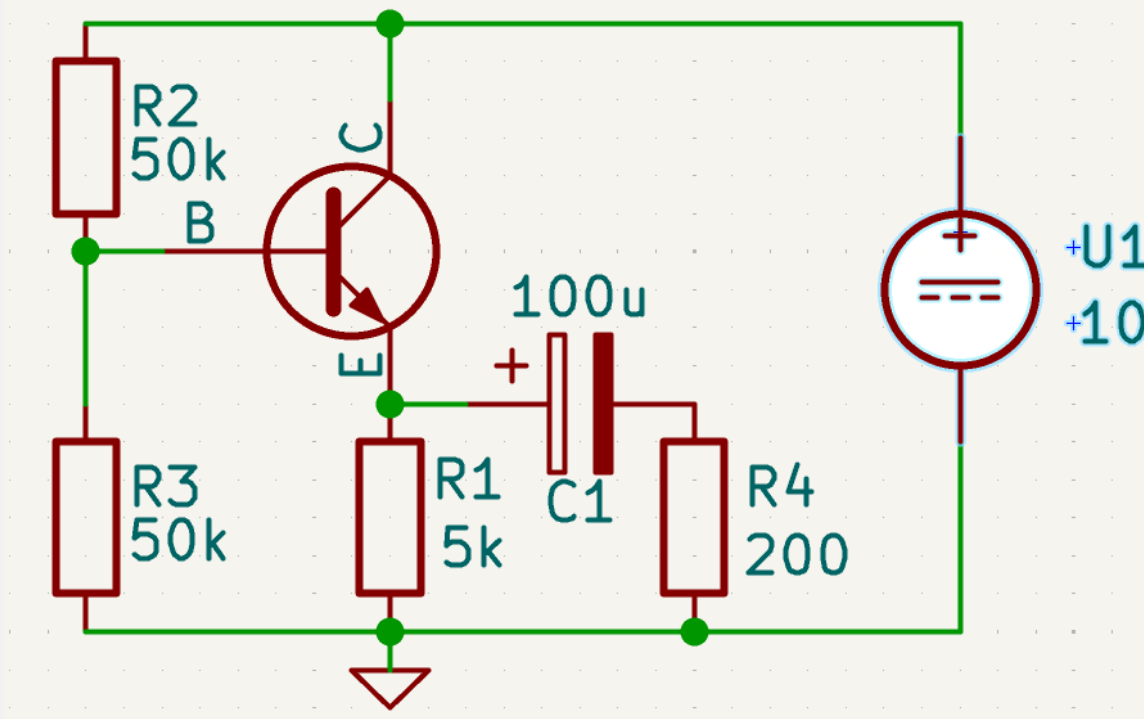
# Nun mit Last



Für maximale Auskopplung Lastwiderstand  $R_4$  etwa in der Höhe der Ausgangsimpedanz. Dank  $C_1$  bleibt die Ruhestromeinstellung von 1 mA erhalten. Für NF-Wechselstrom ist  $C_1$  quasi ein Kursschluss.

**Diese Schaltung funktioniert so nur für kleine Signale.**

# C<sub>1</sub> beim Einschalten



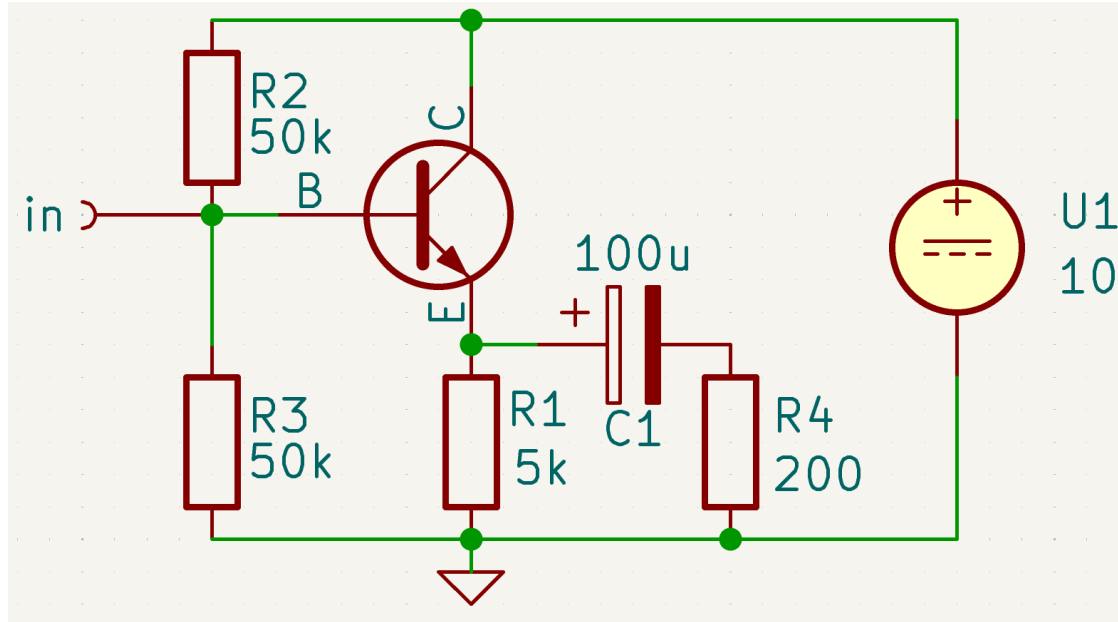
Im Einschaltmoment wird C<sub>1</sub> aufgeladen durch einen Widerstand von

$$25\text{k}\Omega / (\beta + 1) + 200\Omega$$

also ungefähr 450Ω.

Den zusätzlichen internen Transistorwiderstand  $r_E = 26\text{mV} / I_E$ , ca. 25Ω oder weniger, vernachlässige ich hier.

# Eingangswiderstand?



Bei  $\beta=100$ :

$$5\text{k}\Omega \parallel 200\Omega = 192\Omega$$

$$192\Omega \cdot (\beta+1) \approx 19,4\text{k}\Omega$$

$$r_{\text{BE}} = 26\text{mV} / I_{\text{B}} =$$

$$26\text{mV} / (I_{\text{E}} / (\beta+1)) = 2,6\text{k}\Omega$$

Zusammen  $22\text{k}\Omega$

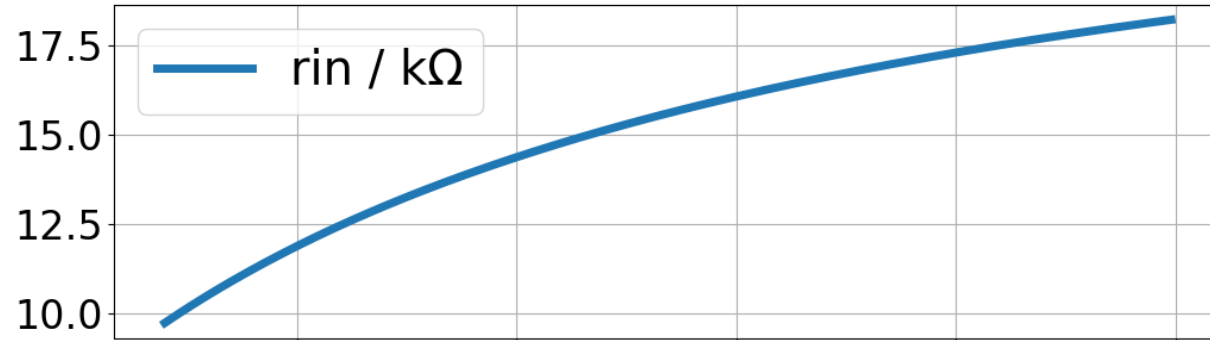
Das parallel zu

$$50\text{k}\Omega \parallel 50\text{k}\Omega = 25\text{k}\Omega$$

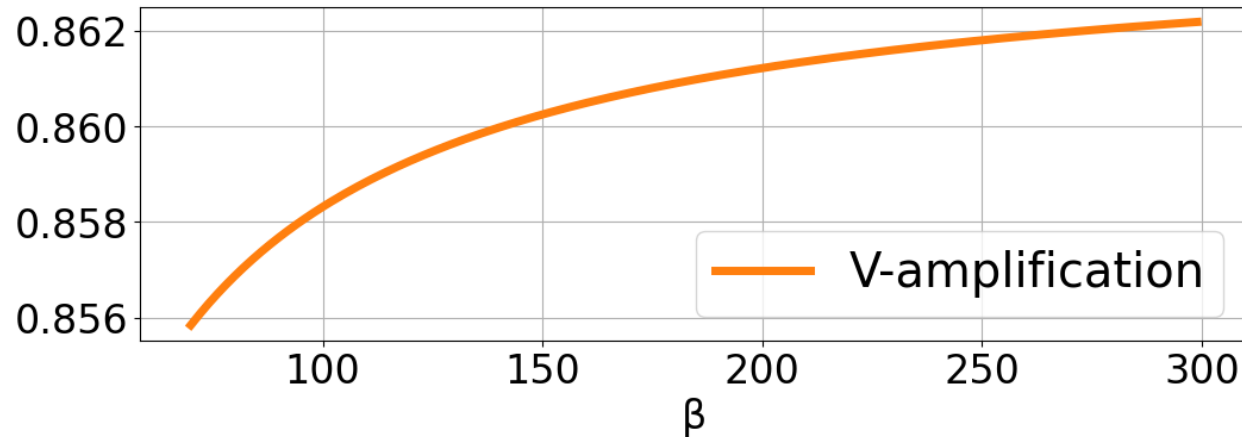
$$r_{\text{in}} = 22\text{k}\Omega \parallel 25\text{k}\Omega = 11,7\text{k}\Omega$$

Spannungsteiler aus  $r_{\text{BE}}$  und  $192\Omega (\beta+1)$  reduziert die Ausgangssignalspannung!

# Etwas genauer nachgerechnet



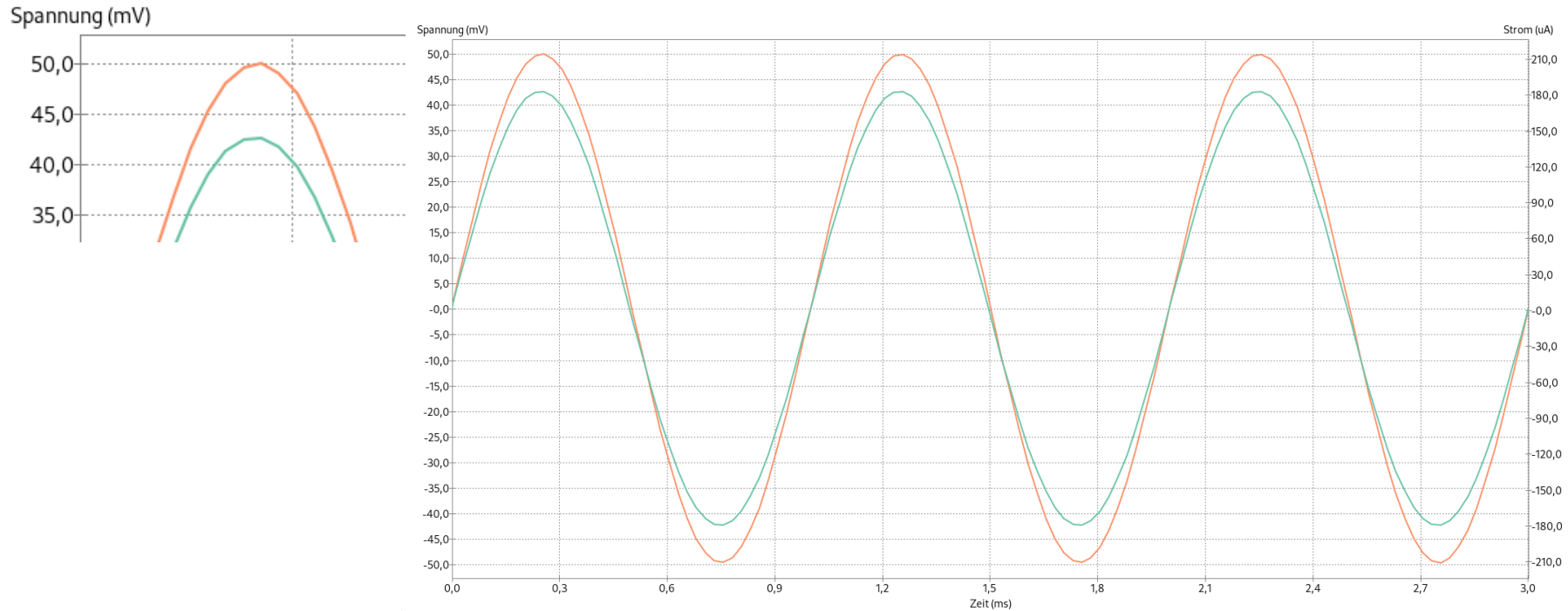
Eingangswiderstand  
des Verstärkers.



Spannungsverstärkung  
bei kleinen Signalen.

# Simulation

Eingangs+Ausgangsspannung  
 $\beta=100$ ,  $U_{in}$ : Sinussignal 1kHz 100mV<sub>pp</sub>



# Leistungsverstärkung?

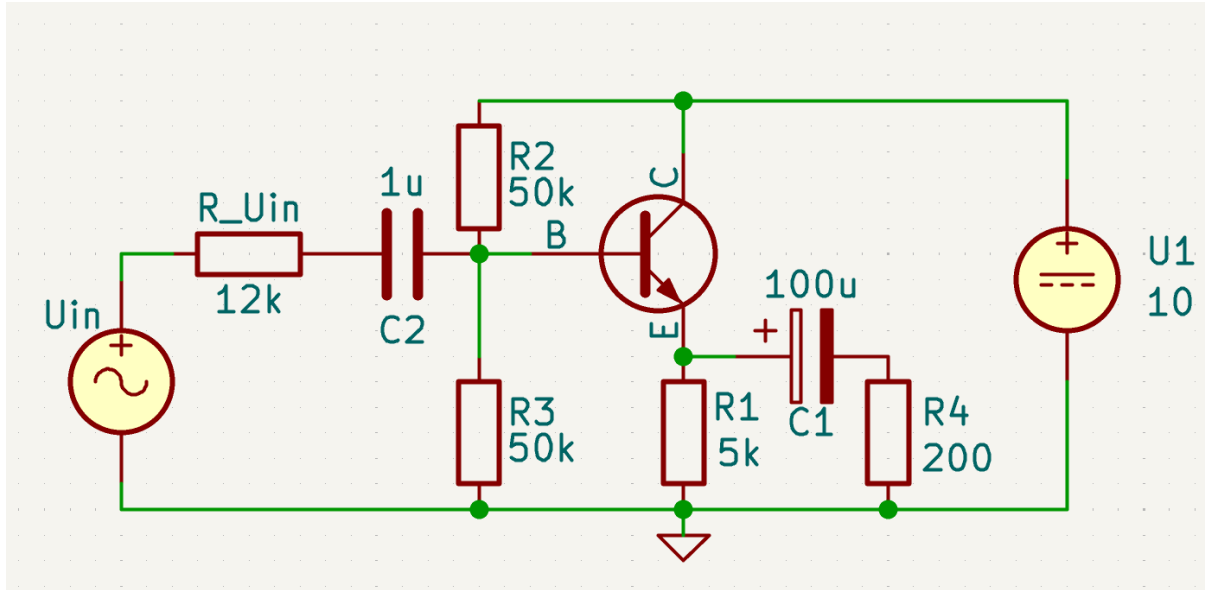
Hier benutzte

# Leistungsverstärkung-Definition

- Wahl der Quellimpedanz (z.B.  $12\text{k}\Omega$ ).
- Maximale Eingangsleistung, die aufgenommen werden *könnte*, wenn nämlich Eingangsimpedanz = Quellimpedanz *wäre*.
- Verstärkung: Tatsächliche Ausgangsleistung / diese maximalen Eingangsleistung.

Experimental Methods führt das ein als „transducer power gain“, Seite 2.7,.

# Leistungsverstärkung



Zuerst die Entscheidung, mit z.B.  $12\text{k}\Omega$  zu speisen. Im Interesse der Nachbausicherheit, ohne konkretes  $\beta$  zu messen.

Bei  $U_{in} = 100\text{ mV}$  ist die vom Verstärker maximal aufnehmbare Leistung

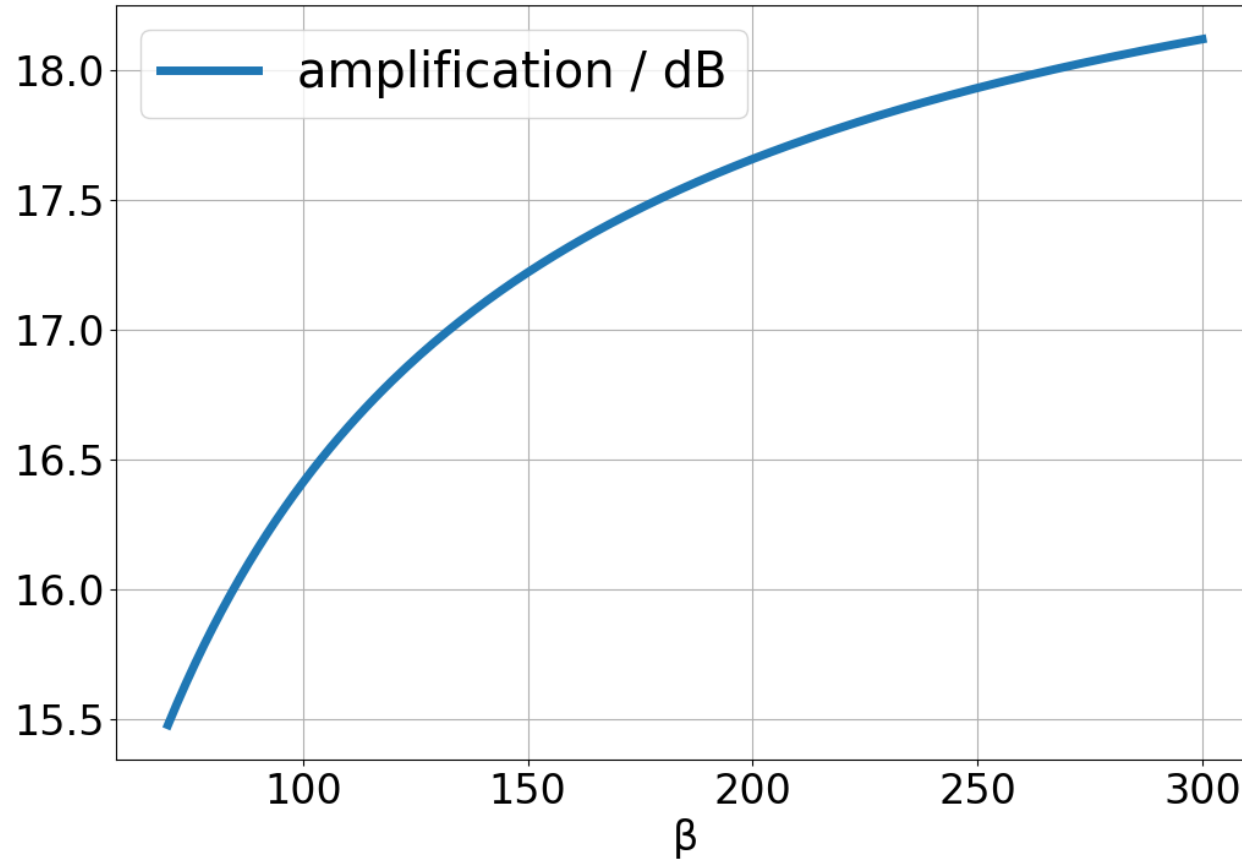
$$P_{in} = (50\text{mV})^2 / 12\text{k}\Omega = 208\text{ nW}.$$

Eingangsimpedanz  $11877\Omega$ , Eingangsspannung  $49,7\text{mV}$ , Ausgangsspannung  $42,7\text{mV}$ .  
Ausgangsleistung  $(42,7\text{ mV})^2 / 200 = 9,1\mu\text{W}$

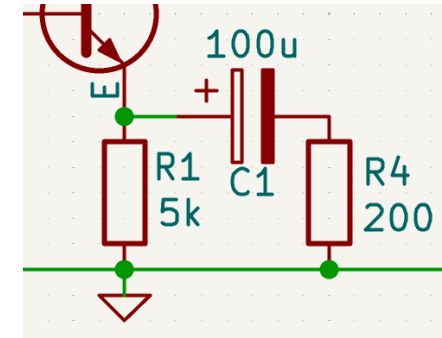
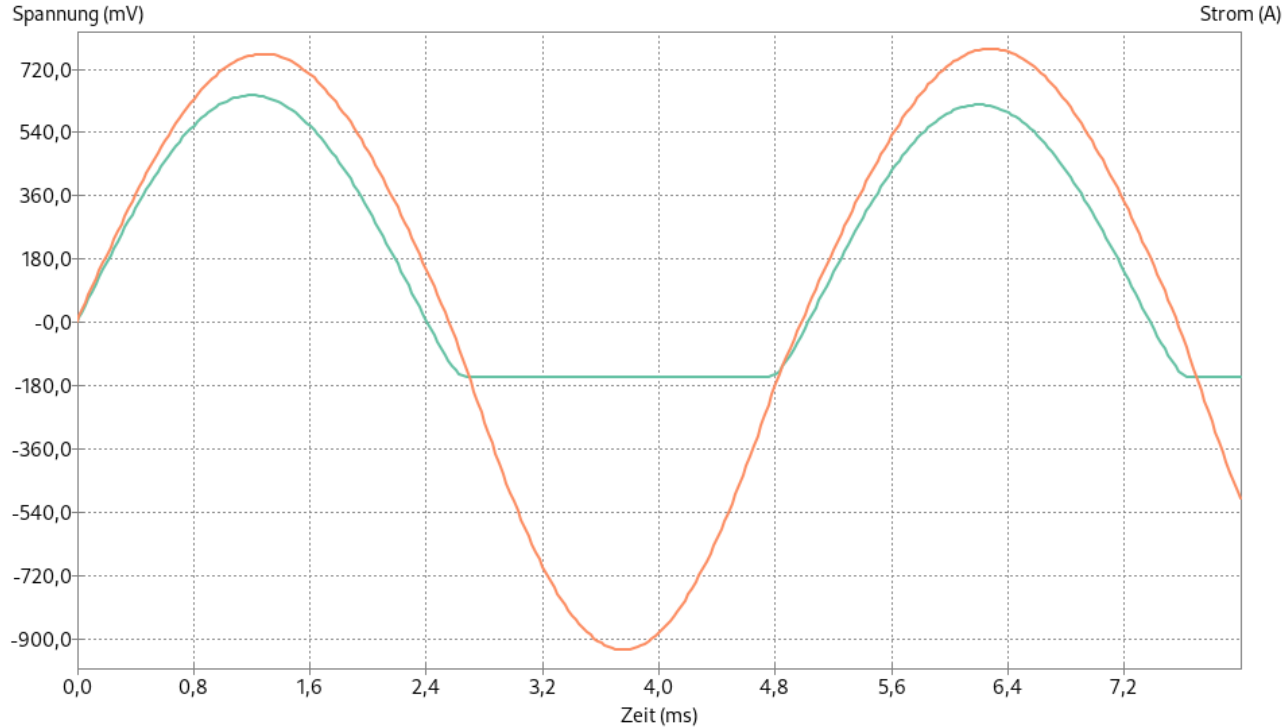
Leistungsverstärkung  $9,1\mu\text{W} / 208\text{nW} = 43,8$  oder  $16,4\text{dB}$ .



# Leistungsverstärkung



# Aber: Übersteuerung!



# Warum gerade bei -165mV?

$C_1$  weglassen und statt dessen das andere Ende von  $R_4$  auf 4,3V statt auf Masse.

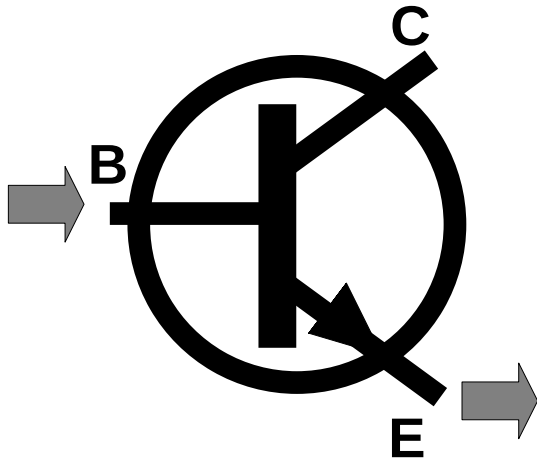
Wenn der Transistor sperrt, bilden  $R_3$ , und  $R_4$  einen Spannungsteiler.

Es ergeben sich 165mV über  $R_4$ .

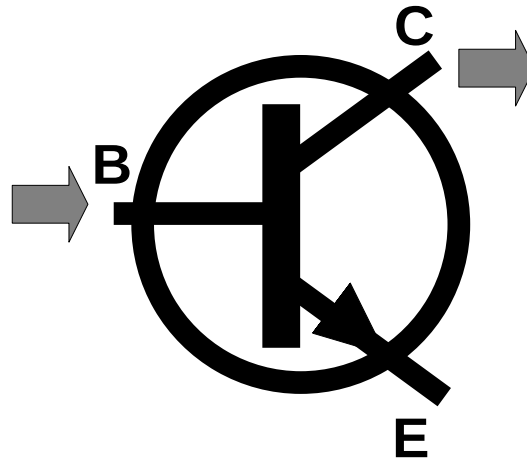
# Namen der Schaltungen

jeweils nach dem Anschluss, der **kein** Signal führt (sondern auf Masse liegt).

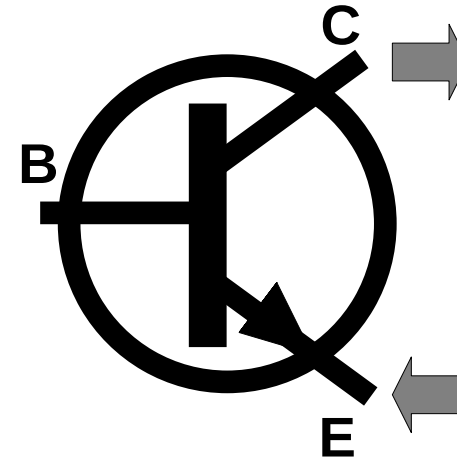
Kollektor-  
schaltung



Emitter-  
schaltung

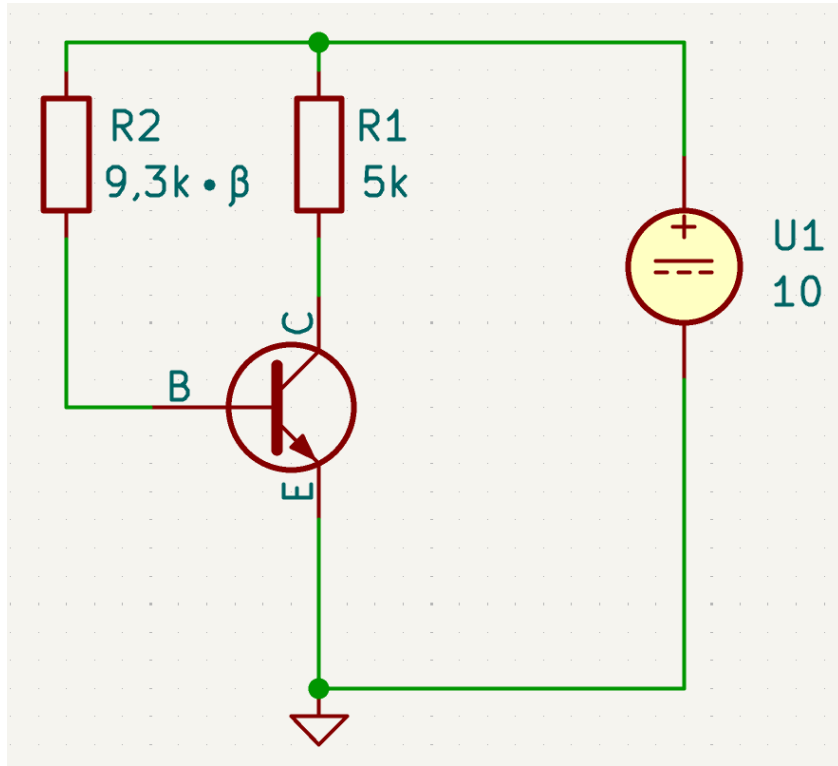


Basis-  
schaltung



# Die Emitterschaltung

# Simplees Beispiel



Anders als bei der Kollektorschaltung:

$R_2$  jetzt an  $\beta$  angepasst für  $I_C = 1\text{mA}$ :

$$R_2 = 9,3\text{V} / (1\text{mA} / \beta) = 9,3\text{k}\Omega \cdot \beta$$

Ausgangswiderstand am Kollektor

ist  $R_1$  (der Transistor wirkt als Stromquelle mit Innenwiderstand bei 40-150k $\Omega$ , vernachlässigbar).

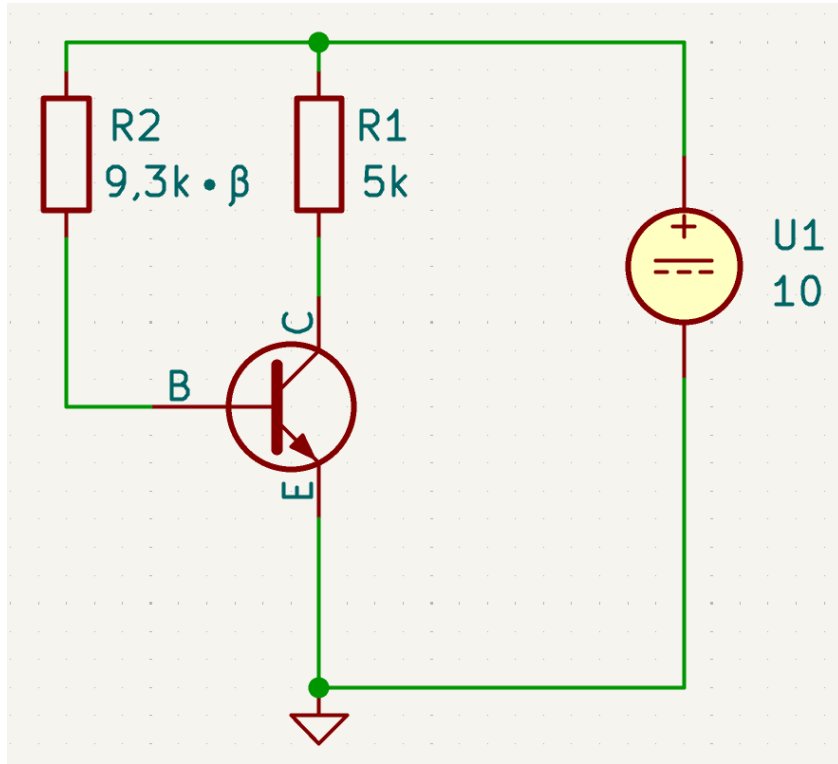
Mit  $R_2$ -Anpassung für  $I_B = 1\text{mA} / \beta$  und

$$r_{BE} = 26\text{mV} / I_B = 26\text{mV} / (1\text{mA} / \beta), \text{ also}$$

$$r_{in} = 26\Omega \cdot \beta$$

Genauer gerechnet und „||  $R_2$ “ dazu genommen ergibt 25,93 $\Omega \cdot \beta$ . Auch egal.

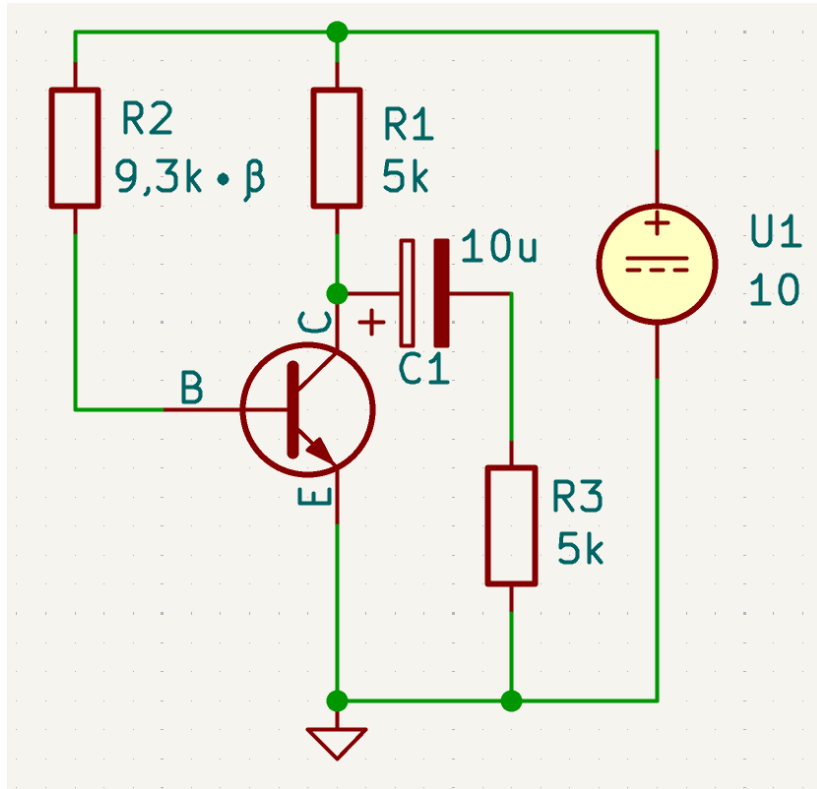
# Emitterschaltung invertiert das Signal!



Wenn die Basisspannung steigt,

- steigt der Basisstrom
- steigt der Kollektorstrom
- steigt der Strom durch  $R_1$
- steigt die Spannung, die über  $R_1$  abfällt
- sinkt die Kollektorspannung!

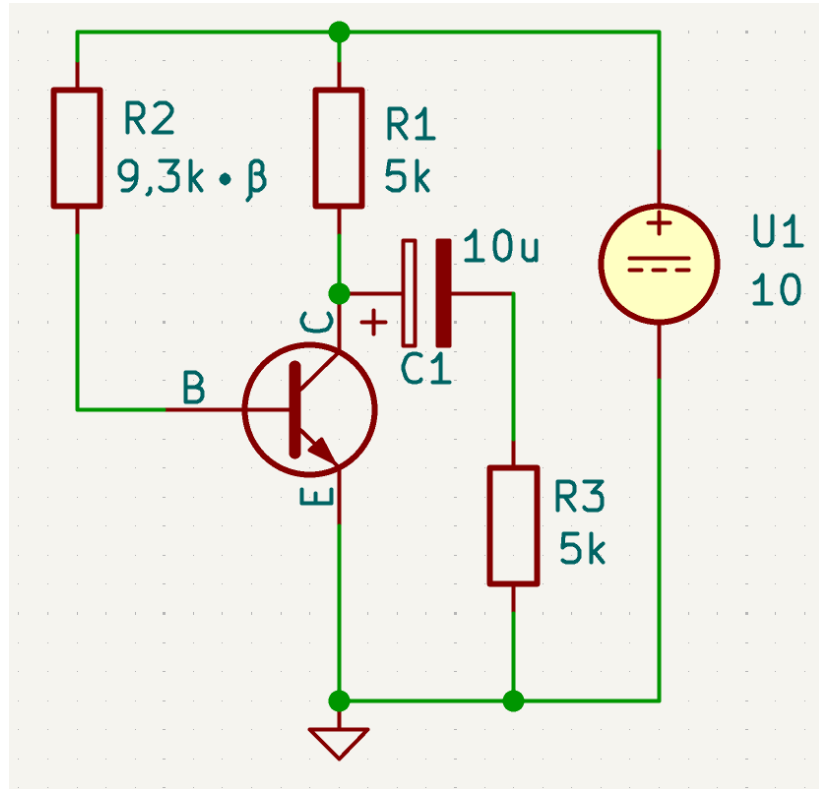
# Last an den Ausgang



Wir sehen eine Last  $R_3$  vor.  
Für Leistungsanpassung am Ausgang  
 $R_3 = 5k\Omega$ .



# Spannungsverstärkung



Spannungsänderung von z.B. 10mV an der Basis gibt Basisstromänderung  
 $10\text{mV} / r_{in} = 10\text{mV} / (26\Omega \cdot \beta) = 385\mu\text{A} / \beta$

Am Kollektor erzeugt das eine Stromänderung von 385μA.

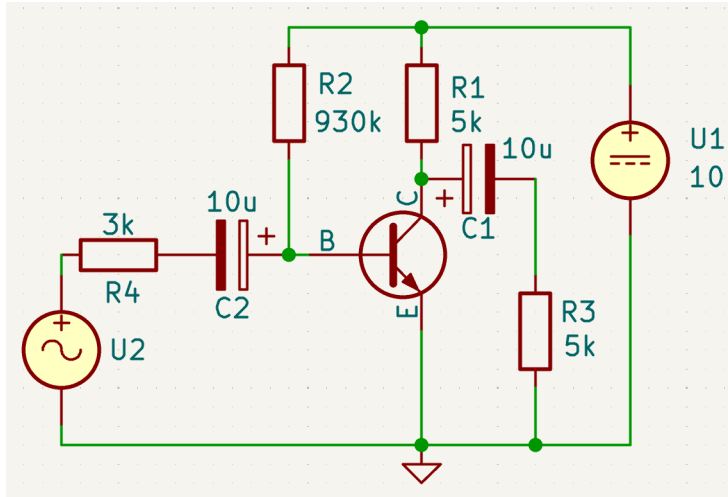
Also eine Spannungsänderung von

$$385\mu\text{A} \cdot 2,5\text{k}\Omega = 0,96\text{V}$$

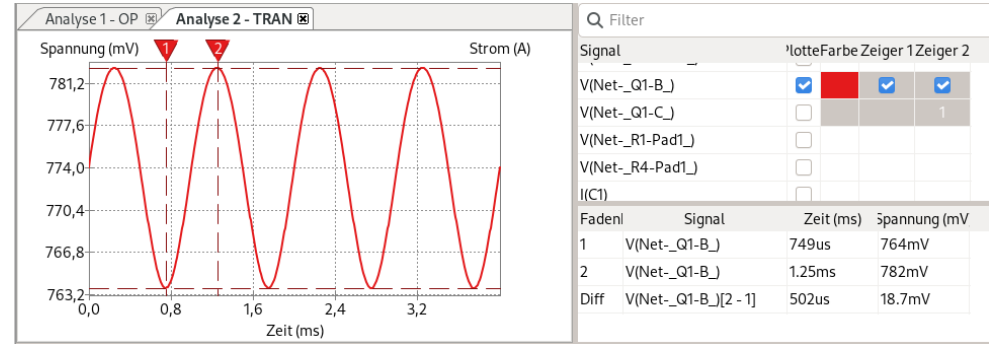
Die Spannungsverstärkung ist

$$0,96\text{V} / 10\text{mV} = 96$$

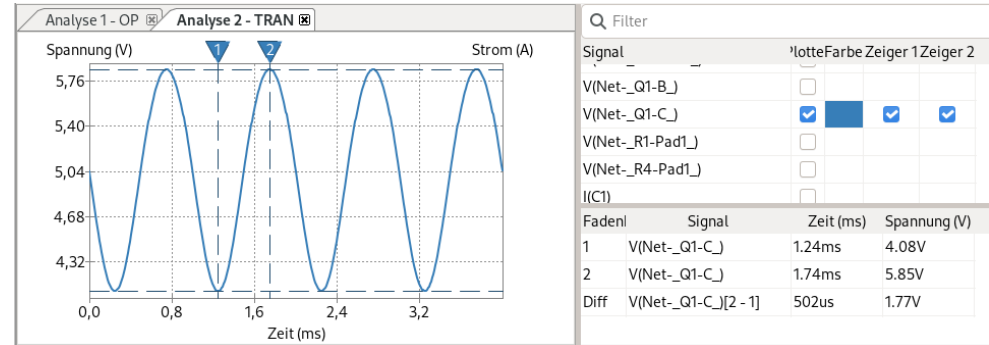
# Die Simulation hat das auch raus



$U_B$



$U_C$



Die Phasenlage von  $U_C$  ist invertiert!

$$1,77V / 18,7mV = 95$$

# Spannungsverstärkung hängt nur von der Speisespannung ab

Kleingedrucktes:

Passend zur Speisespannung  $U$  (im Schaltbild  $U_1$ ) wird  $I_C$  eingestellt, dass  $U_C = U / 2$  und weiter sind Kollektorwiderstand  $R_1$  und die Last  $R_3$  gleich groß. Der Transistor ist nicht in der Sättigung (und seine „Levy-Spannung“ ist groß gegenüber  $U$ ), so dass er als Stromquelle betrachtet werden kann.

$$I_C = U / (2R_1)$$

$$I_B = U / (2\beta R_1)$$

$$r_{in} = 26\text{mV} / I_B = 52\text{mV} \cdot \beta R_1 / U$$

Basisspannungsänderung  $\Delta U_B$  ergibt („ $\Delta$ “ als Symbol für Änderung):

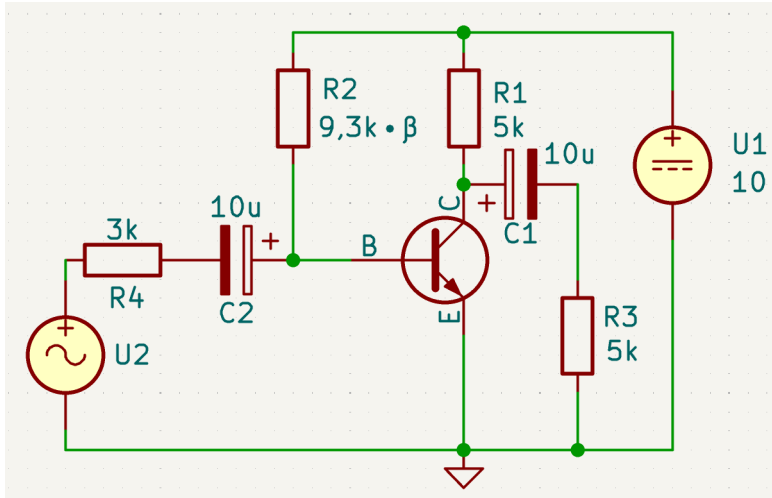
$$\Delta I_B = \Delta U_B / r_{in} = \Delta U_B U / (52\text{mV} \cdot \beta R_1)$$

$$\Delta I_C = \beta \Delta I_B = \Delta U_B U / (52\text{mV} \cdot R_1)$$

$$\Delta U_C = R_1 / 2 \cdot \Delta I_C = \Delta U_B U / 104\text{mV}$$

$$\text{Spannungsverstärkung} = \Delta U_C / \Delta U_B = U / 104\text{mV}$$

# Gesamtverstärker



Z.B.  $U_2 = 10\text{mV}$

$\text{Max } p_{\text{in}} = (5\text{mV})^2 / 3\text{k}\Omega = 8,3 \text{ nW}$

$r_{\text{in}} = 26\Omega \cdot \beta = 2,6\text{k}\Omega$

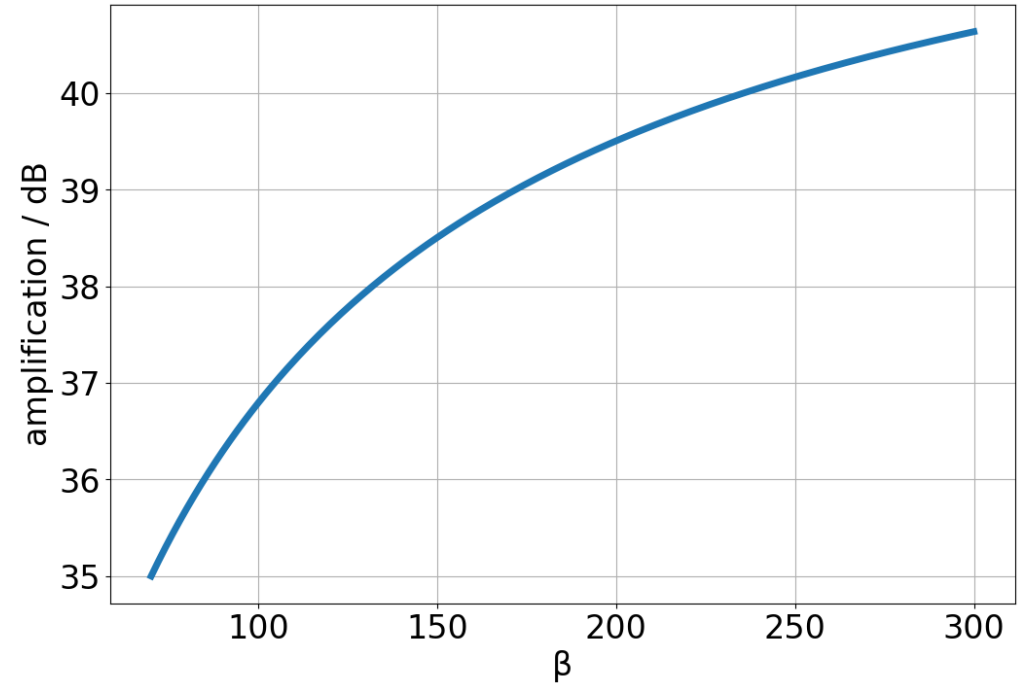
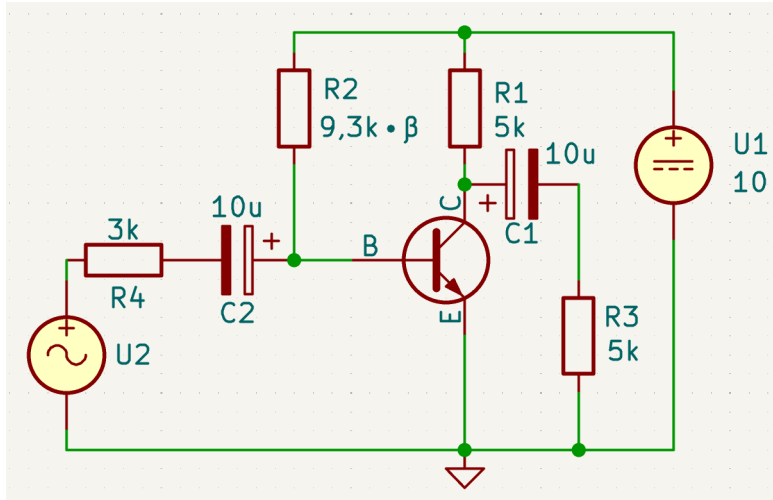
$u_B = 10\text{mV} \cdot 2,6\text{k}\Omega / (2,6\text{k}\Omega + 3\text{k}\Omega)$   
 $= 4,6\text{mV}$

$u_C = 96 u_B = 0,446\text{V}$

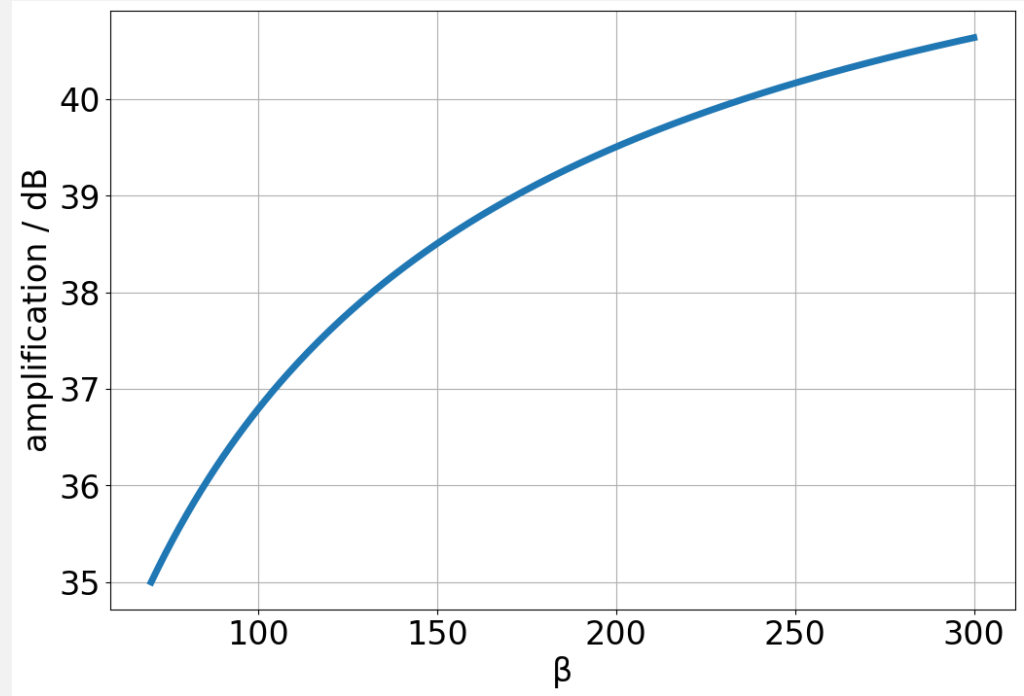
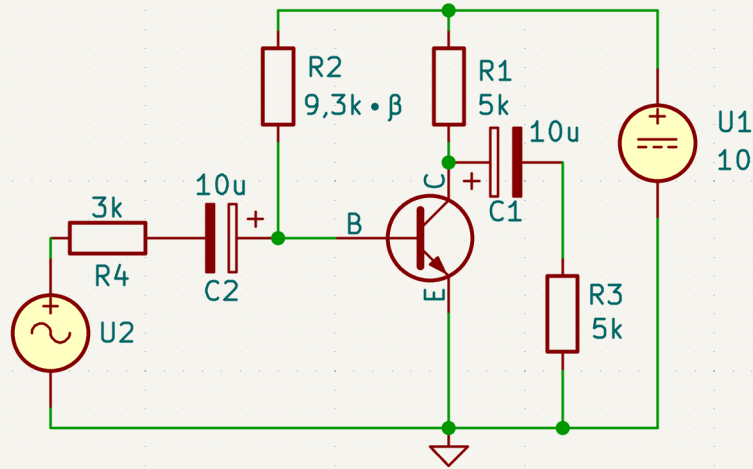
$p_{\text{out}} = u_C^2 / 5\text{k}\Omega = 40\mu\text{W}$

Verstärkung =  $p_{\text{out}} / p_{\text{in}} = 4700$   
oder 36,8 dB.

# Verstärkung steigt mit $\beta$



## Bonusmaterial

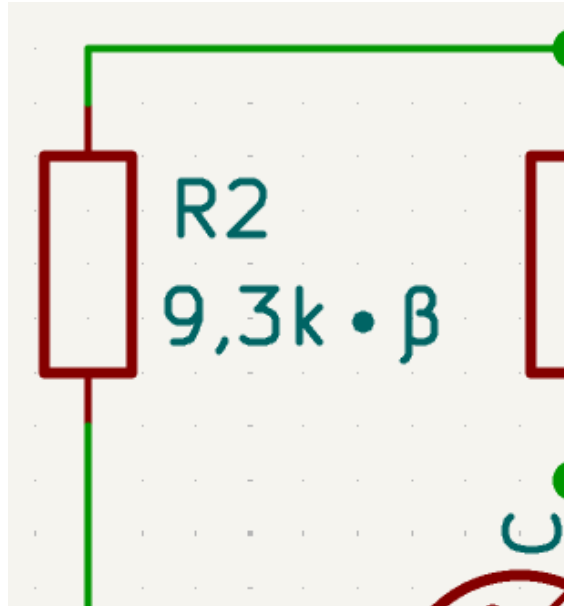


Bei  $\beta = 3000/26 = 115$  optimaler Transfer von Leistung von  $U_2$  auf den Verstärker bei 37,4 dB Verstärkung.

Bei riesigen  $\beta$  wird  $r_{in}$  groß, so dass  $u_B$  auf das Doppelte des Wertes bei  $\beta = 115$  steigen kann (bei gleichzeitig sinkenden  $i_B$ ).

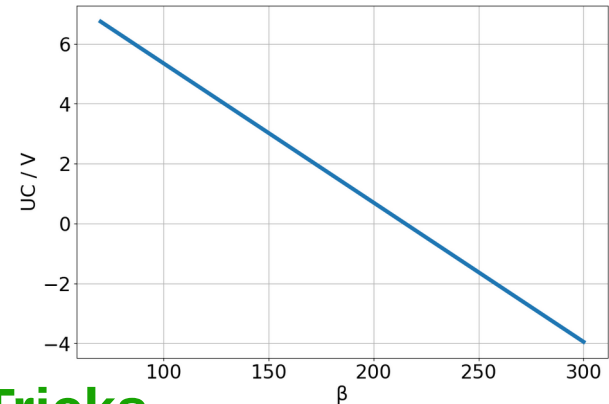
Die Verstärkung steigt mit steigendem  $\beta$  nicht weiter als  $37,4 + 6 = 43,4$  dB.

# Nachbausicherheit erhöhen?



Wir passen die ganze Zeit den Basiswiderstand an die Stromverstärkung des Transistors an. Geht das besser?

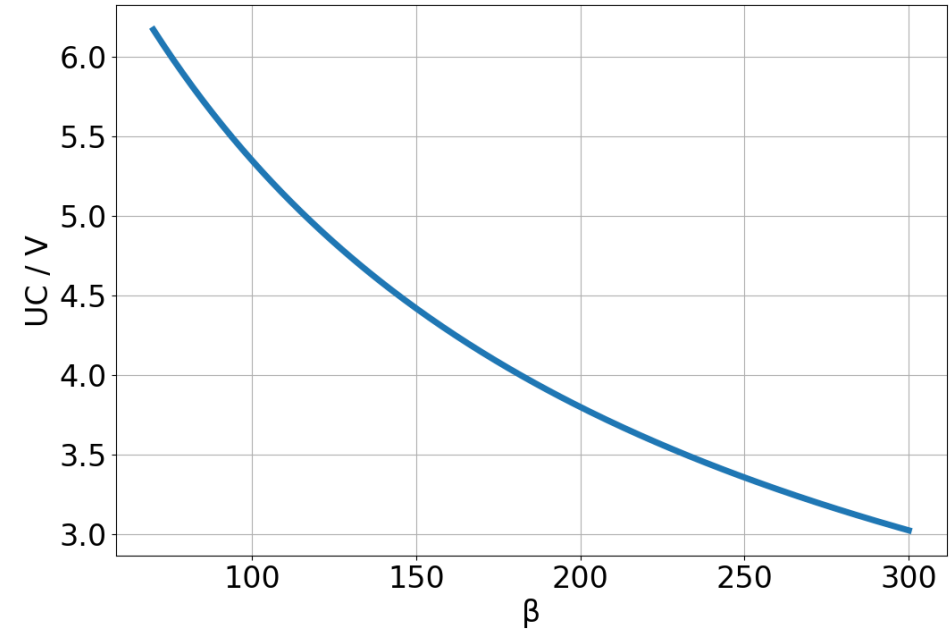
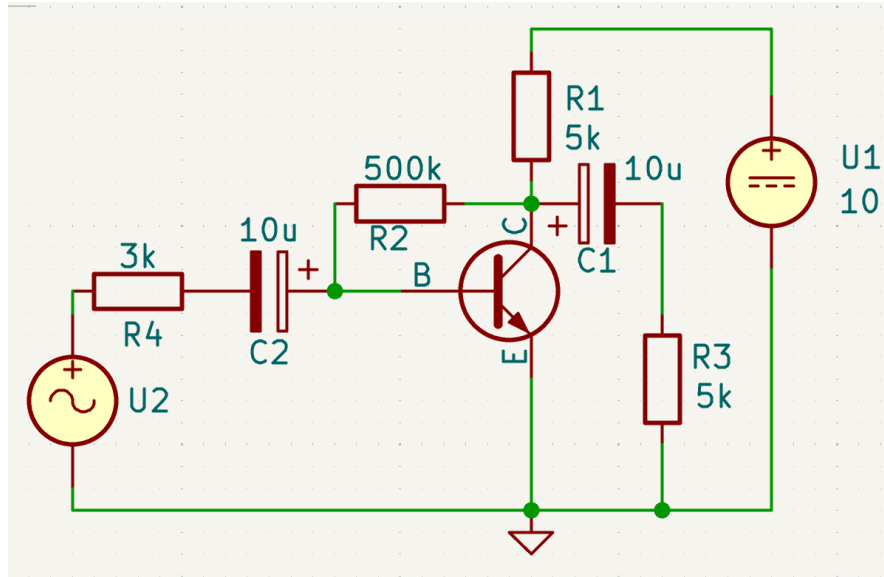
Naive Rechnung mit  
 $R_2 = 1M\Omega$   
(Wert für  $\beta = 107$ )  
führt zu unsinnigen  
negativen  $U_C$ -Werten.



**Es gibt da (mindestens) zwei gängige Tricks.**

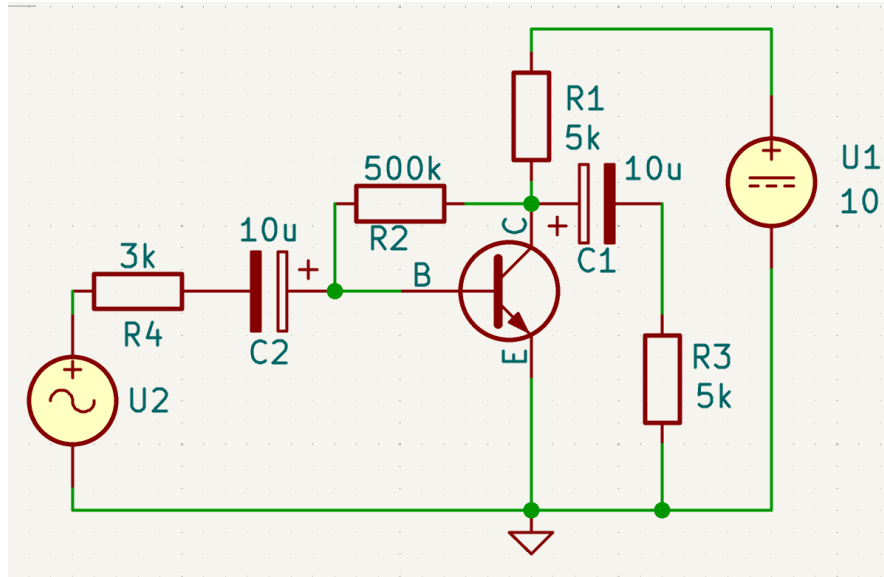
## Erster Trick

# Basisversorgung vom Kollektor





# Basisversorgung vom Kollektor



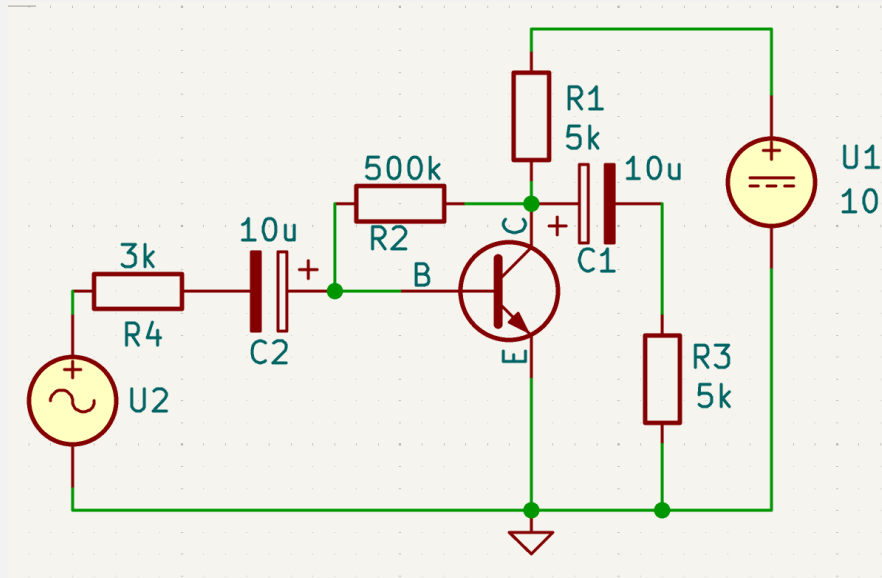
Aber: Der  $r_{in}$  sinkt!

Bei  $\beta = 100$  von 2,6k $\Omega$  auf 1,9k $\Omega$ .

Wenn ein Signal  $U_B$  hebt, sinkt  $U_C$  und damit der von  $R_2$  gelieferte Strom. Diesen nun fehlenden muss das Signal zusätzlich liefern.

(Verwandte: „Miller-Effekt“)

# Basisversorgung vom Kollektor



Bei  $\beta = 100$  von  $2,6\text{k}\Omega$  auf  $1,9\text{k}\Omega$ .

Weil:

jetzt:  $U_C = 5,35\text{V}$ ,  $r_{BE} = 2,8\text{k}\Omega$

$u_B = 10\text{mV}$  mehr an der Basis  
macht  $i_B = 10\text{mV} / 2,8\text{k}\Omega = 3,6\mu\text{A}$

$i_C = 360\mu\text{A}$

Die Kollektorspannung sinkt um

$u_C = 2,5\text{k}\Omega \cdot 360\mu\text{A} = 0,89\text{V}$

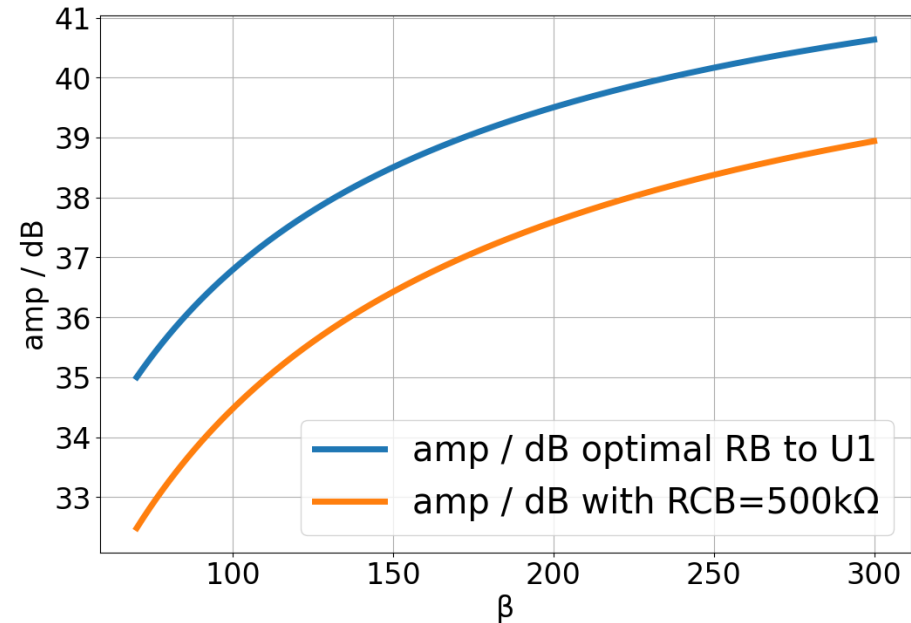
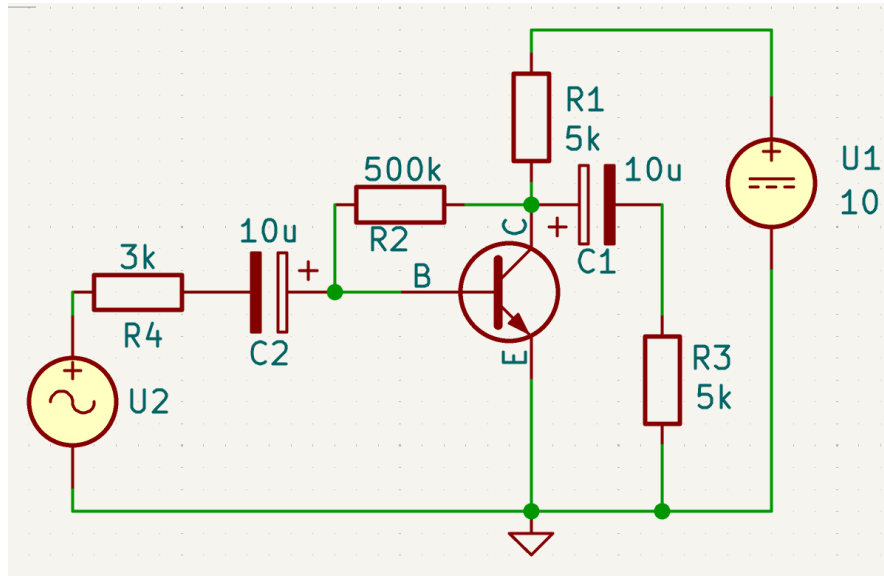
Dadurch liefert  $R_2$  weniger Strom

$i_{R2} = 0,89\text{V} / 500\text{k}\Omega = 1,8\mu\text{A}$

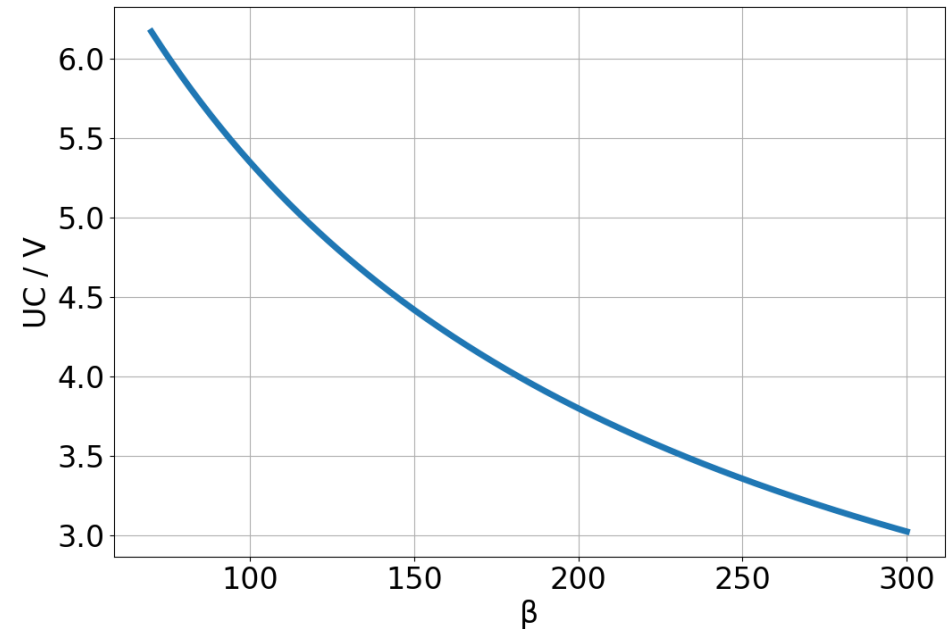
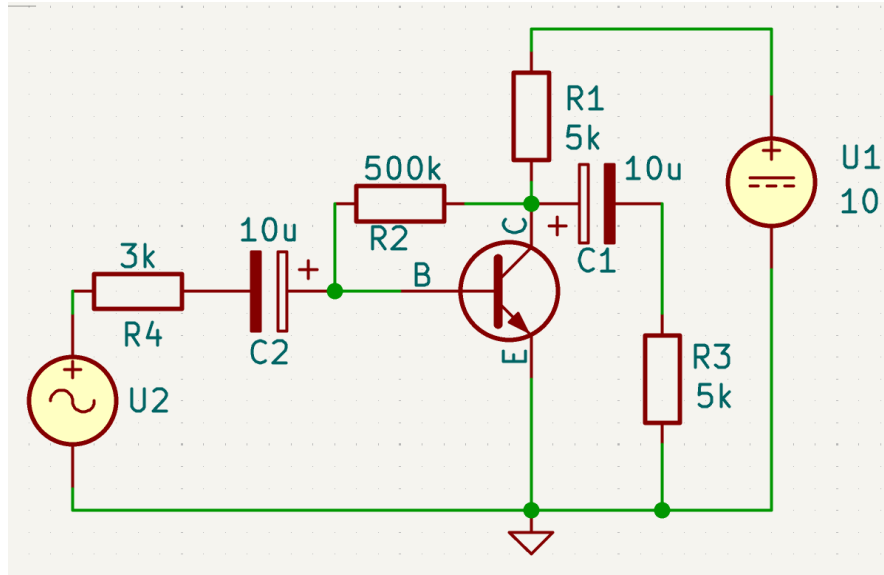
$r_{in} = 10\text{mV} / (3,6+1,8)\mu\text{A} = 1,9\text{k}\Omega$

# Basisversorgung vom Kollektor

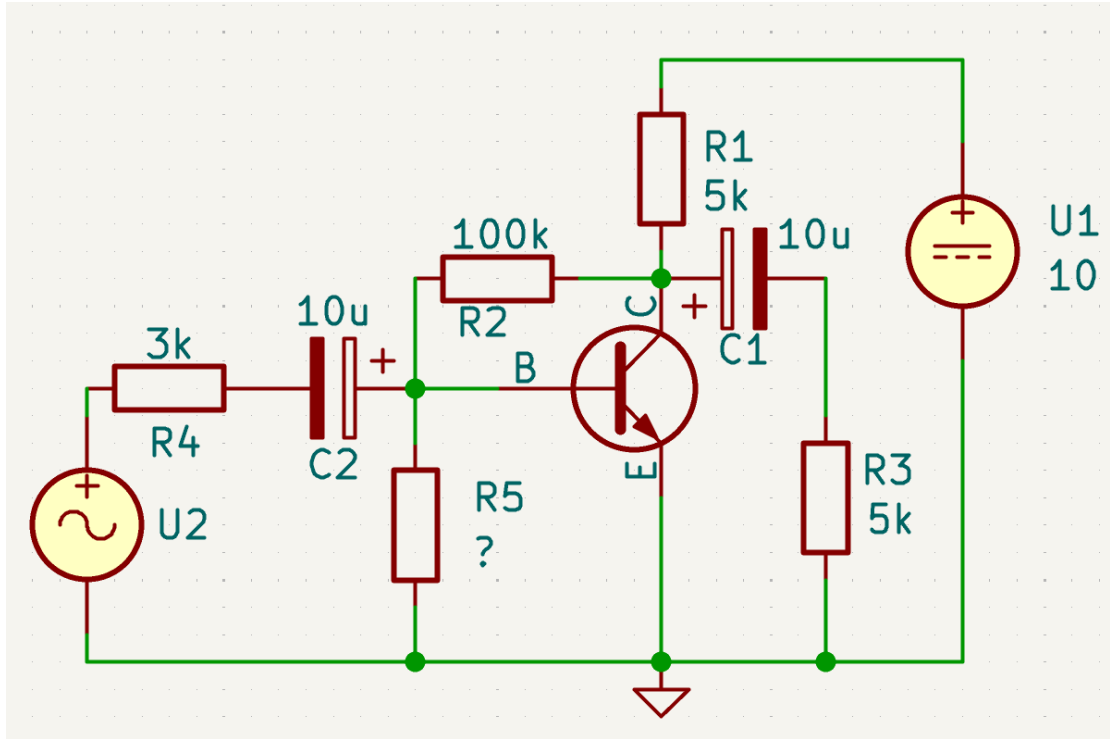
Direkter Vergleich zwischen dem, was wir vorher gemacht haben mit ausgesuchtem Basiswiderstand direkt an die 10V einerseits und der jetzigen Schaltung andererseits:



# Können wir $U_C$ noch besser stabilisieren?



# Schaltungsidee

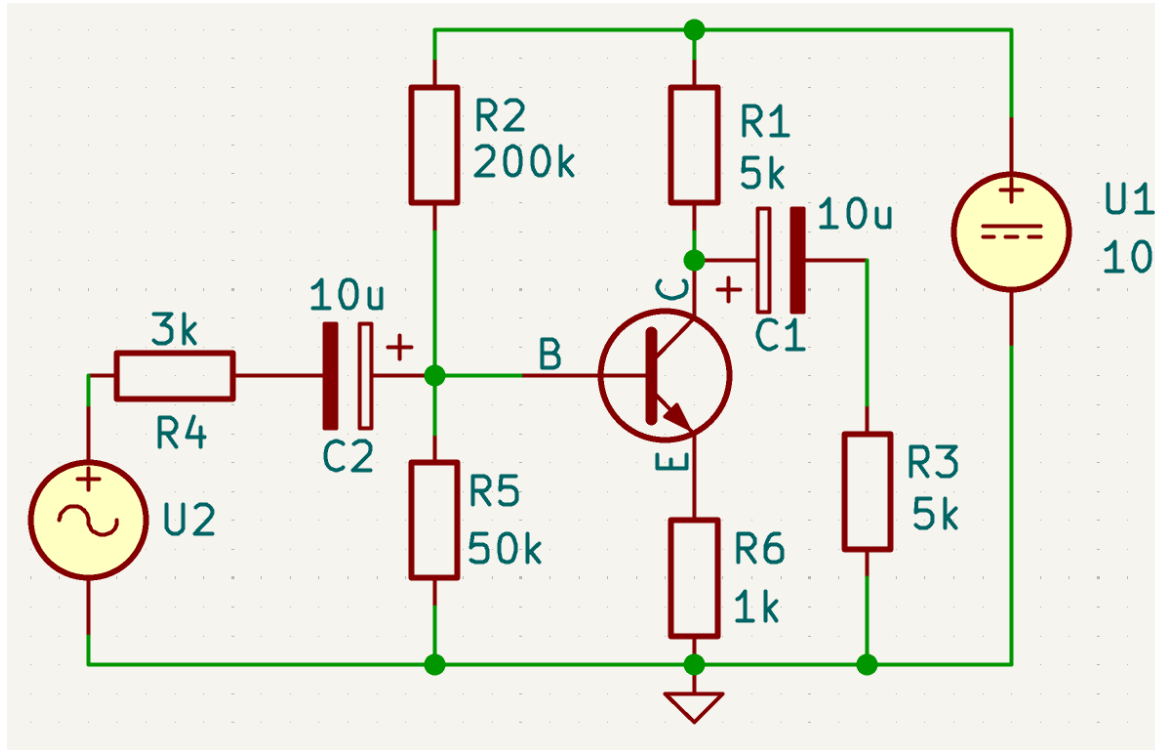


Übungsaufgaben:

- Berechne  $R_5$  für  $I_C = 1mA$
- Berechne  $r_{in}$  und Verstärkung für  $\beta$ -Werte 70, 100, 300.

# Wie es meist gemacht wird.

Ich stelle das in zwei Teilen vor, hier der erste.



Mit  $R_2$ ,  $R_5$  und  $R_6$  bildet der Transistor einen Emitterfolger mit  $U_E = 880\text{mV}$ , Spannungsverstärkung knapp 1.

Durch  $R_1 \parallel R_3$  fließt (bis auf  $i_B$ ) derselbe Signalstrom wie durch  $R_6$ , aber  $R_1 \parallel R_3$  ist 2,5 mal so groß.

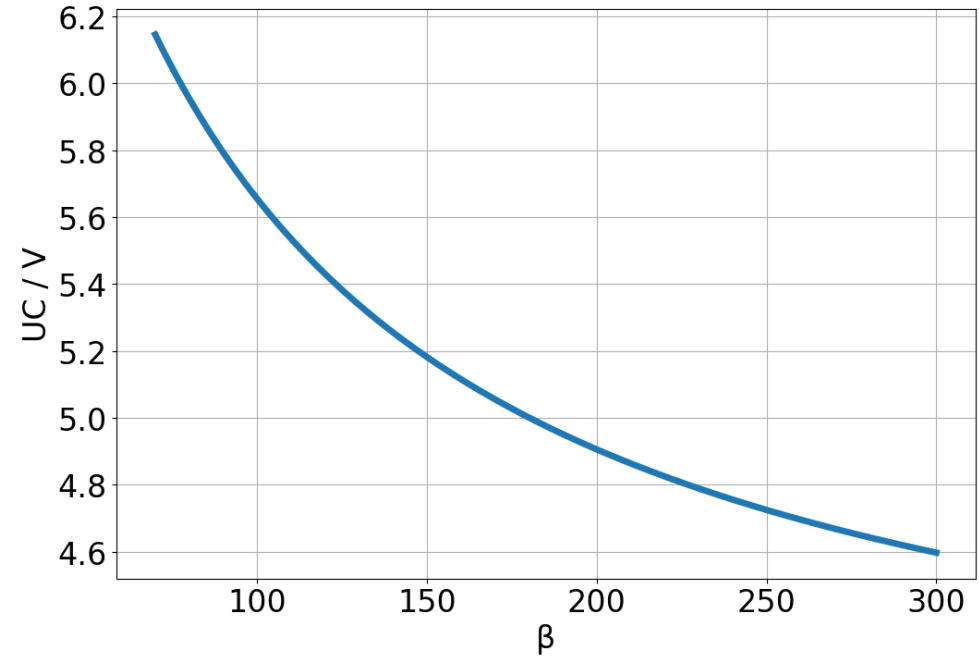
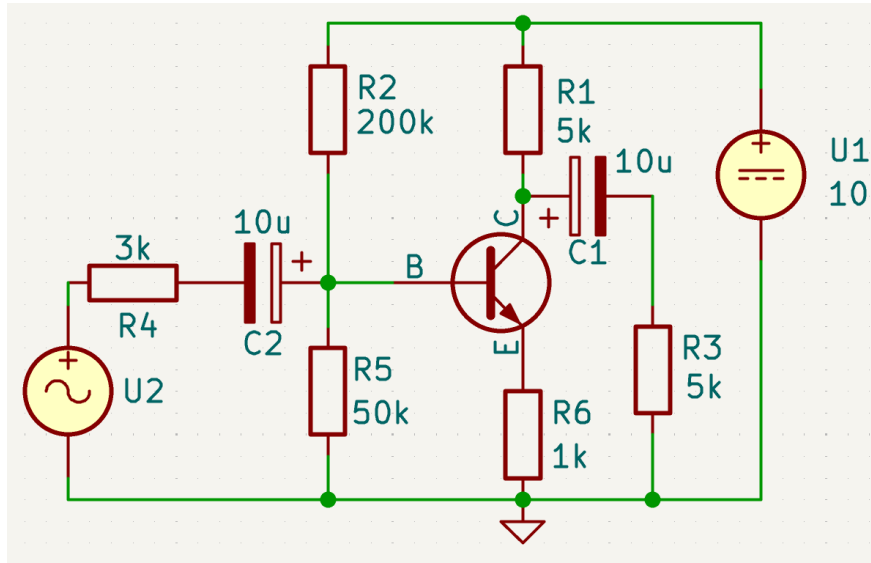
Also Spannungsverstärkung knapp 2,5.

$r_{in}$  ist hoch:

$$200\text{k}\Omega \parallel 50\text{k}\Omega \parallel (r_{BE} + 1\text{k}\Omega \cdot \beta)$$

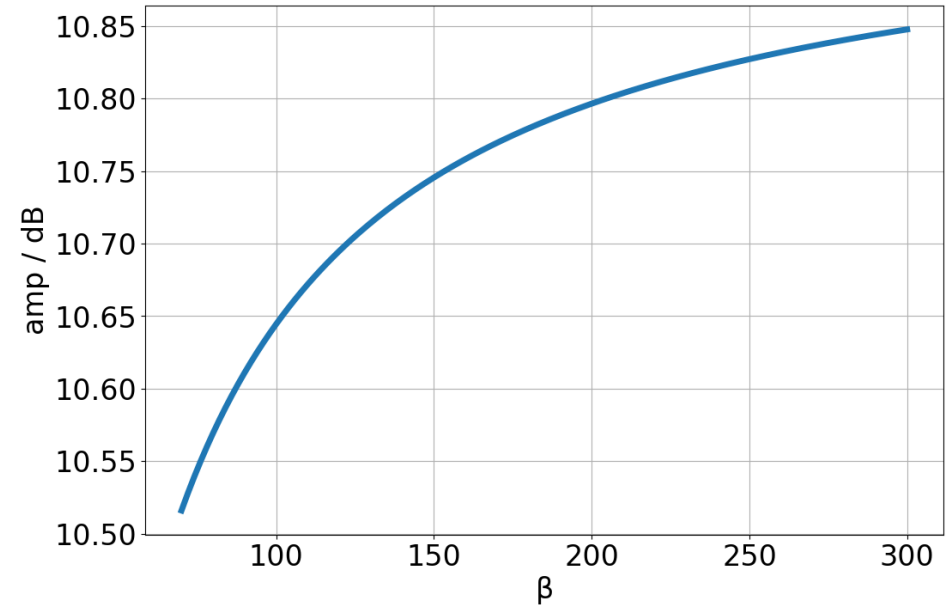
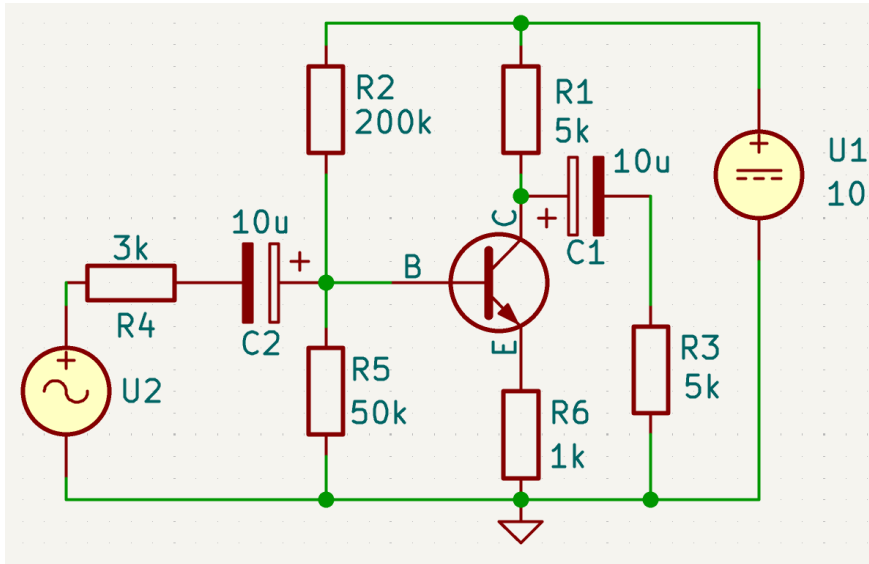
# Wie es meist gemacht wird.

Damit wird die Kollektorspannung stabilisiert.



# Wie es meist gemacht wird.

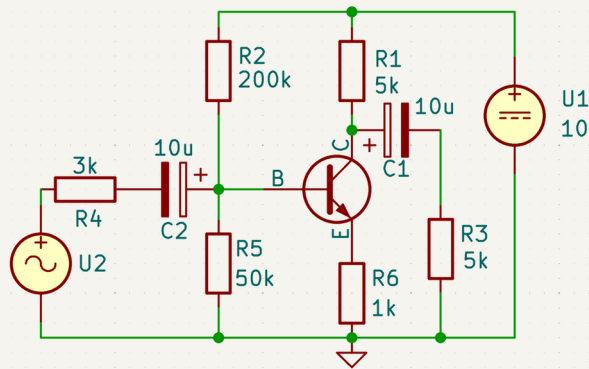
Die Verstärkung ist fast unabhängig von  $\beta$ .



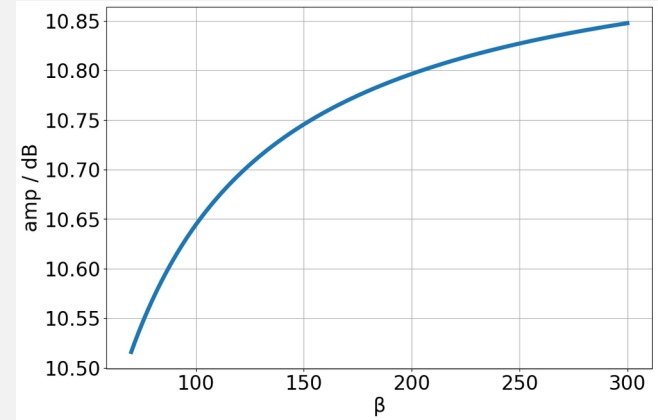
Wem stabile Verstärkung wichtiger ist als hohe Verstärkung, nimmt diese Schaltung.



# Verstärkung mal nachgerechnet



Impedanzwandlung  
von 3k auf 5k: -2,22 dB  
Hochohmiger  
Verstärkereingang  
belastet  $U_2$  wenig,  
höheres Signal an der  
Basis: +5,16 dB

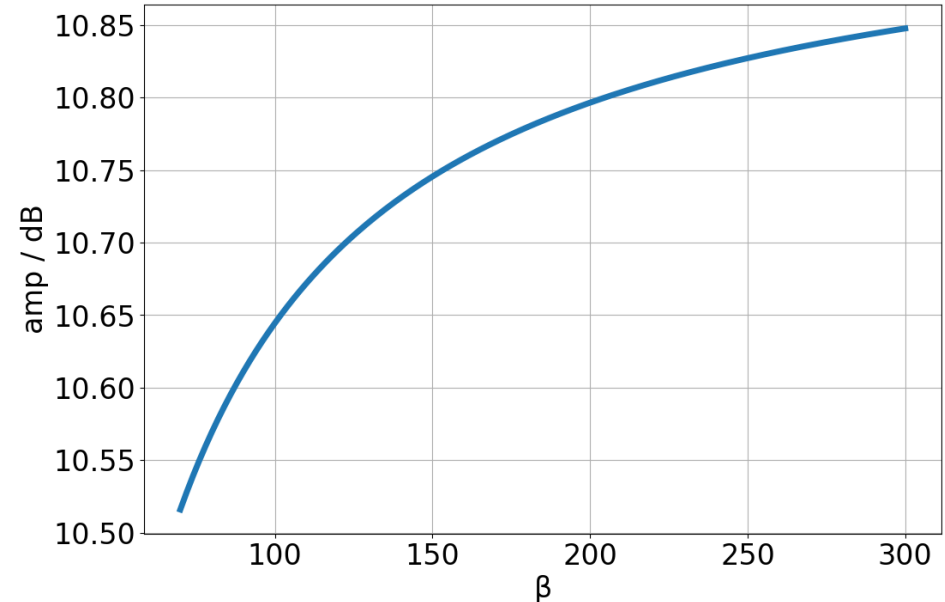
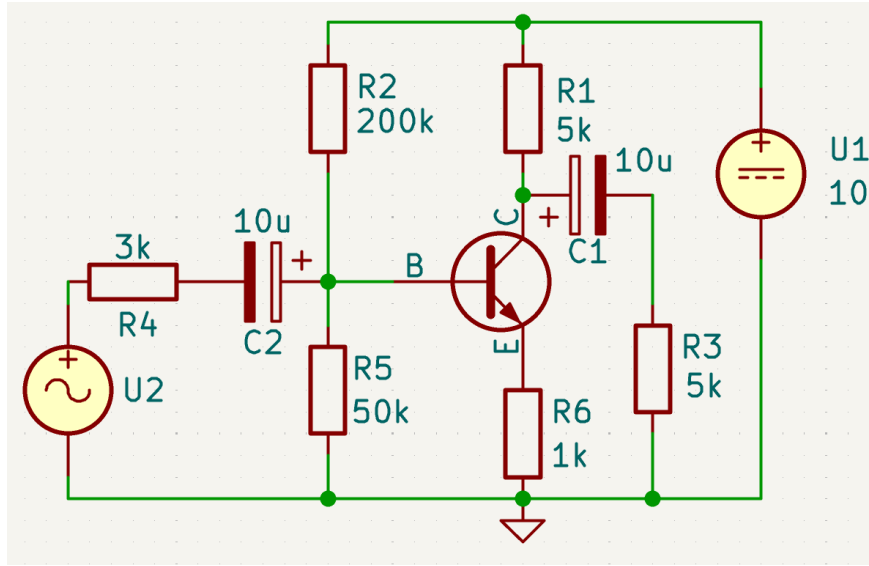


2,43-fache Spannungsverstärkung: 7,72dB

Zusammen:  $-2,22 + 5,16 + 7,72 = 10,66$  – passt!

Grenze bei großen  $\beta$  und  $R_2$  und  $R_5$ :  $-2,22 + 6,02 + 7,96 = 11,76$  dB

# Ich will aber mehr Verstärkung!

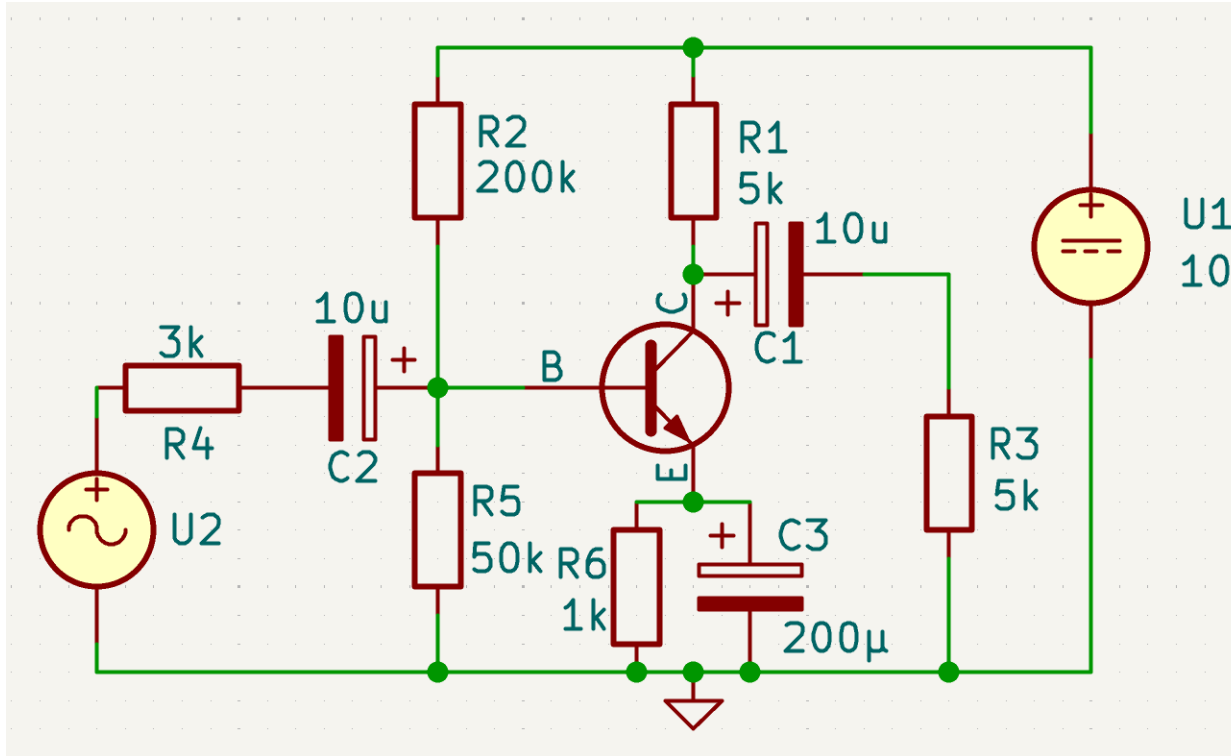


Ein Transistor kann 30dB+ Verstärkung, hier sind es nur knapp 11dB.

Idee:  $R_6$  verkleinern! Mehr Verstärkung, **aber** macht  $U_C$  wieder abhängiger von  $\beta$ .

Bessere Idee:  $R_6$  für Gleichstrom so lassen, nur für Signalfrequenzen verkleinern.

# Übliche Verstärkerstufe



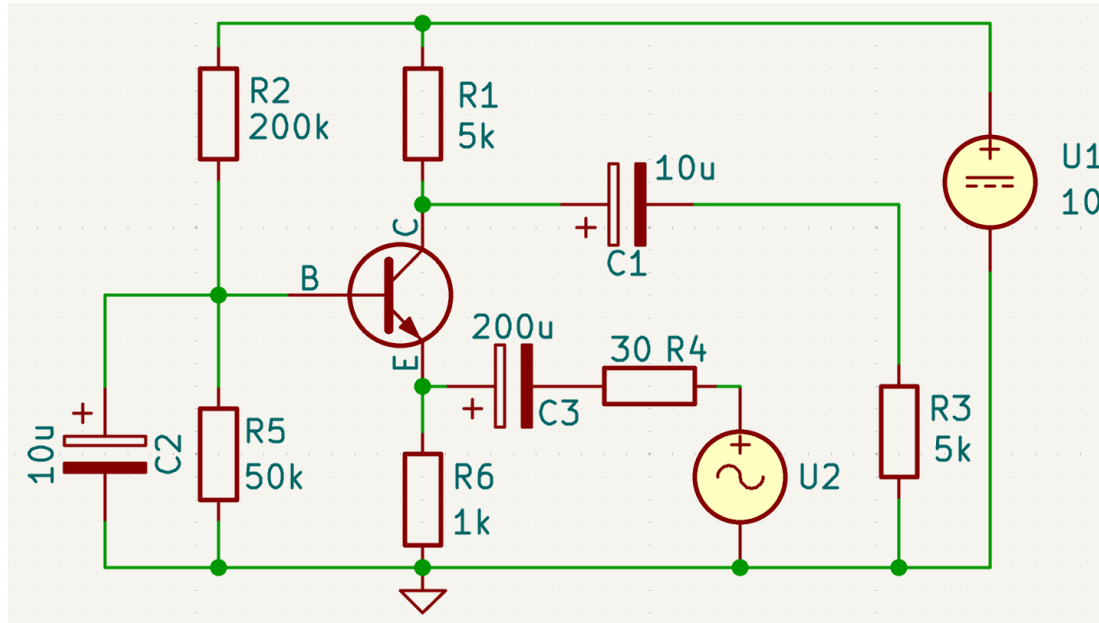
$C_3$  ändert nichts an der Gleichspannungseinstellung.

$U_C$  bleibt stabil!

Wenn bei der kleinsten Signalfrequenz  $f$  der Scheinwiderstand  $1 / (2\pi f C_3)$  deutlich kleiner ist als  $r_E = 26\text{ mV} / I_E$ , ergibt sich die volle Verstärkung wie beim Verstärker mit passend ausgesuchtem Basiswiderstand.

# Die Basisschaltung

# Fast dieselbe Schaltung wie vorher...



Die Verstärkung ist weitgehend unabhängig von  $\beta$ !

27.06.25

Die Signalquelle  $U_2 = 20\text{mVp}$  arbeitet in eine sehr kleine Impedanz

$$r_E = 26\text{mV} / I_E = 30\Omega$$

$$r_{in} = r_E \parallel 1\text{k}\Omega = 29,1\Omega.$$

$$u_E = 20\text{mVp} \cdot 29,1 / (30 + 29,1\Omega) = 9.85\text{mVp} = 7,0\text{mV}$$

$$i_E = u_E / r_E = 7,0\text{mV} / 30 = 0,232\text{mA}$$

$$i_C = \beta / (\beta + 1) i_E = 0,230\text{mA}$$

$$u_C = i_C \cdot 2,5\text{k}\Omega = 0,575\text{V}$$

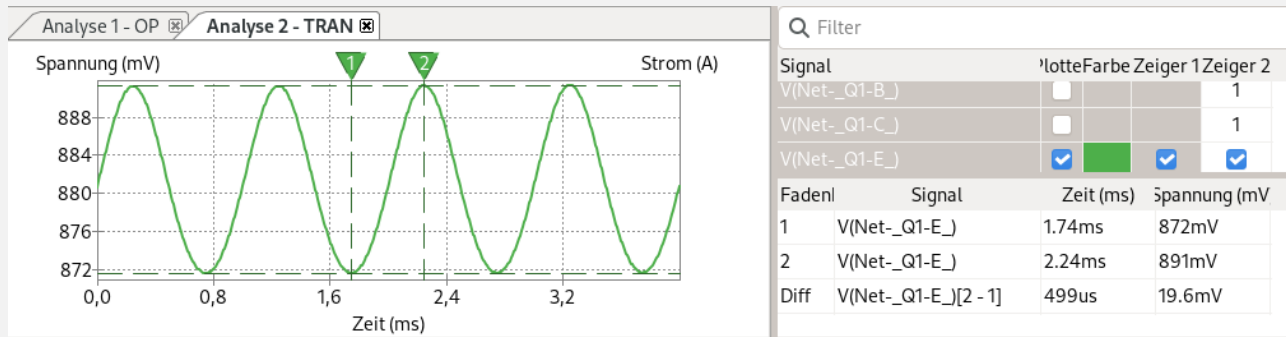
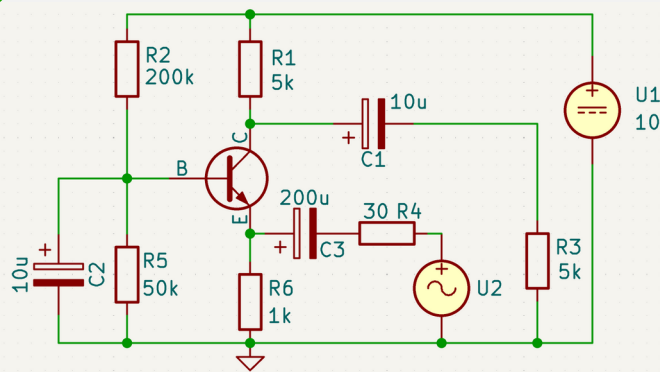
$$\text{pow\_in\_max} = (7,1\text{mV})^2 / 30 = 1.7\mu\text{W}$$

$$\text{pow\_out} = (0,53\text{V})^2 / 5\text{k}\Omega = 66\mu\text{W}$$

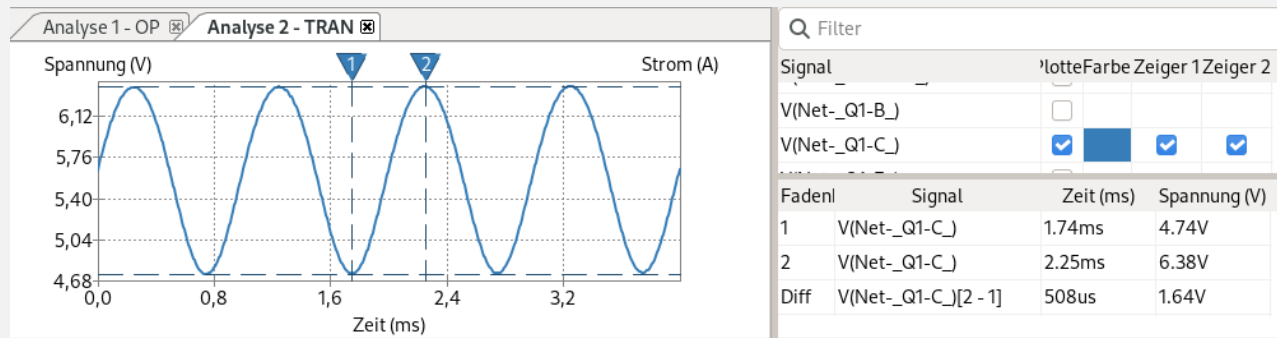
Verstärkung 40 oder 16dB. 85 von 99

Bonusmaterial

# Was sagt die Simulation?

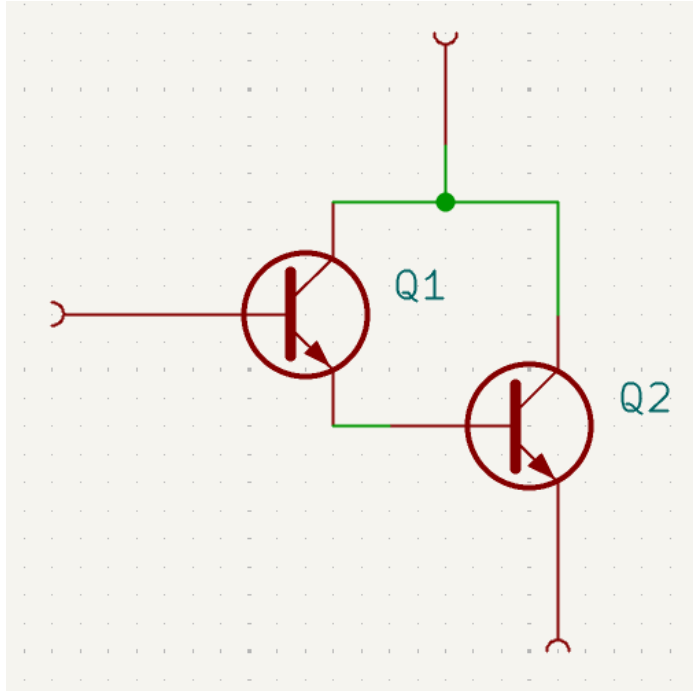


Simulation  $u_{BE} = 19,6\text{mV}_{pp} = 6,9\text{mV}$ , wir  $7,0\text{mV}$



# Ausgewählte Schaltungen

# Darlington-Transistor



Supertransistor mit extrem hoher Stromverstärkung

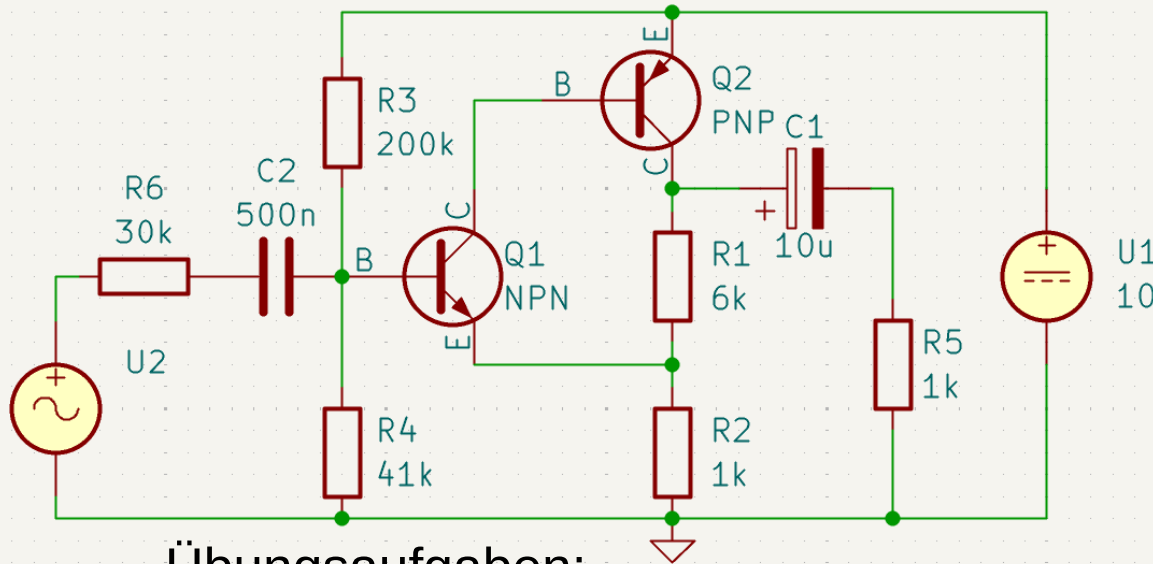
$$\beta_{\text{ges}} = \beta_1 \beta_2$$

Übungsaufgabe:

- Die normale Verstärkerschaltung für einen Kollektorstrom von 100mA dimensionieren.
- Eingangswiderstand  $r_{\text{in}}$  berechnen.
- Verstärkung berechnen.
- Bonusaufgabe:  
Mit der Simulation überprüfen.



# Spannungsverstärker



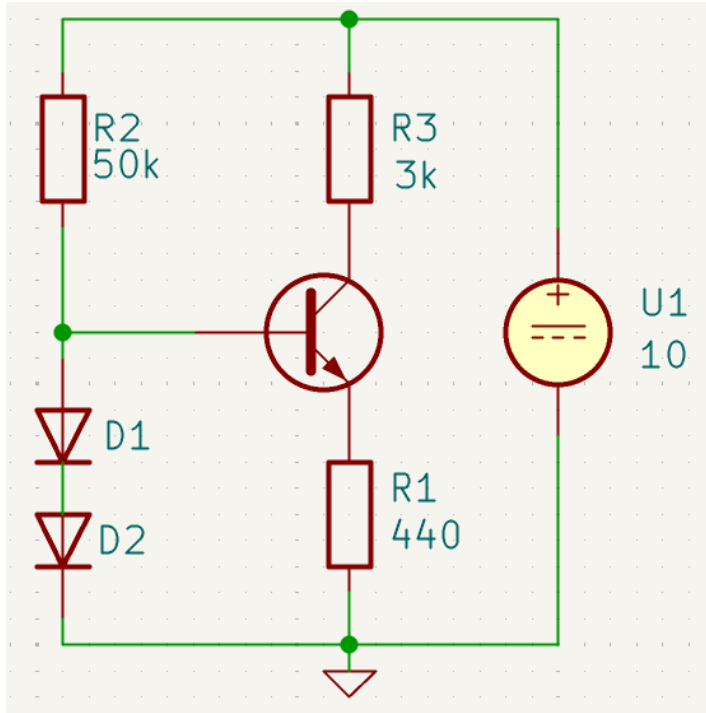
Diese interessante Schaltung versechsfacht ( $R_1/R_2$ ) das Eingangssignal. Über den Emittor von  $Q_1$  wird ein Sechstel des Ausgangssignal gegengekoppelt. Das sorgt für einen niedrigen  $r_{out}$ .

Übungsaufgaben:

- Einfach: Wie kann mit der Simulation  $r_{in}$  festgestellt werden?
- Mittelschwer: Durch Experimente mit der Simulation  $r_{out}$  „messen“.
- Schwer:  $r_{out}$  selbst ausrechnen.

# Konstantstromquelle

(hier für 1mA)



$R_3$  ändern:  $I_C$  bleibt stabil solange keine Sättigung.

Was passiert bei Halbierung von  $U_1$ ?

- Ca. Halbierung des Stroms durch  $D_1$  und  $D_2$ . Erwarteter Spannungseinbruch von 2 • 18mV.
- So verringern sich  $U_B$  und damit  $U_E$  um ca. 36mV und  $I_C$  um knapp 10%.

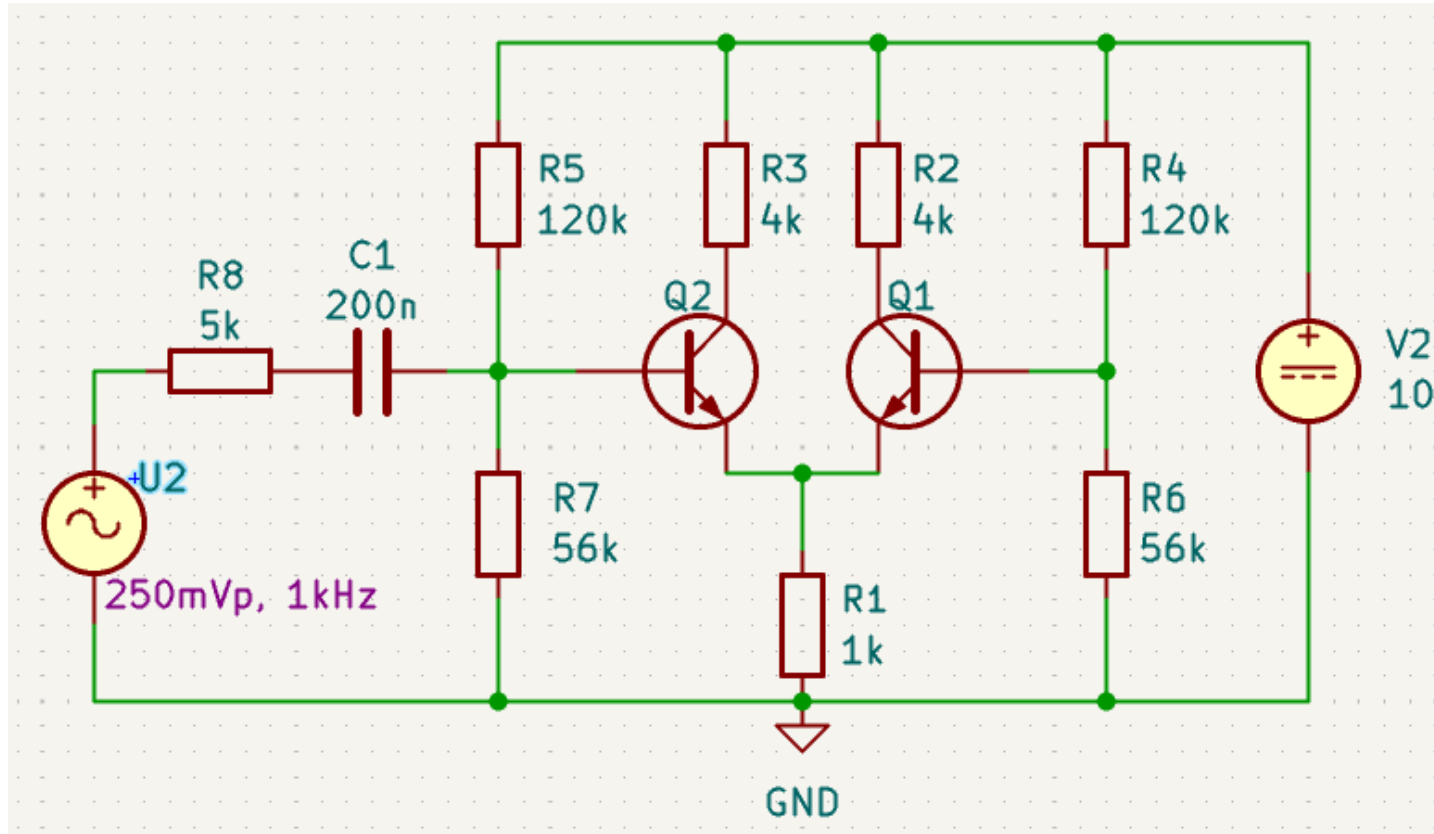
Anwendung:

LED statt  $R_3$ , alles für 20mA dimensionieren.

Laut Simulation:  $I_E = 1,01\text{mA}$  und  $U_E = 444\text{mV}$ .

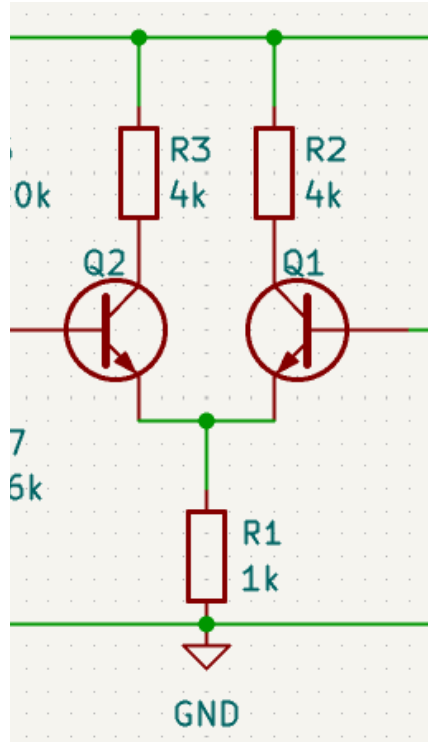
Spannung D1 und D2 je 0,61V, aber  $U_{BE} = 0,78\text{V}$  (etwas andere Diodenwerte).

# Differenzverstärker



Die Transistoren arbeiten gegeneinander. In  $R_2$  und  $R_3$  entstehen Signale mit umgekehrten Vorzeichen.

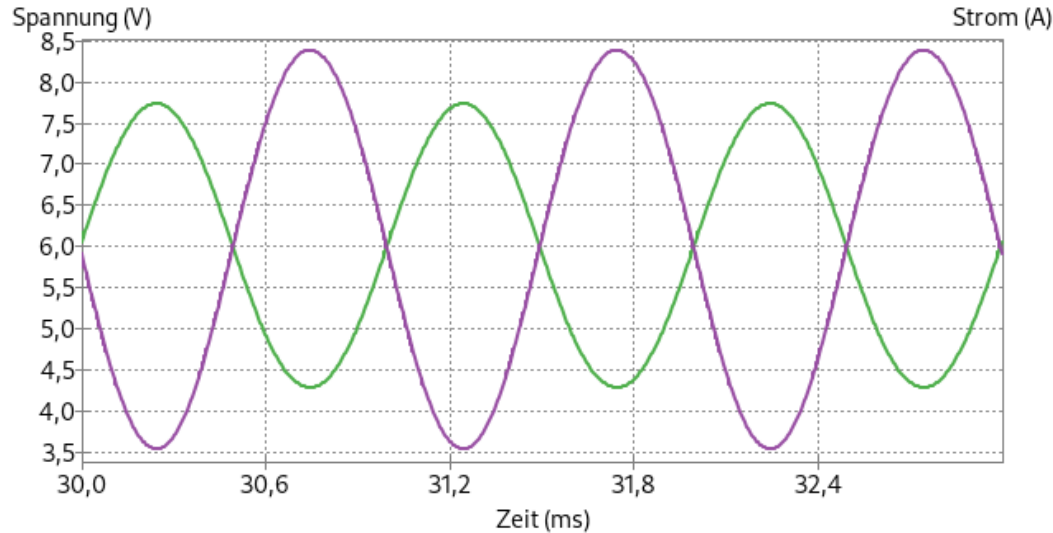
# Durchschlag der BE-Diode möglich!



Unterscheiden sich die Spannungen an beiden Basen um mehr als etwa 5V, wird die sperrende BE-Diode überlastet und schlägt durch.

Schaden:  $\beta$  sinkt nach und nach.  
(irgendwo aufgegabelte Info ohne sichere Quelle)

# Umgekehrtes Vorzeichen, aber leicht abgeschwächte Amplitude.



Signal		lotteFarbe	Zeiger 1	Zeiger 2
V(Net_Q1-C_)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
V(Net_Q1-E_)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
V(Net_Q2-B_)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
V(Net_Q2-C_)	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
V(Net_R2-Pad1_)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
V(Net_R8-Pad1_)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
I(C1)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Die Amplitude am Kollektor des gespeisten Transistors ist  $4,84V_{pp}$ .

Die Amplitude am Kollektor des anderen Transistors ist  $3,44V_{pp}$ .

Dieser Unterschied entsteht durch den niedrigen Kopplungswiderstand von  $R_1$  von  $1k\Omega$ .

Den durch eine Stromquelle (mit hohem Innenwiderstand) ersetzen,

und beide Spannungen wären gleich.

# Differenzverstärker, Analyse

Laut Simulation  $u_{B2} = 388\text{mV}_{pp}$  wenn mit  $500\text{mV}_{pp}$  durch  $5\text{k}\Omega$  gespeist wird.  
Also  $(500-388)\text{mV}_{pp}/5\text{k}\Omega = 22,4\mu\text{A}_{pp}$ ;  $r_{in} = 388\text{mV}_{pp} / 22,4\mu\text{A}_{pp} = 17,3\text{k}\Omega$ .

Diese Zahl ergibt sich wie folgt:

$$120\text{k}\Omega \parallel 56\text{k}\Omega = 38,2\text{k}\Omega \text{ (der Spannungsteiler jeweils links und rechts)}$$

$$(38,2\text{k}\Omega + 2,6\text{k}\Omega) / (\beta+1) = 404\Omega \text{ (rechte Seite zur Mitte)}$$

$$404\Omega \parallel 1\text{k}\Omega = 288\Omega \text{ (Mitte)}$$

$$288\Omega \cdot (\beta+1) + 2,6\text{k}\Omega = 31,7\text{k}\Omega \text{ (rechte Seite nach } r_{in} \text{ transformiert)}$$

$$38,2 \parallel 31,7 = 17,3\text{k}\Omega.$$

Verhältnis im gespeisten Transistor:

$$i_{B2} = 388\text{mV}_{pp} / 31,7\text{k}\Omega = 12,3\mu\text{A}_{pp}$$

$$u_{C2} = 12,3\mu\text{A}_{pp} \cdot \beta \cdot 4\text{k}\Omega = 4,9\text{V}_{pp} \text{ Erwartet werden } 4,84\text{V}_{pp}.$$

# Differenzverstärker, Analyse

Verhältnis im anderen Transistor:

Der Stromzufluß in die Mitte vom ersten Transistor ist:

$$i_{E2} = i_{B2} \cdot \beta = 1,24\text{mA}_{pp}$$

Das entspricht einer Signalspannung:

$$u_E = 1,24\text{mA}_{pp} \cdot 288\Omega = 356\text{mV}_{pp}$$

Welchen Strom erzeugt die im Emitter des ungesteuerten Transistors:

$$i_{E1} = 356\text{mV}_{pp} / 404\Omega = 882\mu\text{A}_{pp}$$

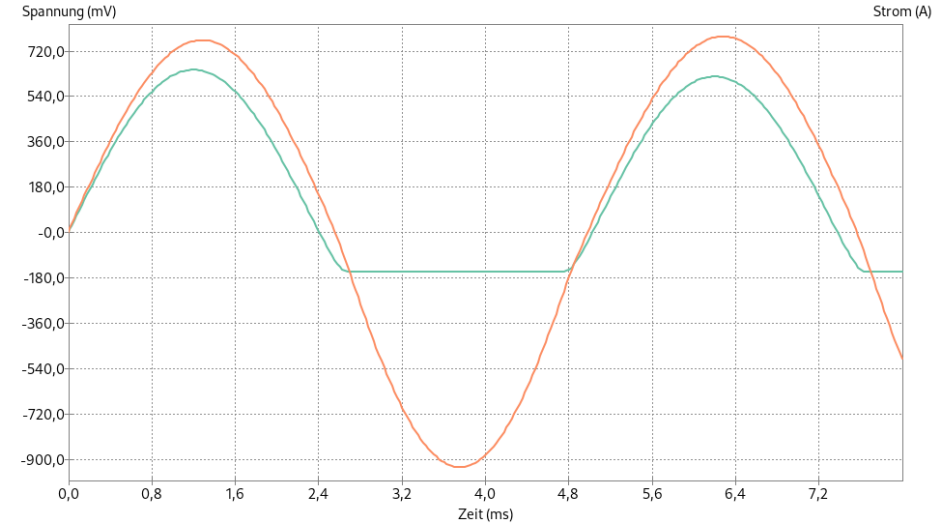
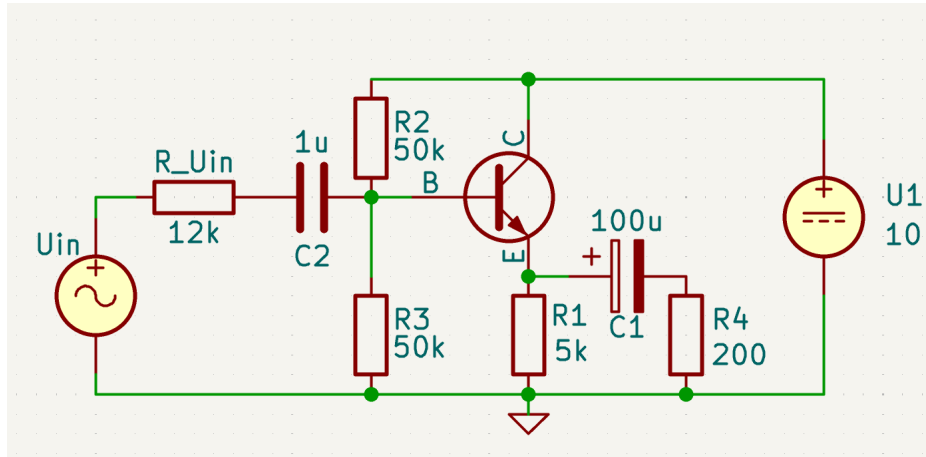
$$i_{C1} = \beta/(\beta+1) \cdot 882\mu\text{A}_{pp} = 873\mu\text{A}_{pp}$$

Dem entspricht eine Signalspannung

$$u_{C1} = 873\mu\text{A}_{pp} \cdot 4\text{k}\Omega = 3,49\text{V}_{pp}$$

In der Simulation gemessen wurden  $3,44\text{V}_{pp}$ .

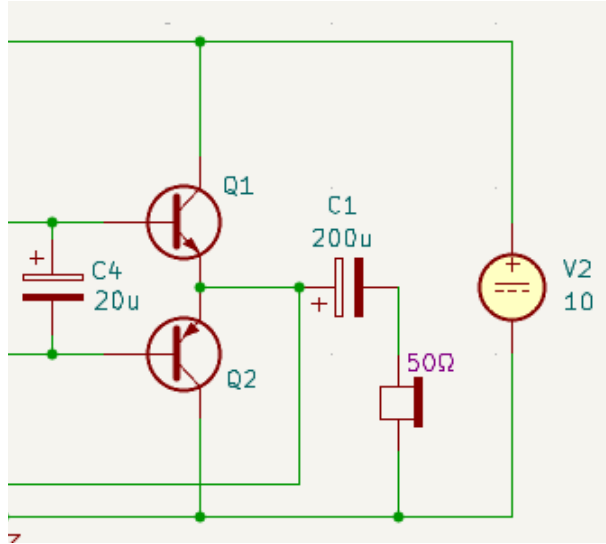
# Wir hatten da noch ein Problem...



## Was tun?

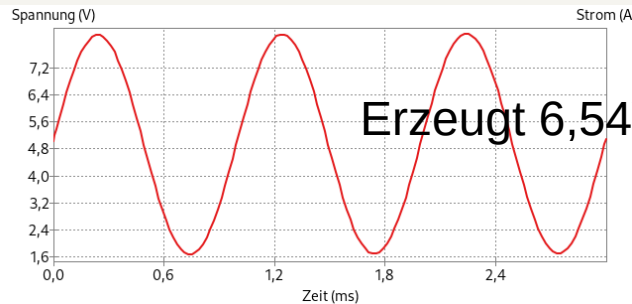
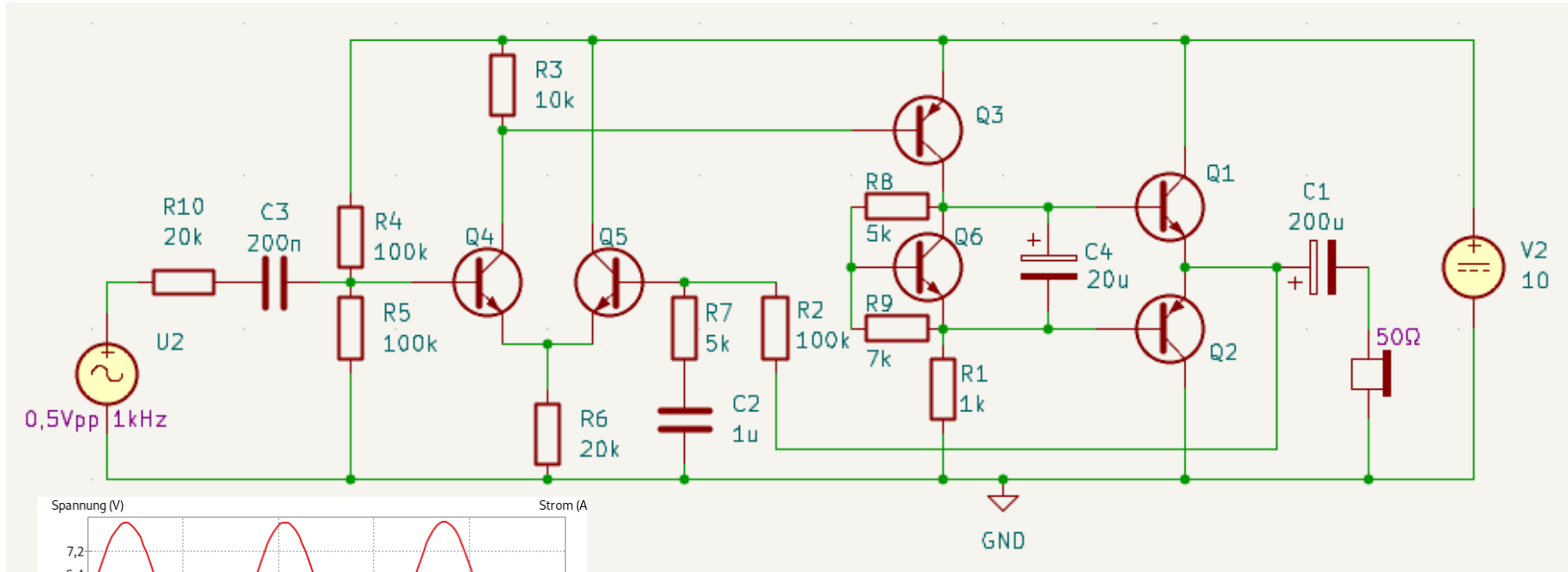


# Komplementär-Endstufe



Kombination eines PNP-Emitterfolgers mit einem NPN-Emitterfolger macht symmetrische Kurvenform möglich.

# Kleiner Audio-Verstärker



Erzeugt 6,54Vpp Output.

Übungsaufgabe: Verstehen. (Schwer.)

# Herzlichen Dank!