

Überblick

- Grundlagen: Spannung, Strom, Widerstand, IV-Kennlinien
- Elektronische Messgeräte im Elektronikpraktikum
- Passive Filter
- Signaltransport im Kabel
- **Transistor**
- Operationsverstärker
- Sensorik
- PID-Regler
- Lock-In-Verstärker
- Phase-Locked Loop
- Digitalelektronik
- Digital-Analog- / Analog-Digital-Wandlung
- Mikrocontroller
- Labview und Virtual Instruments
- Physik in der Elektronik: Ausblick zur Festkörperphysik

Transistor

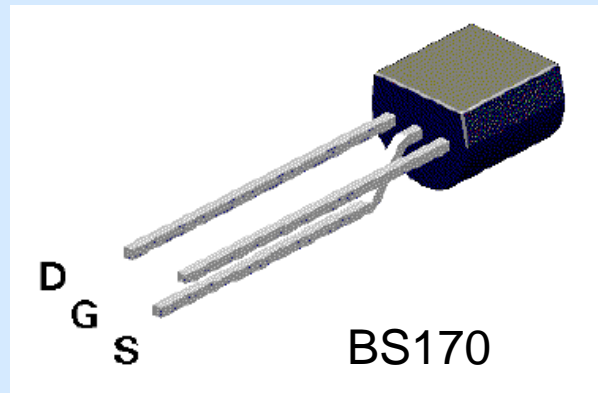
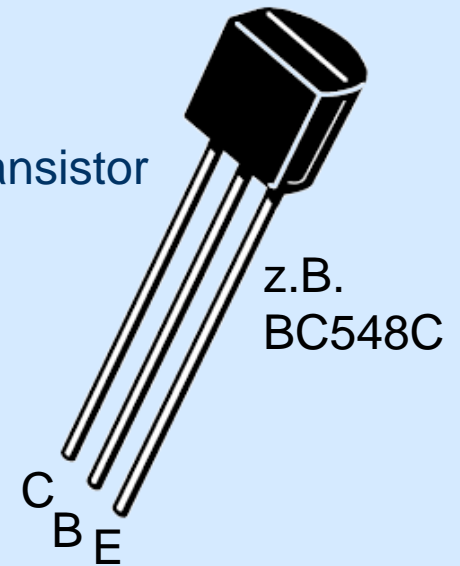
Bis jetzt: 2-polige, passive Bauelemente (Widerstand, Kondensator, Drossel)

Wichtigstes aktives Bauelement: Transistor

- Grundlage für alle integrierten Schaltkreise
- Anwendung in Verstärkern
- Anwendung als (elektronisch gesteuerter) Schalter
- Zwei grundsätzliche Typen: Feldeffekttransistor und Bipolartransistor

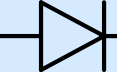
Was heißt aktives Bauelement?

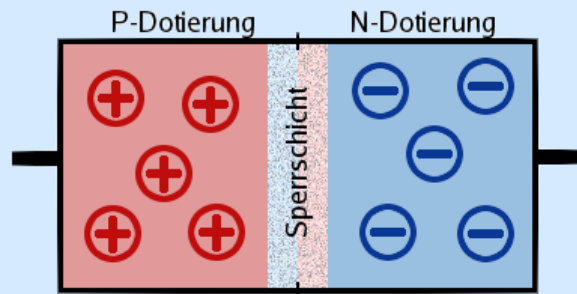
- Bauelement kann "verstärken"
- Ausgangssignal mit mehr Leistung als Eingangssignal
- zusätzliche Leistung kommt von externer Quelle (Spannungsversorgung)



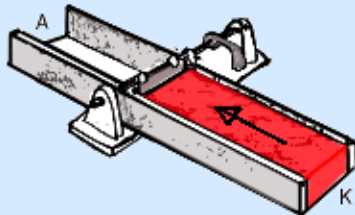
Diode

Kurzer Einschub: Diode

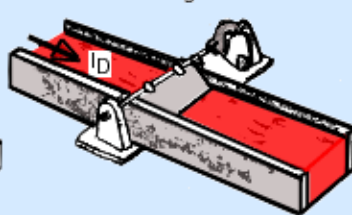
Anode  Kathode



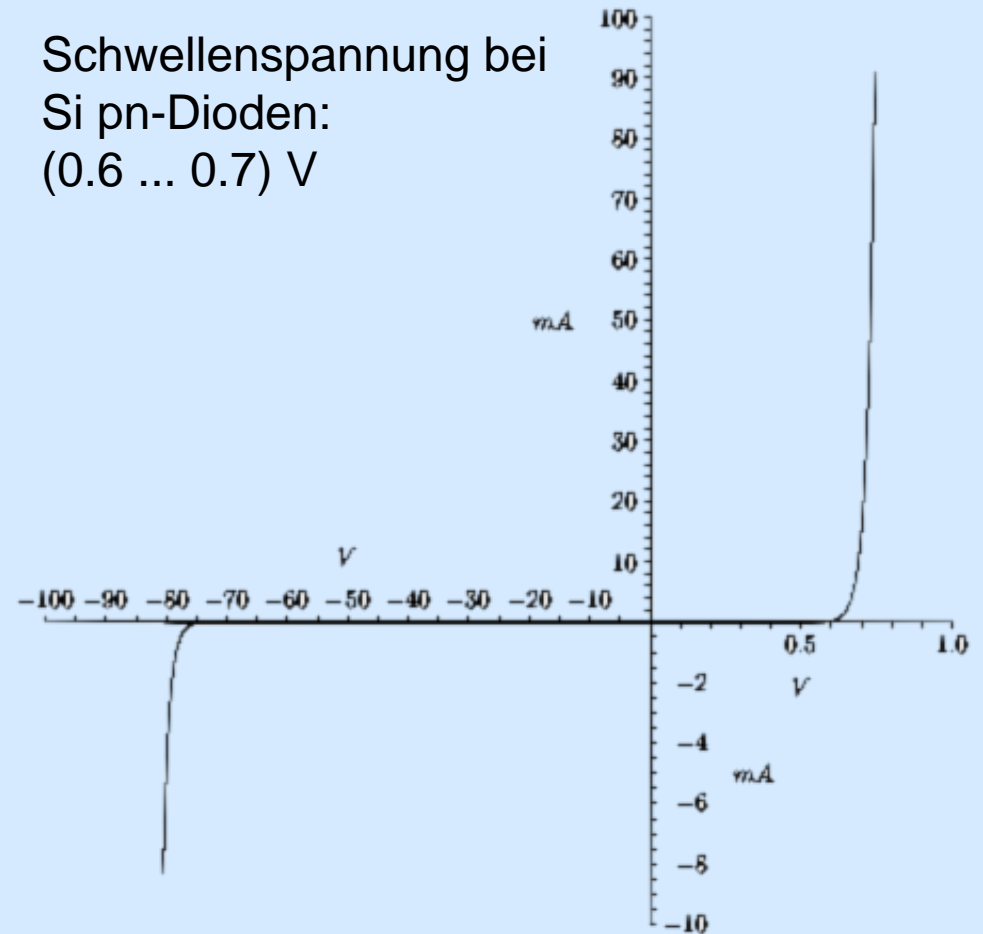
Sperr - Richtung



Durchlass - Richtung



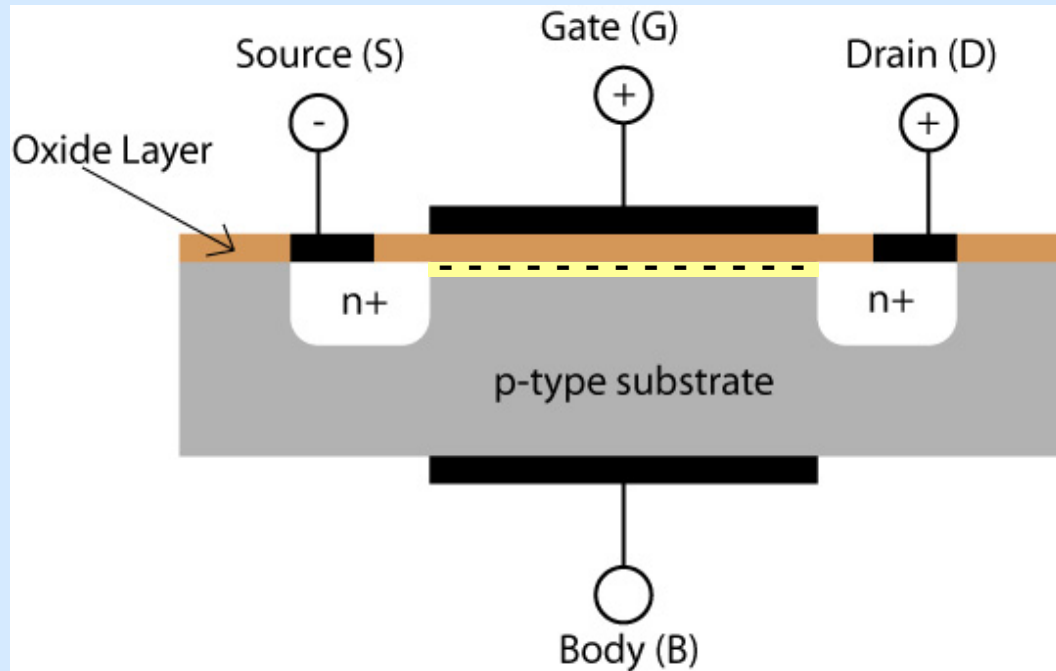
Schwellenspannung bei
Si pn-Dioden:
(0.6 ... 0.7) V



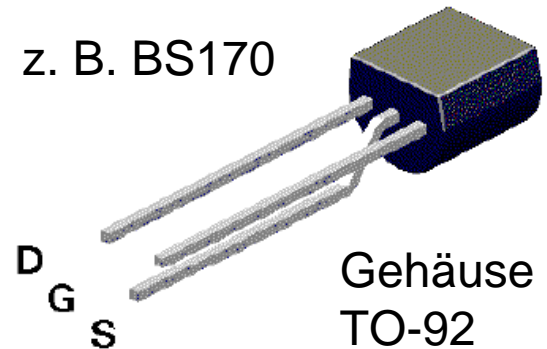
Merke: "In Durchlassrichtung fallen an einer Si pn-Diode immer ca. 0.7 V ab."

MOSFET

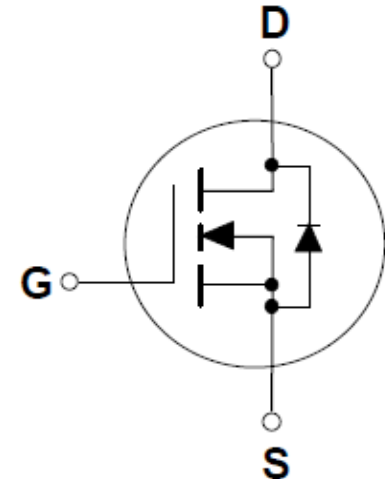
Metall-Oxid-Halbleiter-Feld-Effekt-Transistor:



z. B. BS170

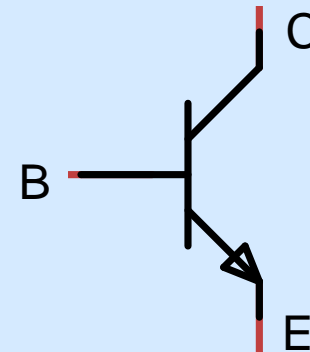
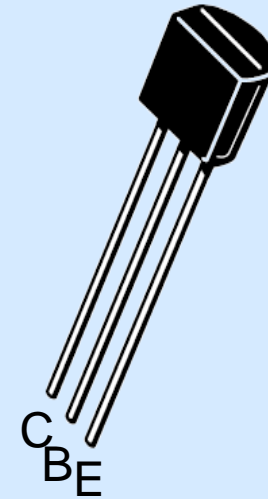
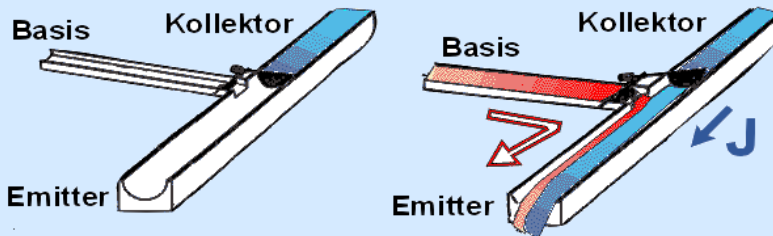
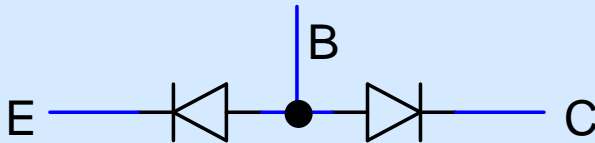
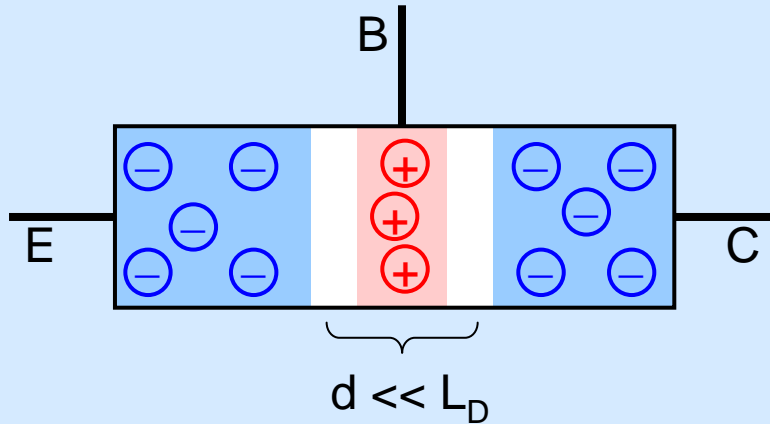


MOSFET = unipolarer Transistor (nur Elektronen oder Löcher tragen den Strom)



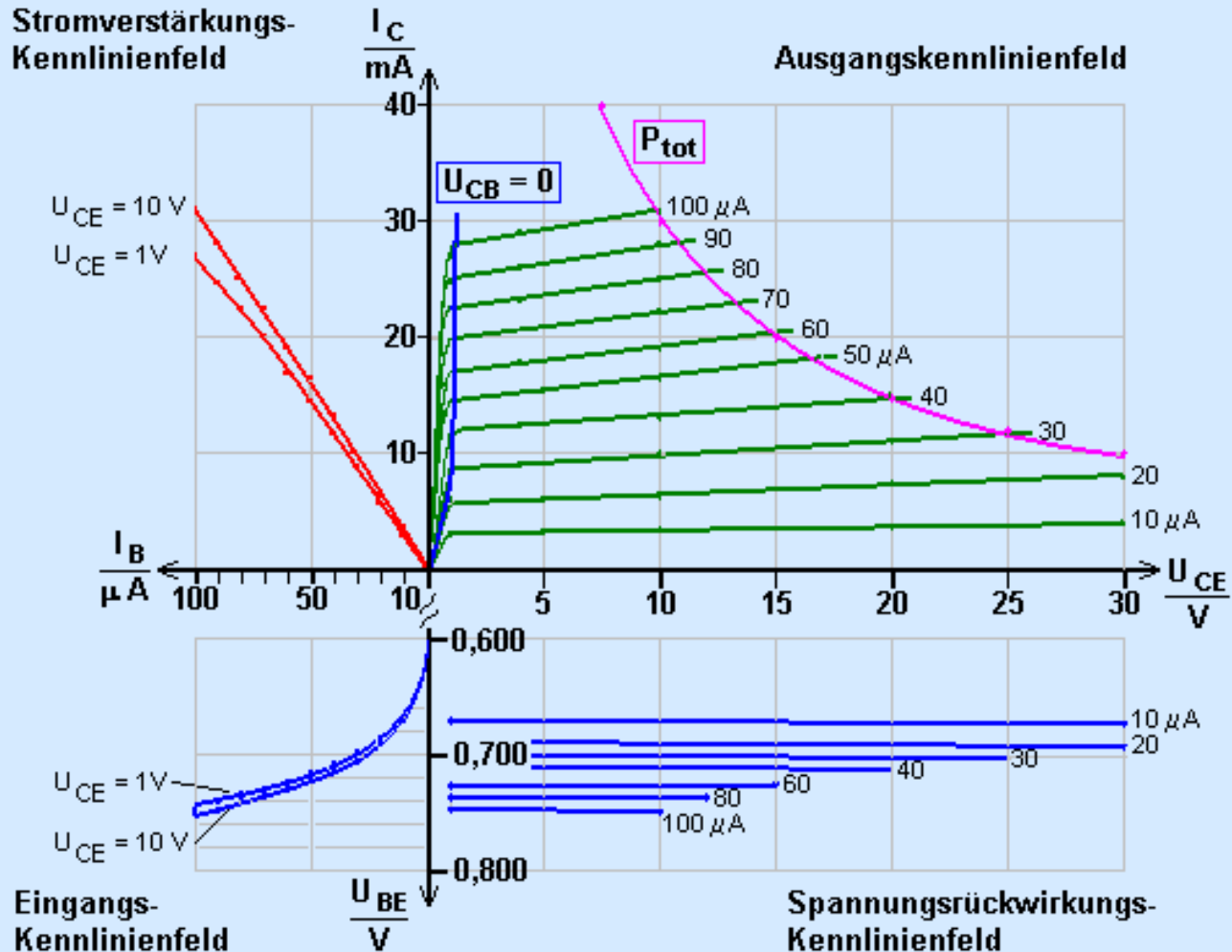
Transistor

Wieder zurück zum (Bipolar-)Transistor ...



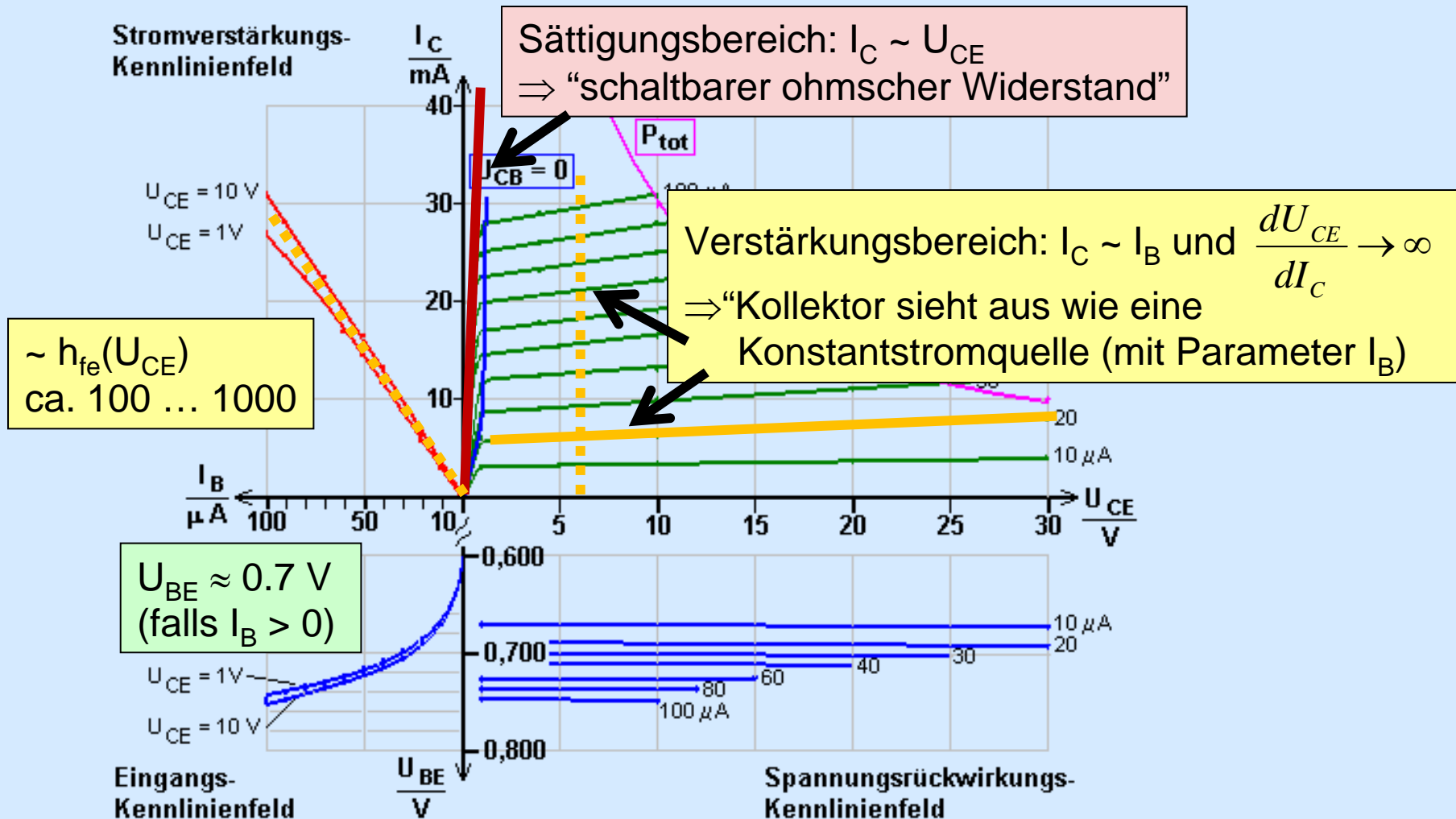
Transistor

Kennlinienfelder eines Bipolartransistors (z.B. BC107):



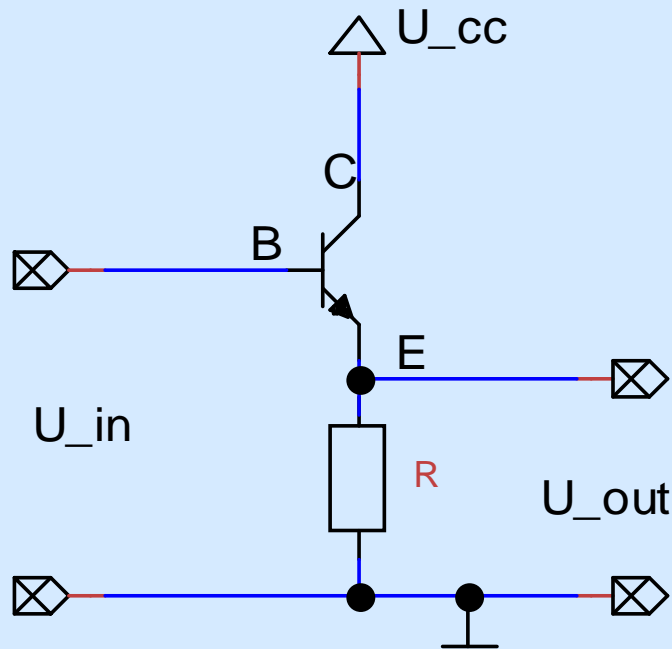
Transistor

Kennlinienfelder eines Bipolartransistors (z.B. BC107):



Transistor-Grundsaltungen

Emitter-Folger:



falls $U_{in} > 0.7 \text{ V} \Rightarrow U_{BE} \approx 0.7 \text{ V} \approx \text{const.}$

$\Rightarrow U_{out} = U_{in} - U_{BE} = U_{in} - 0.7 \text{ V}$

Spannungsverstärkung: $G = \frac{\partial U_{out}}{\partial U_{in}} = 1$

Wo ist jetzt hier der Verstärker?

$$\Delta I_E = \frac{\Delta U_{out}}{R} = \frac{\Delta U_{in}}{R}$$

$$\Delta I_B = \Delta I_E - \Delta I_C = \Delta I_E - \Delta I_B h_{fe} \Rightarrow \Delta I_B = \frac{\Delta U_{in}}{R(h_{fe} + 1)}$$

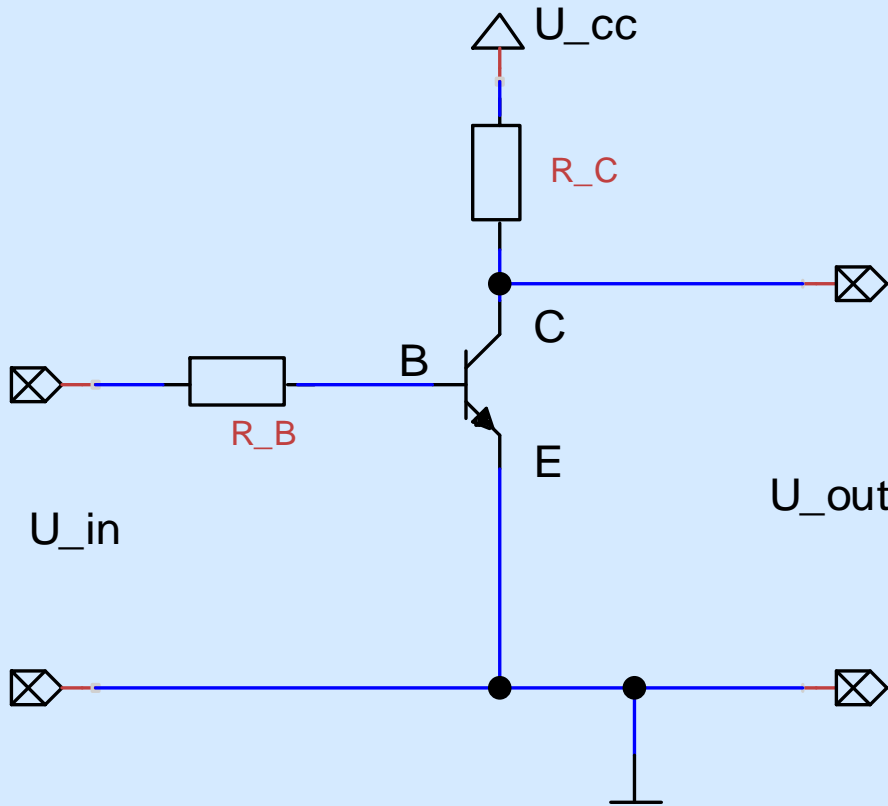
\Rightarrow Eingangsimpedanz: $Z_{in} = (h_{fe} + 1)R$

\Rightarrow **Impedanzwandler**

zusätzlicher Strom $\Delta I_C = h_{fe} \Delta I_B$
kommt aus der Versorgungsspannung U_{CC}

Transistor-Grundsaltungen

Common-Emitter-Verstärker:



für $U_{in} > U_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$:

$$I_C = h_{FE} I_B = h_{FE} \cdot \frac{U_{in} - U_{BE}}{R_B}$$

$$U_{out} = U_{CC} - R_C I_C = U_{CC} - h_{FE} \frac{R_C}{R_B} (U_{in} - U_{BE})$$

⇒ Spannungsverstärkung

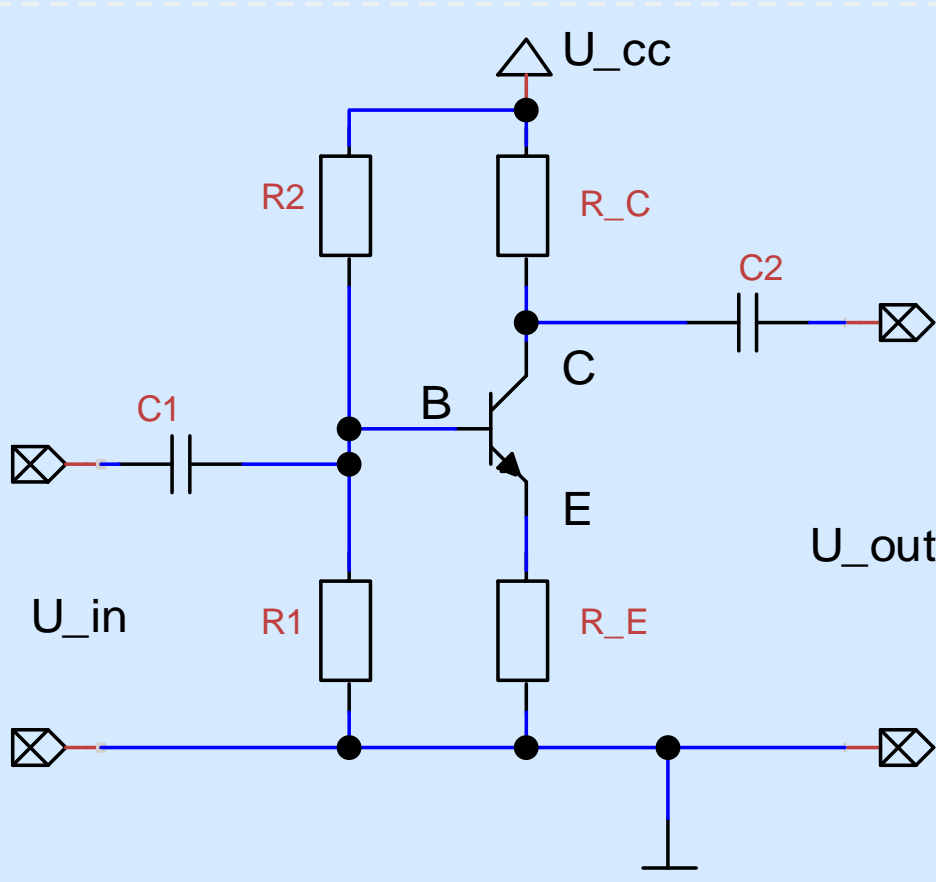
$$G = \frac{\partial U_{out}}{\partial U_{in}} = -h_{FE} \frac{R_C}{R_B}$$

“Spannungsverstärker”

Probleme: Abschneiden von $U_{in} < 0.7 \text{ V}$,
 h_{FE} unterliegt starken Schwankungen (mit U_{CE} , T und Produktion)

Transistor-Grundsaltungen

Common-Emitter-Verstärker (verbessert):



1. C_1 bildet Hochpass, d.h.

$$U_B = U_{CC} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{in,AC}$$

wichtig: $U_B > U_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$

2. Ruhestrom: $I_C \approx I_E = \frac{U_B - U_{BE}}{R_E}$

3. R_C so gewählt, dass
 $U_C = U_{CC} - I_C R_C = U_{CC} / 2$

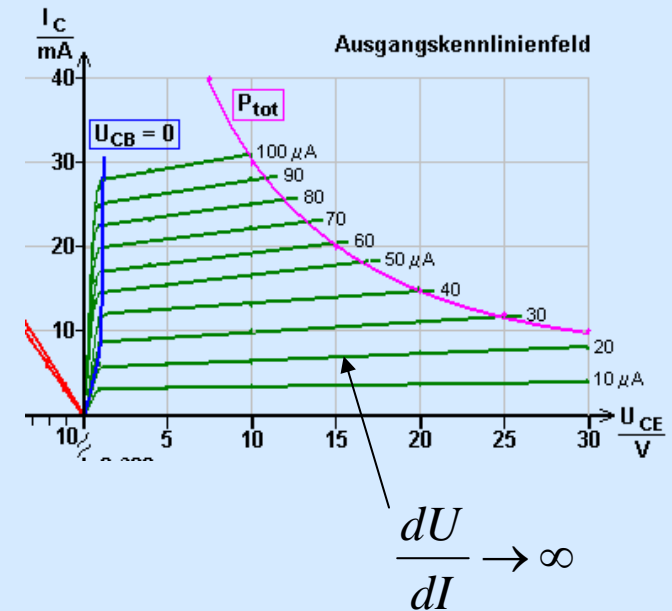
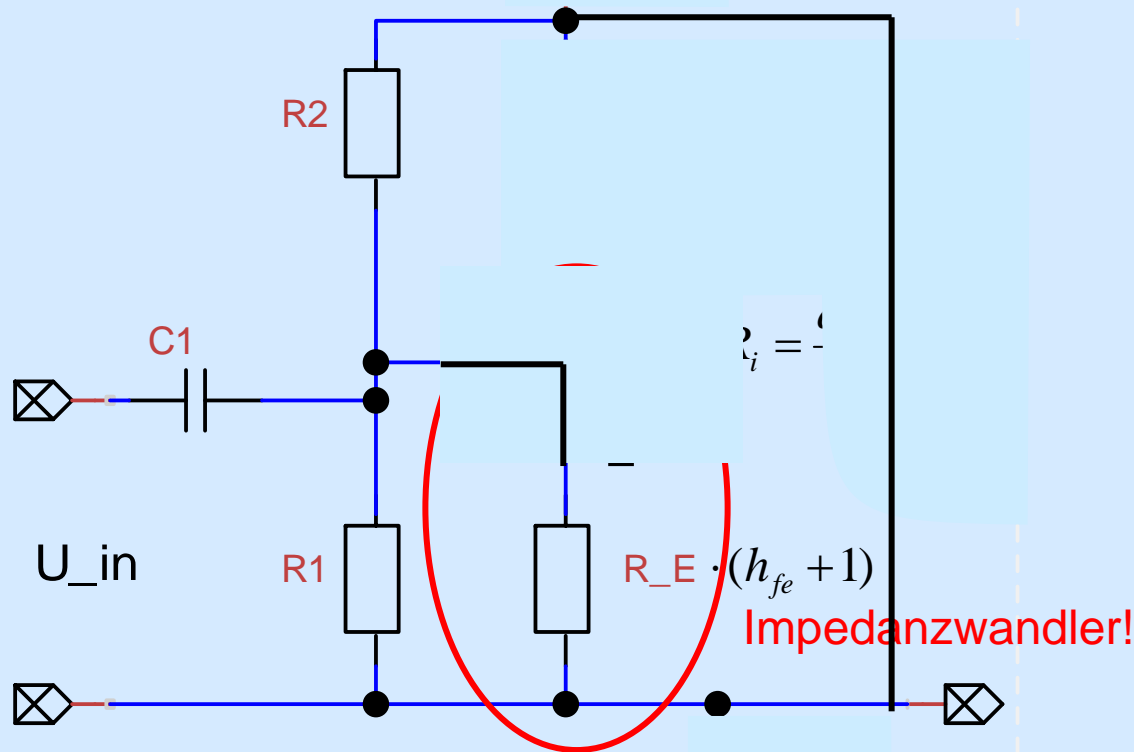
$$\Rightarrow \Delta U_C = -R_C \Delta I_C \approx -\frac{R_C}{R_E} \Delta U_B$$

4. C_2 bildet Hochpass, d.h.
 $\Delta U_{out} = \Delta U_C$ (ohne DC)

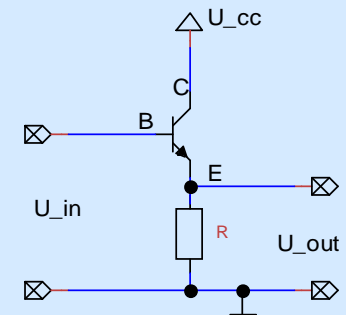
$$\Rightarrow U_{out,AC} = -\underbrace{\frac{R_C}{R_E}}_{=G} U_{in,AC}$$

Transistor-Grundsaltungen

Common-Emitter-Verstärker: Cut-off-Frequenz des Eingangshochpass?



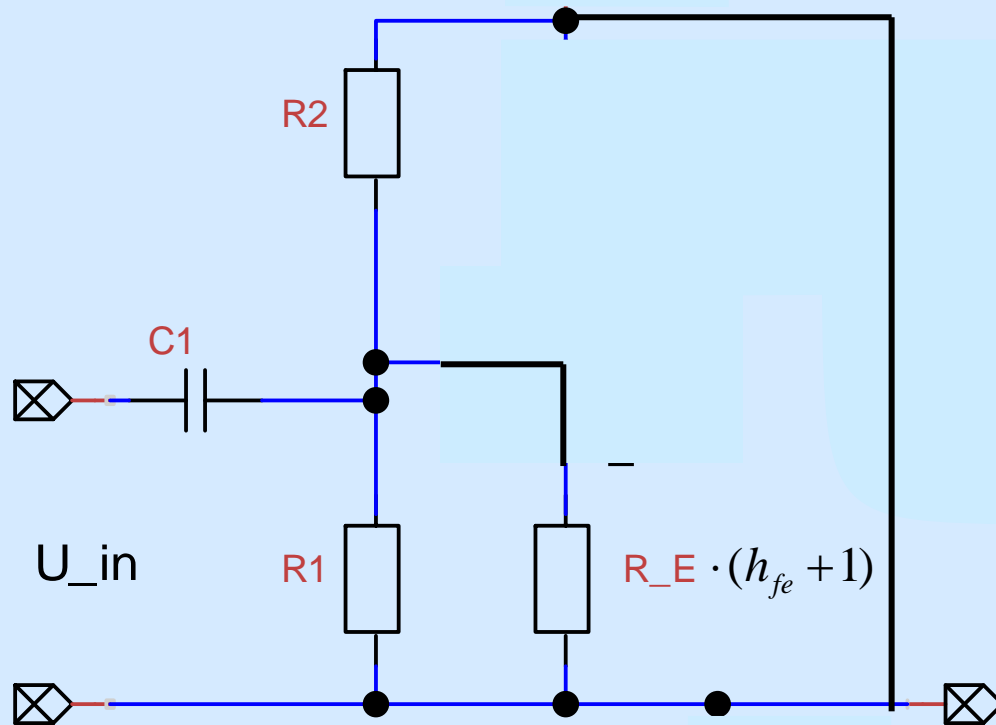
Emitter-Folger:



$$Z_{in} = (h_{fe} + 1)R$$

Transistor-Grundsaltungen

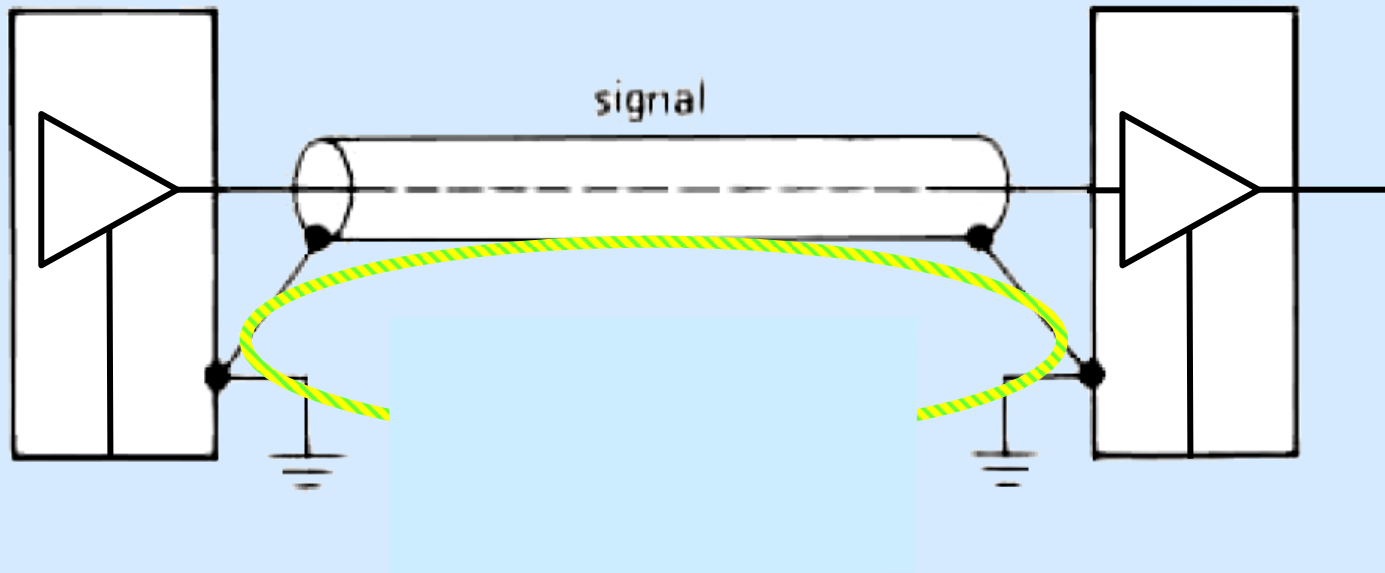
Common-Emitter-Verstärker: Cut-off-Frequenz des Eingangshochpass?



$$R_{Hochpass} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_E (h_{fe} + 1)} \right)^{-1}$$
$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi C_1 R_{Hochpass}}$$

Erdschleife (Ground loop)

Erdpotential kann Störungen enthalten (ortsabhängig)

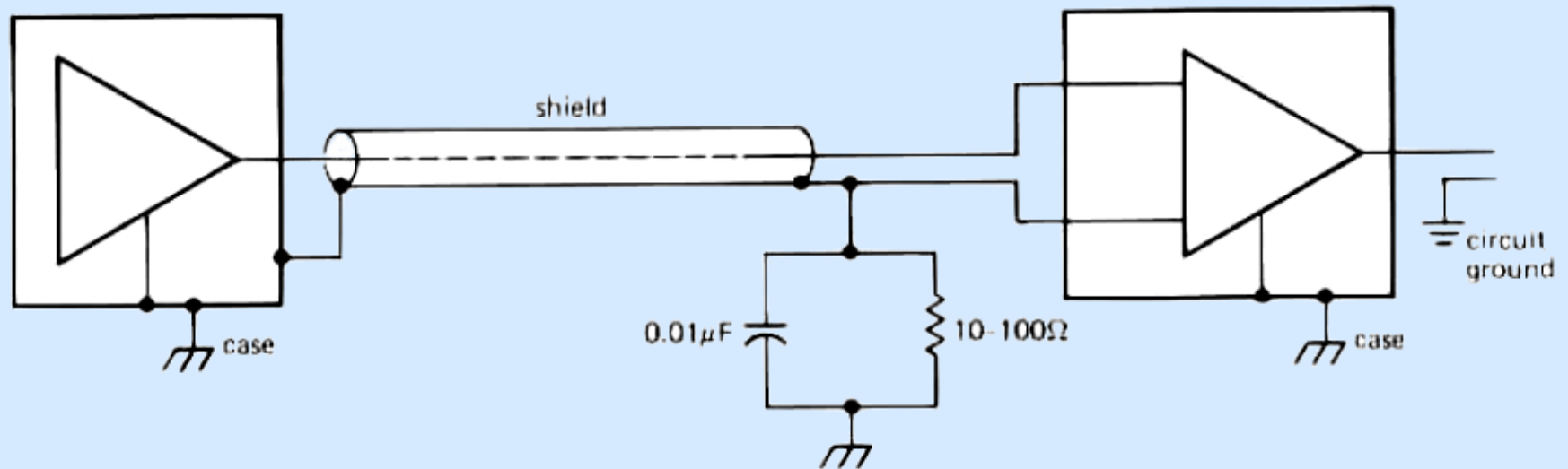


Resultat: gemessenes Signal enthält 50 Hz + höhere Harmonische + RF (radio frequency) + Spikes + "Frequenzmüll"

Erdschleife (Ground loop)

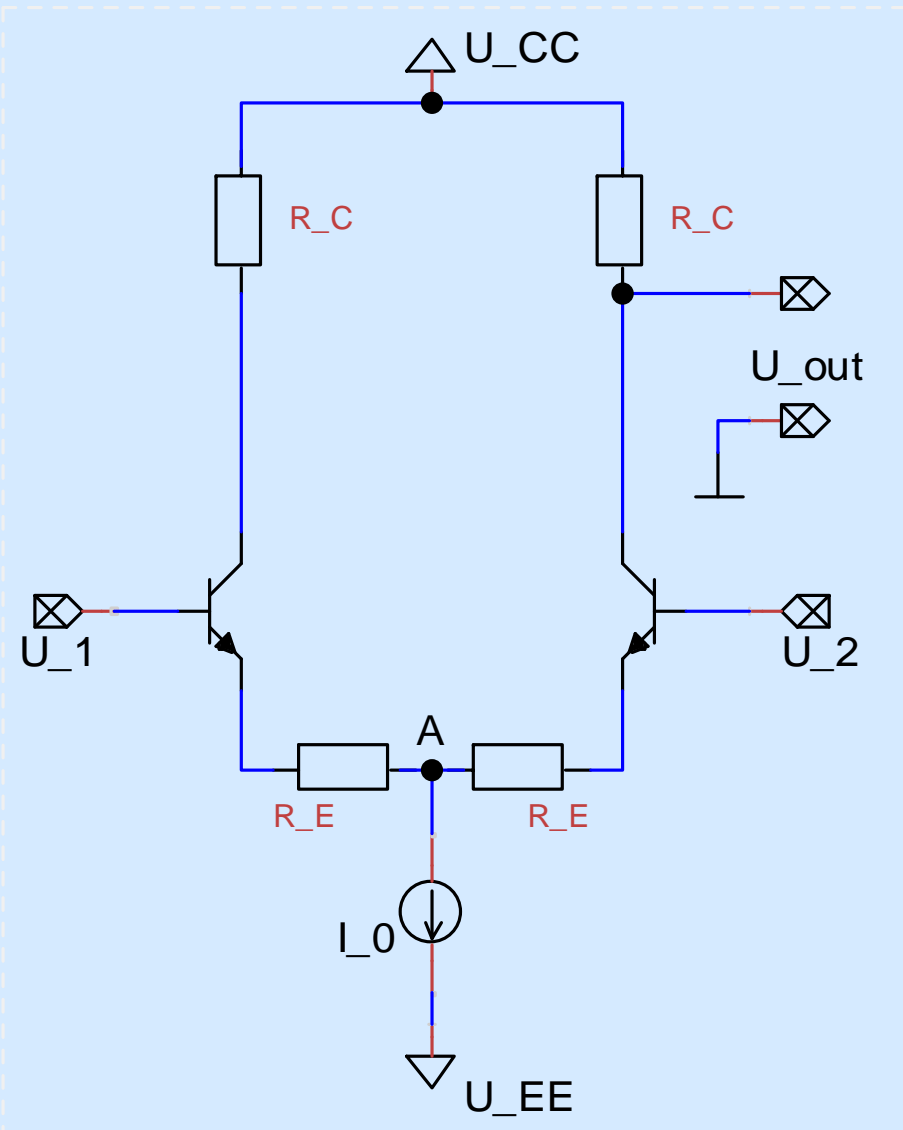
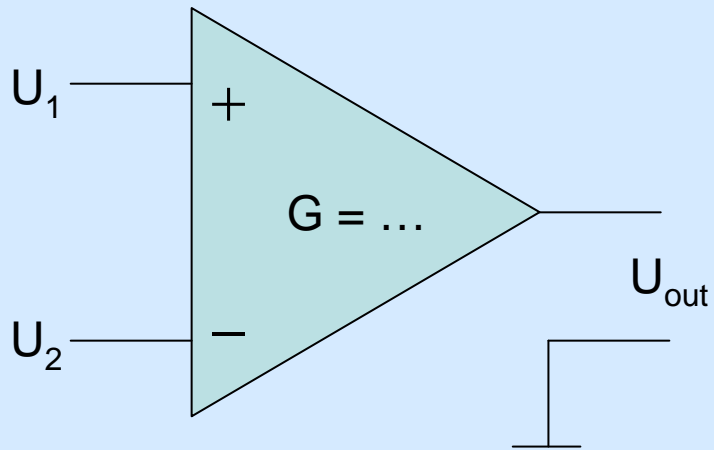
Vermeidung von Erdschleifen:

- Erdung nur an einem Punkt + Verwendung eines Differenzverstärkers



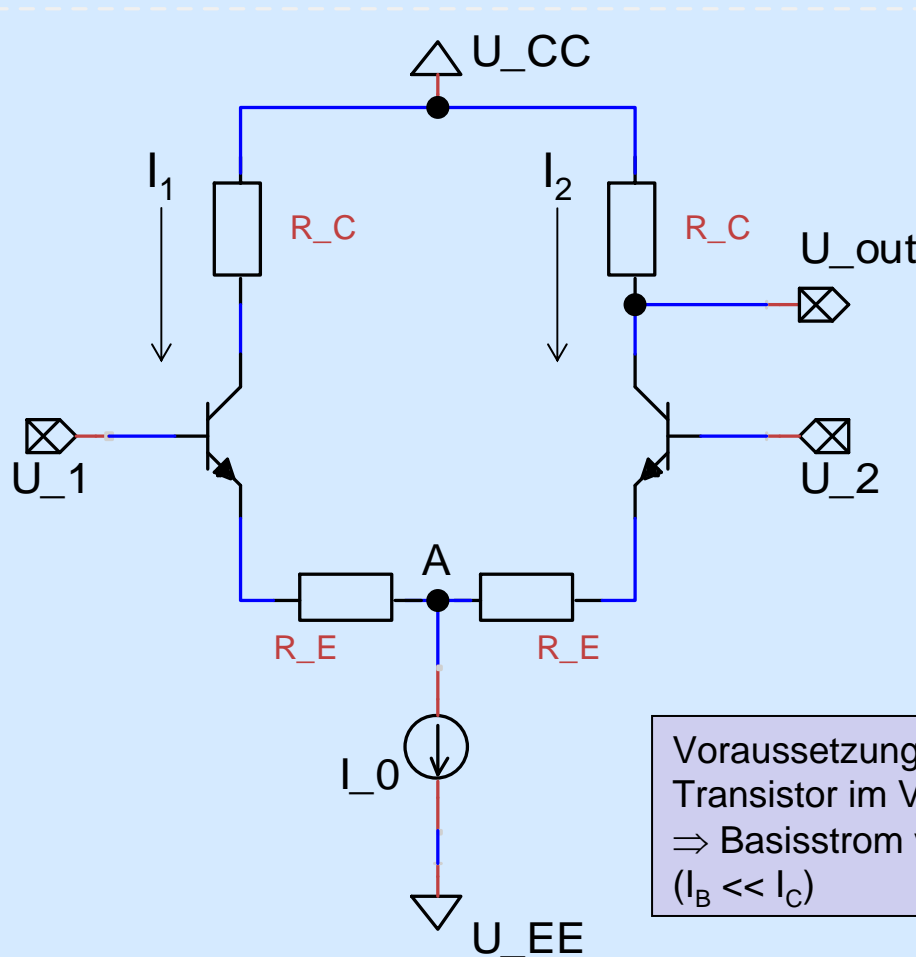
Transistor-Grundsaltungen

Differenzverstärker:



Transistor-Grundsaltungen

Differenzverstärker:



Ersetze U_1 und U_2 durch

•Gleichtaktspannung
(**common mode**):

$$U_{CM} = \frac{U_1 + U_2}{2}$$

•Gegentaktspannung
(**differential mode**):

$$U_{diff} = U_1 - U_2$$

$$\Rightarrow U_1 = U_{CM} + \frac{U_{diff}}{2} \quad U_2 = U_{CM} - \frac{U_{diff}}{2}$$

Ströme:

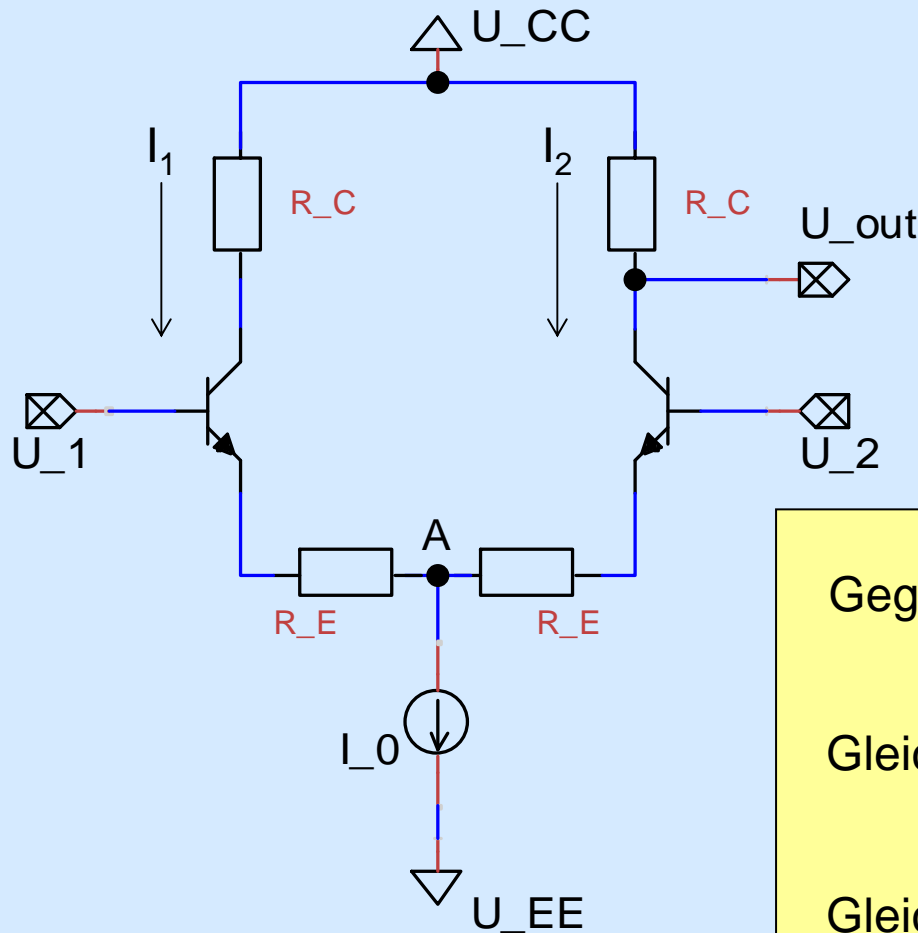
$$I_{1,2} \approx \frac{U_{1,2} - 0.7V - \phi_A}{R_E} = \frac{U_{CM} \pm \frac{U_{diff}}{2} - 0.7V - \phi_A}{R_E}$$

Voraussetzung:
Transistor im Verstärkungsbereich
 \Rightarrow Basisstrom vernachlässigbar
($I_B \ll I_C$)

Strombalance im Punkt A: $I_1 + I_2 = I_0$

Transistor-Grundsaltungen

Differenzverstärker:



Eliminieren von ϕ_A und einsetzen:

$$\Rightarrow I_2 = \frac{1}{2} \left(I_0 - \frac{U_{diff}}{R_E} \right)$$

Ausgangsspannung:

$$U_{out} = U_{CC} - R_C I_2 = U_{CC} - \frac{R_C I_0}{2} + \frac{R_C}{2R_E} U_{diff}$$

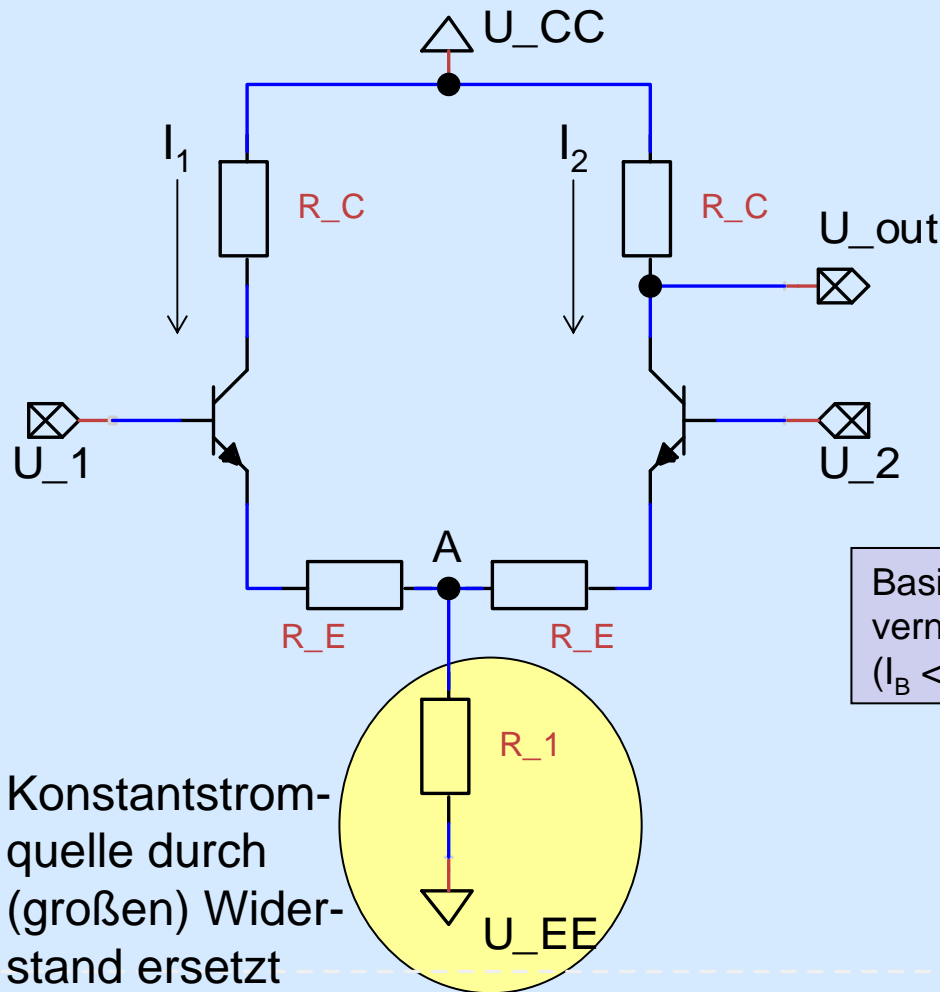
Gegentaktverstärkung: $G_{diff} = \frac{\partial U_{out}}{\partial U_{diff}} = \frac{R_C}{2R_E}$

Gleichtaktverstärkung: $G_{CM} = \frac{\partial U_{out}}{\partial U_{CM}} = 0$

Gleichtaktunterdrückung: $CMRR = \frac{G_{diff}}{G_{CM}} \rightarrow \infty$
(common mode rejection ratio)

Transistor-Grundsaltungen

Differenzverstärker (vereinfacht):



Was ist G_{diff} und G_{CM} und CMRR?

Ströme:

$$I_{1,2} \approx \frac{U_{1,2} - 0.7V - \phi_A}{R_E} = \frac{U_{CM} \pm \frac{U_{diff}}{2} - 0.7V - \phi_A}{R_E}$$

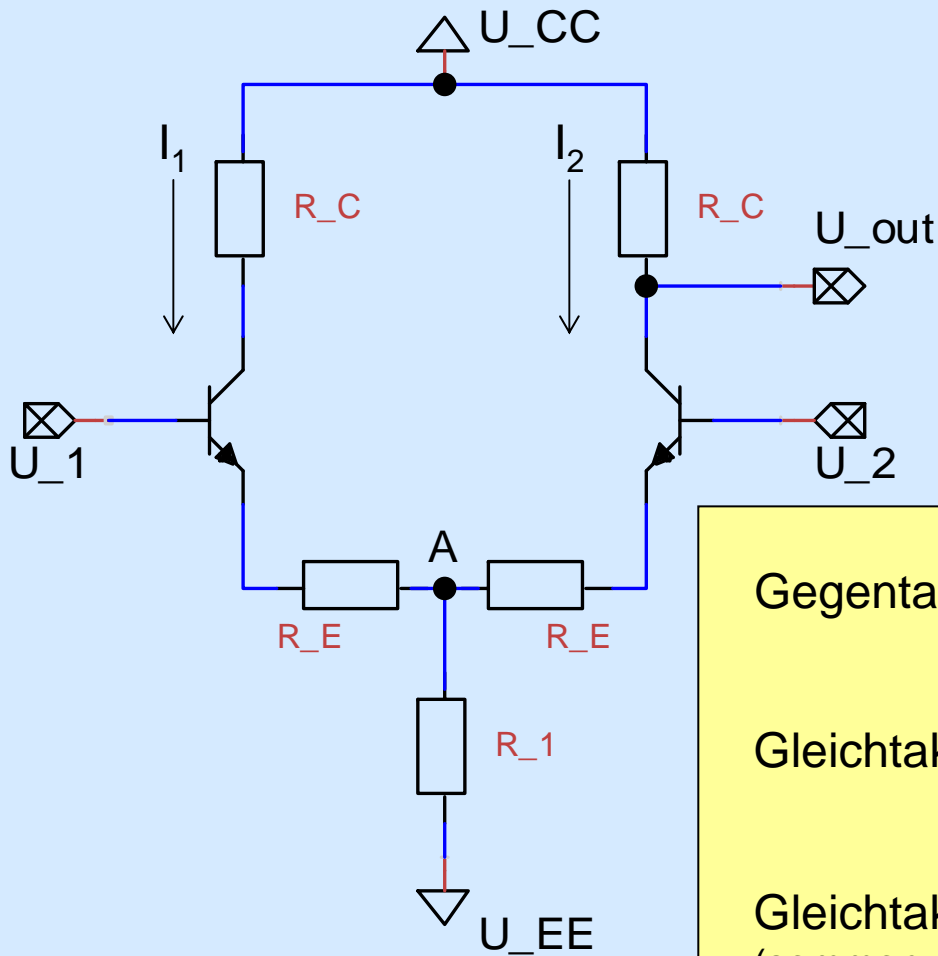
$$I_0 = \frac{\phi_A - U_{EE}}{R_1}$$

Basisstrom wird vernachlässigt ($I_B \ll I_C$)

Strombalance im Punkt A: $I_1 + I_2 = I_0$

Transistor-Grundsaltungen

Differenzverstärker (vereinfacht):



Ausgangsspannung:

$$U_{out} = U_{CC} + 0.7V \frac{R_C}{R_E} + \frac{R_1 R_C}{2R_1 + R_E} \left(\frac{U_{EE}}{R_1} - \frac{1.4V}{R_E} \right) - \frac{R_C}{2R_1 + R_E} U_{CM} + \frac{R_C}{2R_E} U_{diff}$$

Gegentaktverstärkung:

$$G_{diff} = \frac{\partial U_{out}}{\partial U_{diff}} = \frac{R_C}{2R_E}$$

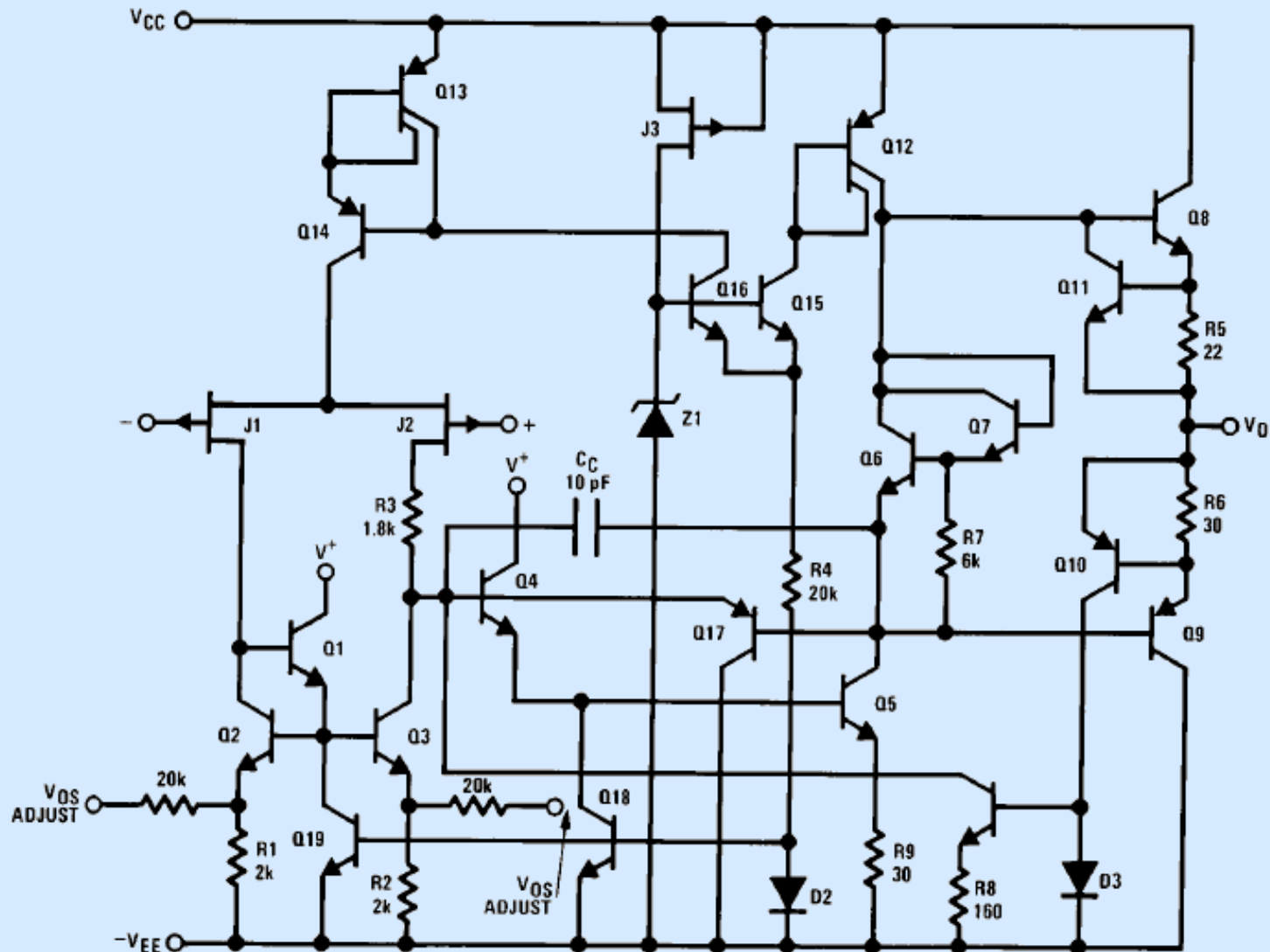
Gleichtaktverstärkung:

$$G_{CM} = \frac{\partial U_{out}}{\partial U_{CM}} = -\frac{R_C}{2R_1 + R_E}$$

Gleichtaktunterdrückung:
(common mode rejection ratio)

$$CMRR = \left| \frac{G_{diff}}{G_{CM}} \right| = \frac{2R_1 + R_E}{2R_E}$$

Operationsverstärker



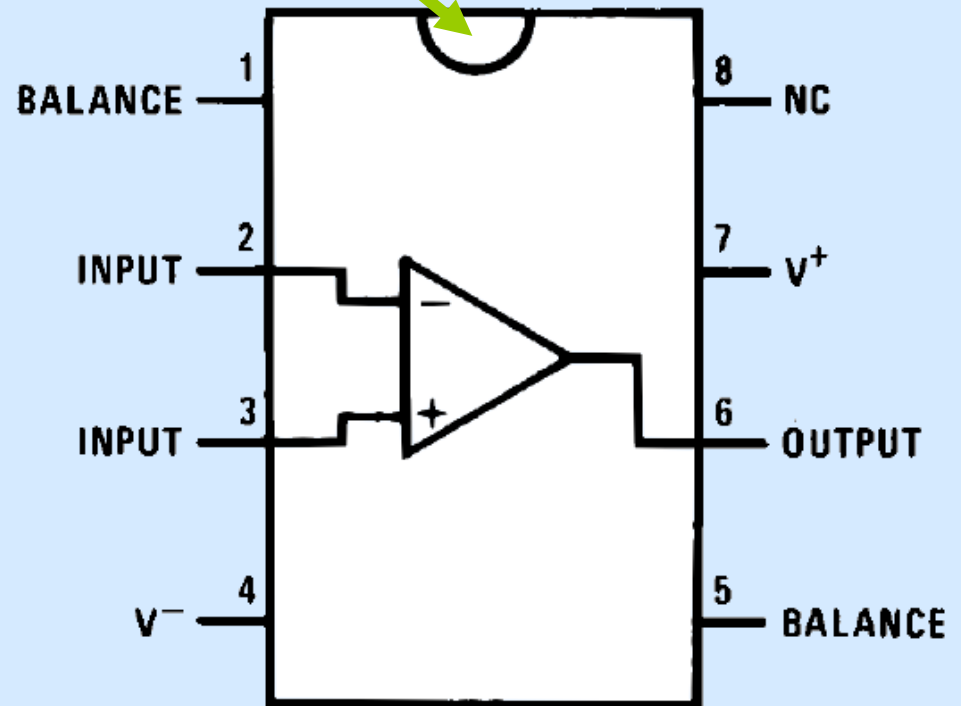
Überblick

- Grundlagen: Spannung, Strom, Widerstand, IV-Kennlinien
- Elektronische Messgeräte im Elektronikpraktikum
- Passive Filter
- Signaltransport im Kabel
- Transistor
- **Operationsverstärker**
- Sensorik
- PID-Regler
- Lock-In-Verstärker
- Phase-Locked Loop
- Digitalelektronik
- Digital-Analog- / Analog-Digital-Wandlung
- Mikrocontroller
- Labview und Virtual Instruments
- Physik in der Elektronik: Ausblick zur Festkörperphysik

Operationsverstärker



Dual-In-Line Package



Standardtypen: LF411 (JFET), LM741 (bipolar)

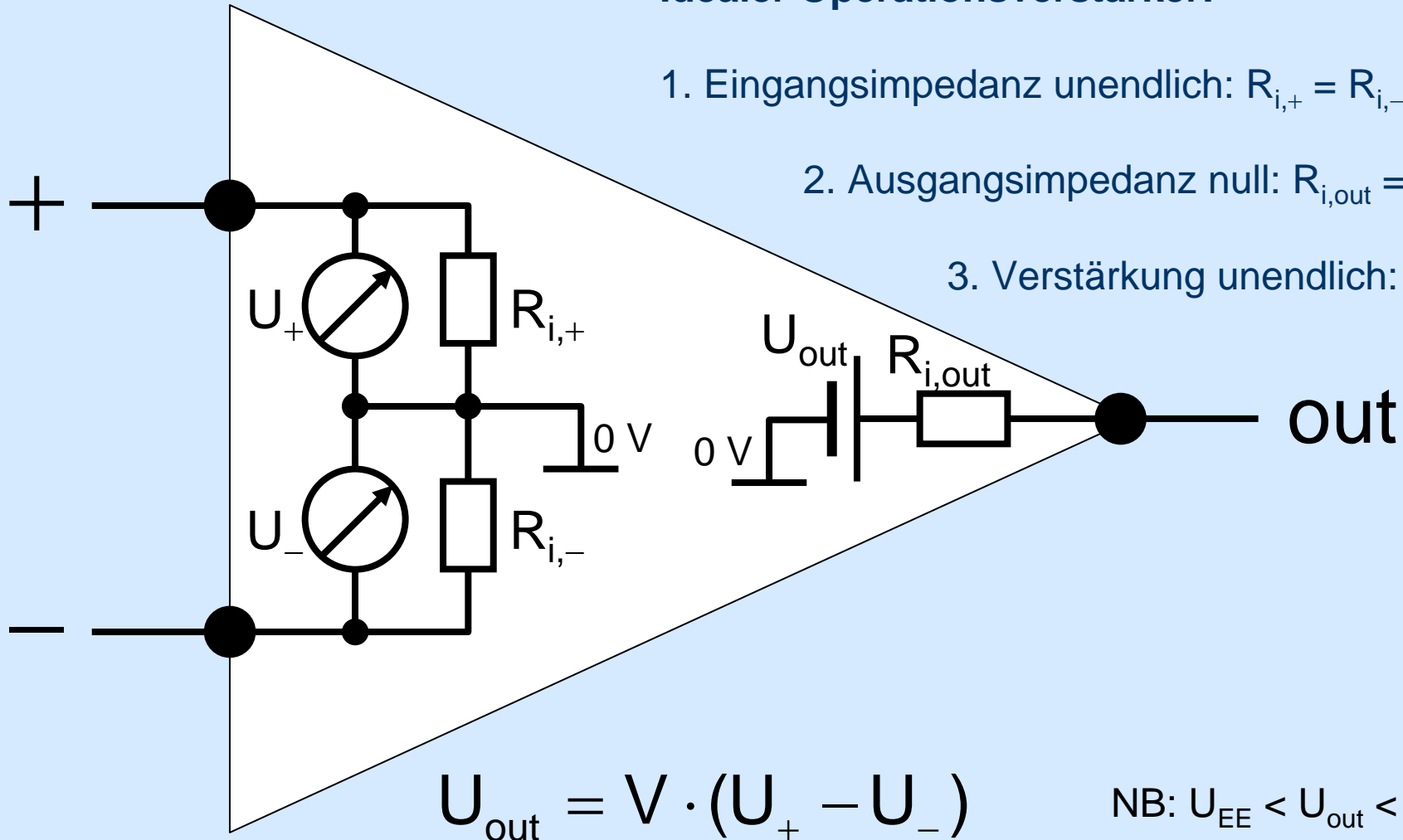
Operationsverstärker

Idealer Operationsverstärker:

1. Eingangsimpedanz unendlich: $R_{i,+} = R_{i,-} = \infty$

2. Ausgangsimpedanz null: $R_{i,out} = 0$

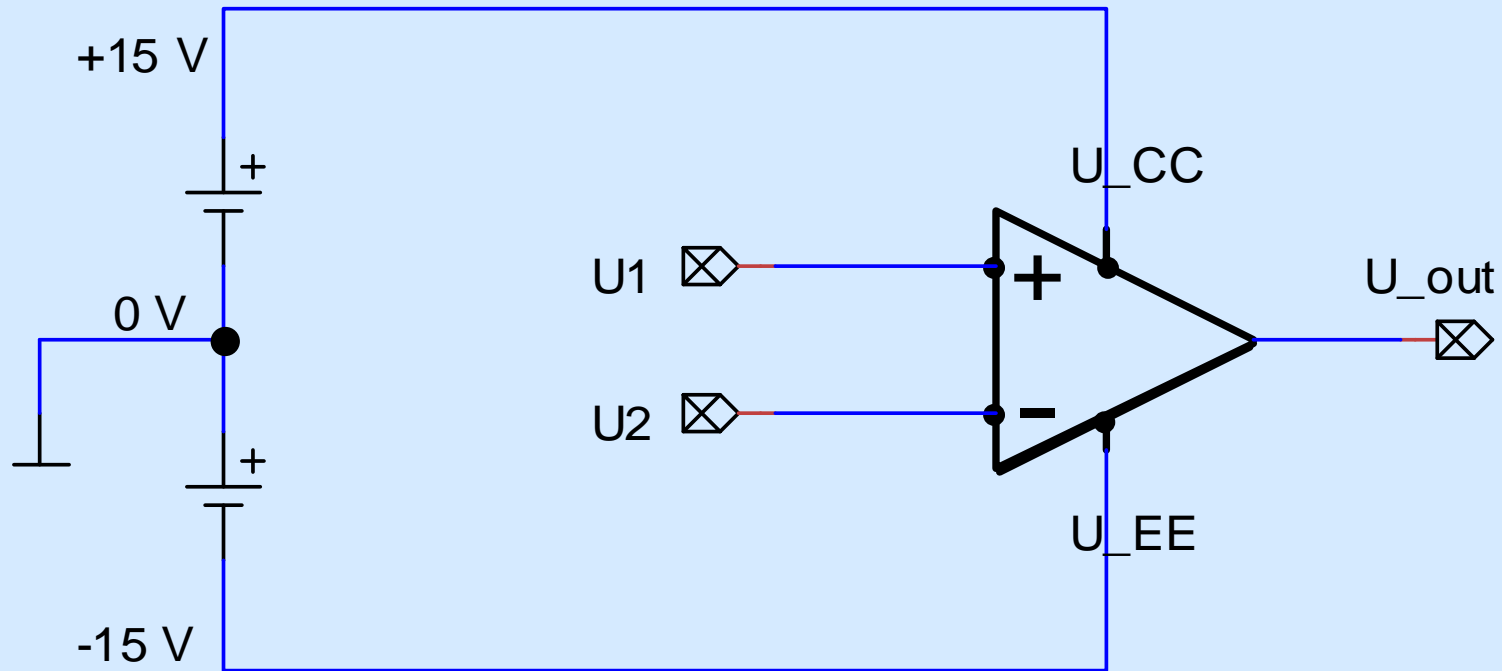
3. Verstärkung unendlich: $V = \infty$



$$U_{out} = V \cdot (U_+ - U_-)$$

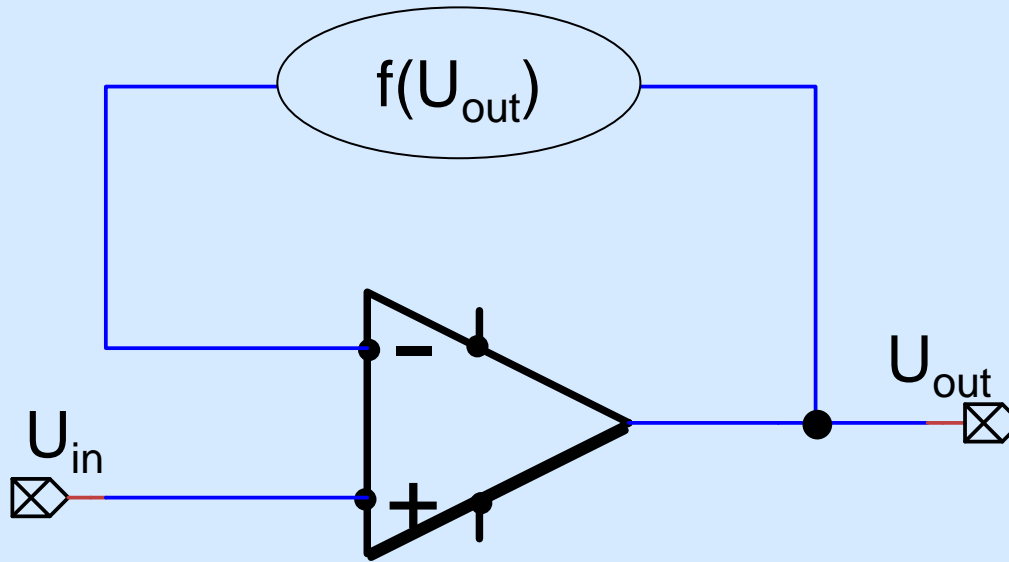
NB: $U_{EE} < U_{out} < U_{CC}$

Operationsverstärker: Komparator



$$U_{out} = \begin{cases} U_{CC} & \text{falls } U_1 > U_2 \\ U_{EE} & \text{falls } U_1 < U_2 \end{cases}$$

Operationsverstärker: Gegenkopplung



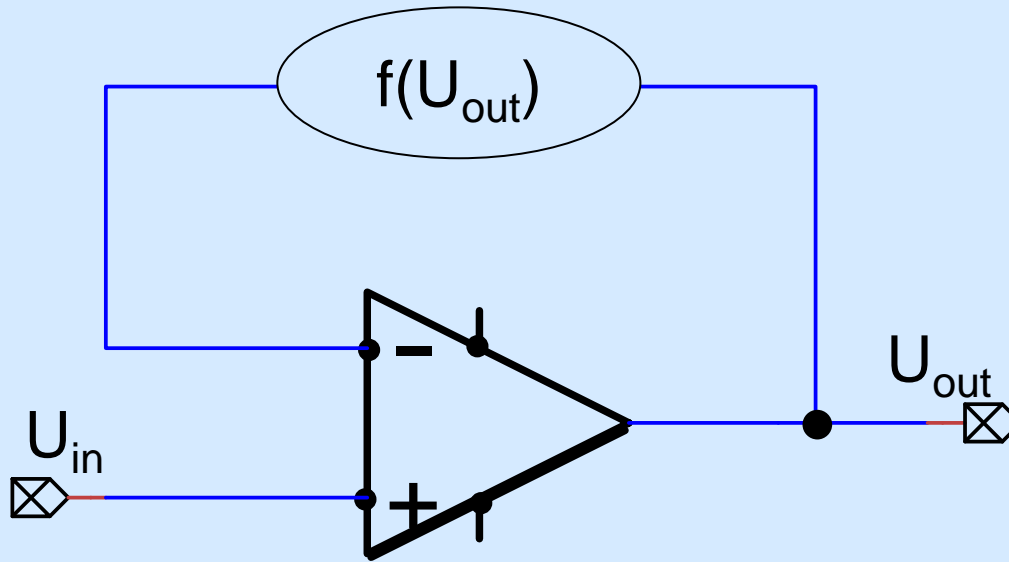
Gegenkopplung (negative Rückkopplung):

Teil des Ausgangs (= $f(U_{out})$) zurück an den invertierenden Eingang

⇒ wirkt der Verstärkung entgegen

⇒ Verstärkercharakteristik nur von Rückkopplung abhängig
(bei ausreichend starker Rückkopplung)

Operationsverstärker: Gegenkopplung

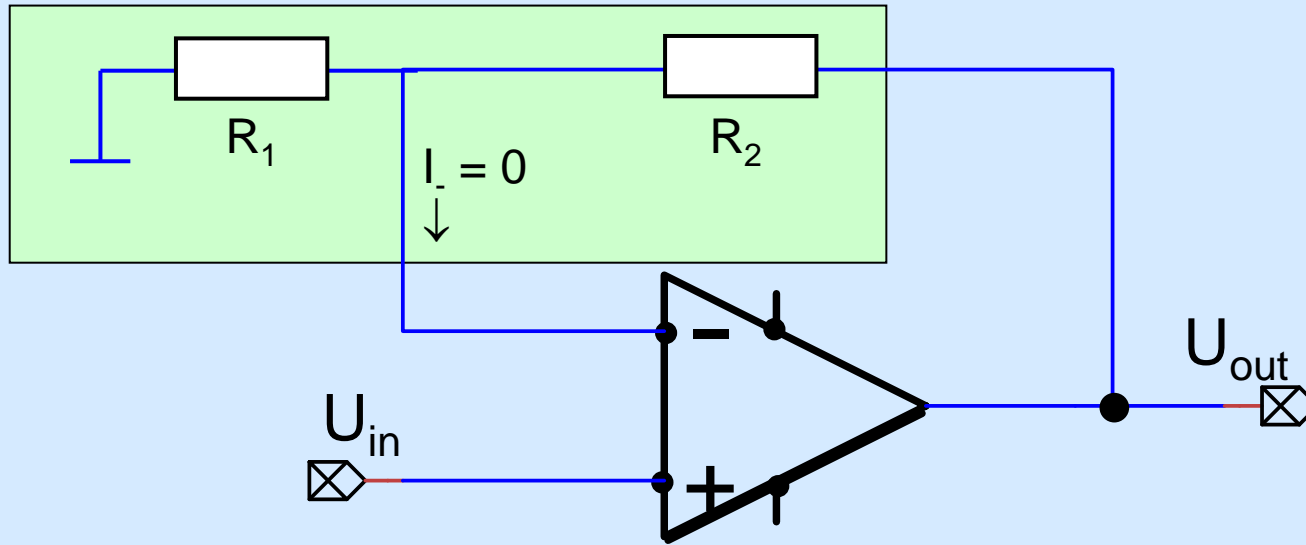


$$U_{\text{out}} = V \cdot [U_+ - U_-] = V \cdot [U_{\text{in}} - f(U_{\text{out}})]$$

ideal OpAmp: $\underbrace{\quad}_{\rightarrow \infty}$ $\underbrace{\quad}_{\rightarrow 0}$

$$\Rightarrow U_{\text{out}} = f^{-1}(U_{\text{in}})$$

Operationsverstärker: Gegenkopplung



$$U_{\text{out}} = V \cdot [U_+ - U_-] = V \cdot [U_{\text{in}} - f(U_{\text{out}})]$$

ideal OpAmp: $\underbrace{\quad}_{\rightarrow \infty} \quad \underbrace{\quad}_{\rightarrow 0}$

$$\Rightarrow U_{\text{out}} = f^{-1}(U_{\text{in}})$$

Beispiel: Spannungsteiler

$$U_- = f(U_{\text{out}}) = \frac{R_1}{R_2 + R_1} U_{\text{out}}$$

$$\Rightarrow U_{\text{out}} = f^{-1}(U_{\text{in}}) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{\text{in}}$$

Operationsverstärker: Gegenkopplung

Goldene Regeln

für ideale Operationsverstärker mit Gegenkopplung

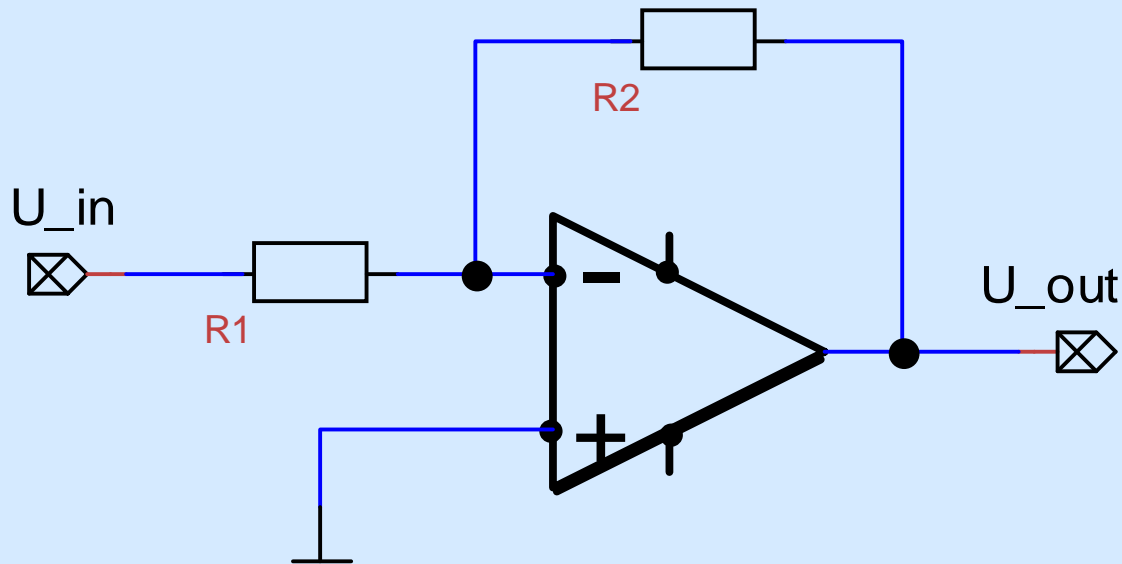
1. Der Ausgang wird stets versuchen eine Spannung auszugeben, so dass die Differenz der Eingangsspannung null ist, d. h.

$$\Delta U = U_+ - U_- = 0$$

2. In die Eingänge + und - fließt kein Strom, d. h.

$$I_+ = I_- = 0$$

Invertierender Verstärker

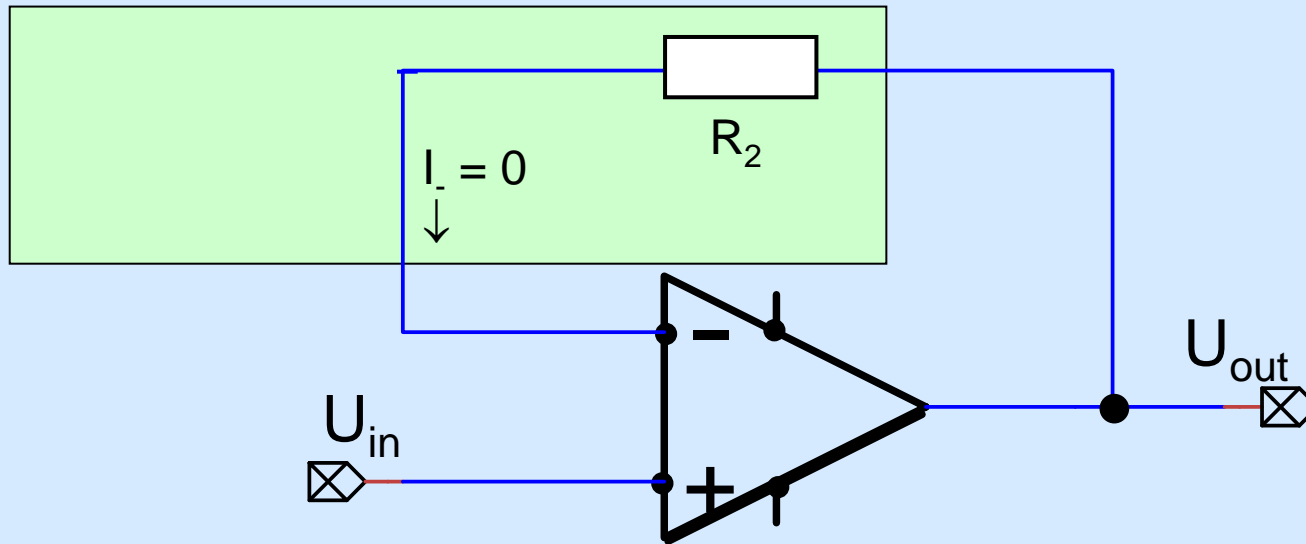


Spannung am invertierenden Eingang: $U_- = U_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{out} - U_{in})$
↗ mit Goldener Regel 2

Goldene Regel 1 $\Rightarrow \Delta U = 0$ d.h. $U_- = U_+ = 0$

$$\text{Ausgangsspannung: } U_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{in}$$

Spannungsfolger (Impedanzwandler)



$$U_{\text{out}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{\text{in}}$$

$$\xrightarrow{R_1 \rightarrow \infty}$$

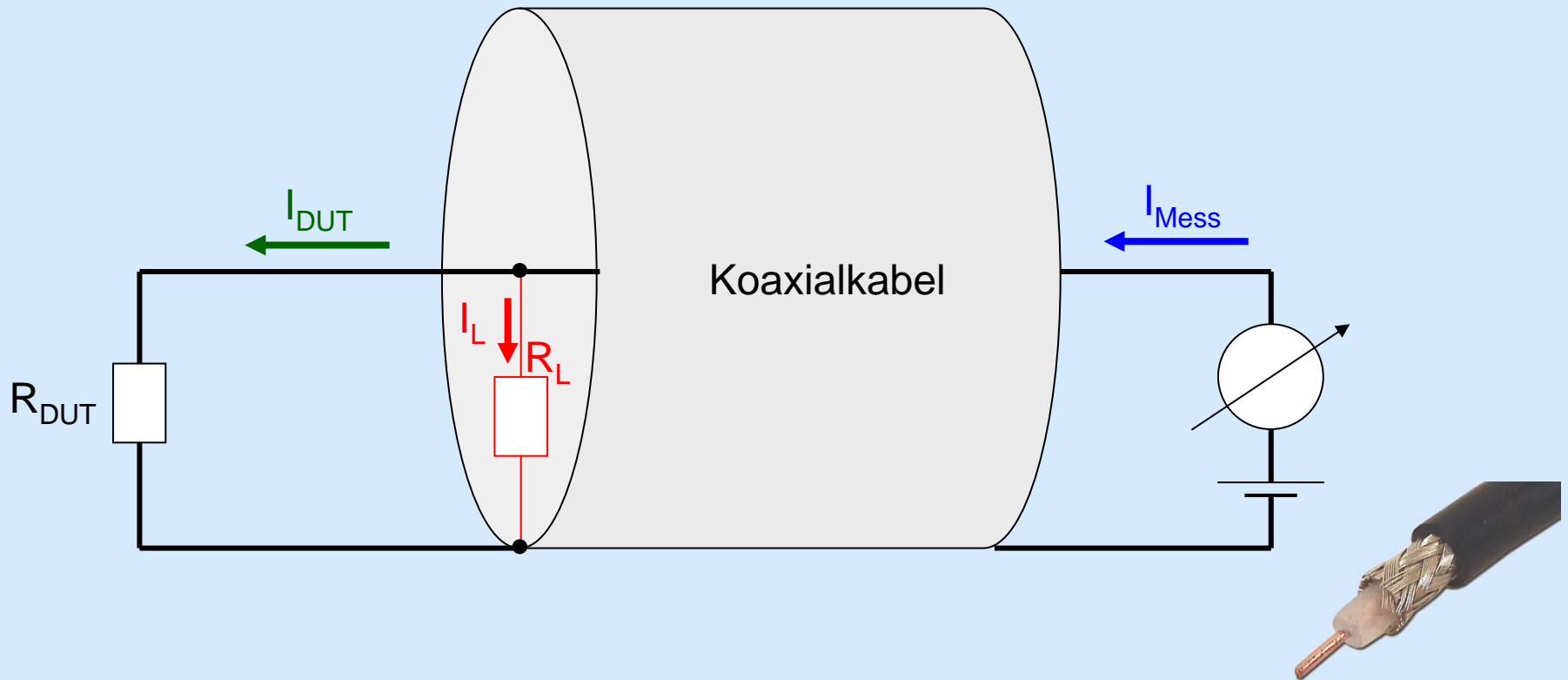
$$U_{\text{out}} = U_{\text{in}}$$

Idealer Operationsverstärker:

Eingangsimpedanz unendlich: $R_{i,+} = R_{i,-} = \infty$

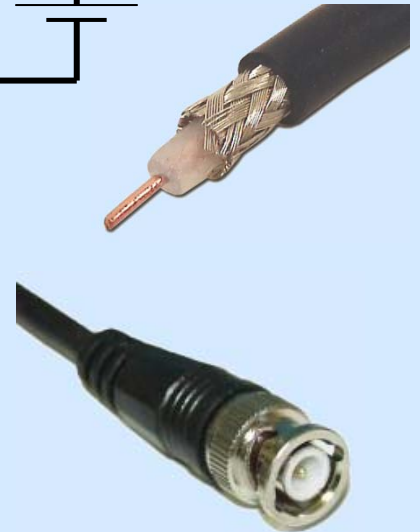
Ausgangsimpedanz null: $R_{i,\text{out}} = 0$

Impedanzwandler: Anwendung

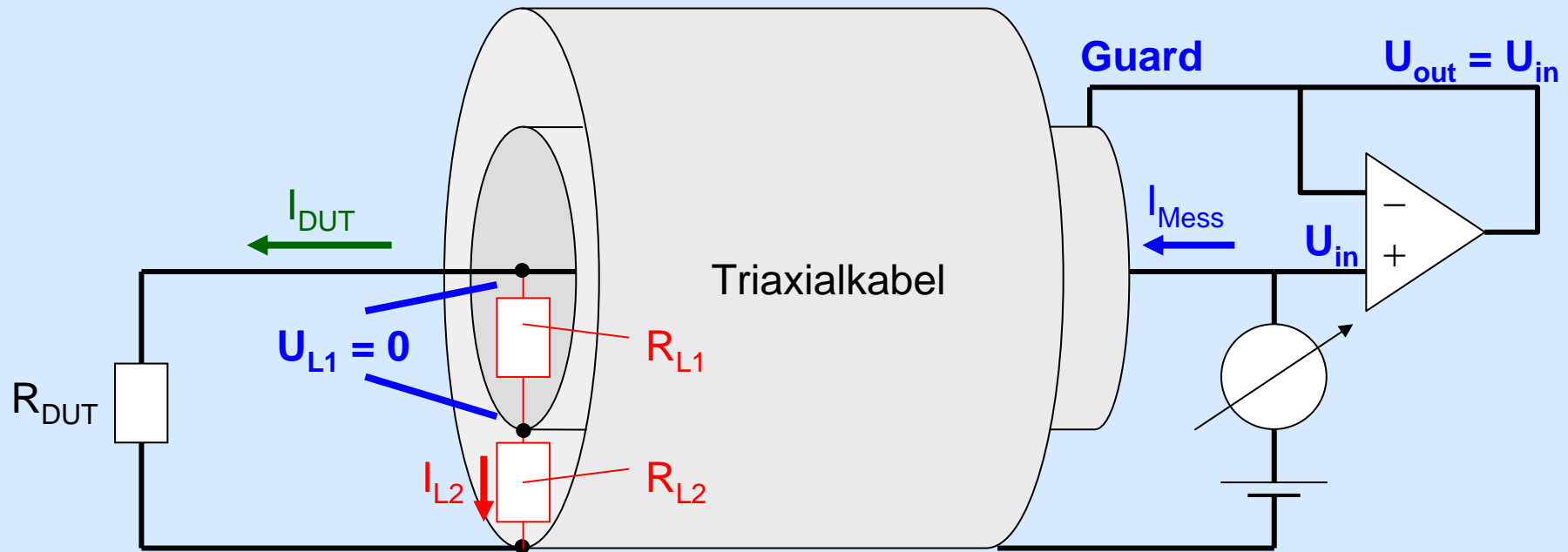


Isolationswiderstand eines Koaxialkabels: $R_L \gg 1 \text{ G}\Omega$

wenn $R_{DUT} \approx R_L \quad \Rightarrow \quad I_{Mess} = I_{DUT} + I_L$ ⚡



Spannungsfolger (Impedanzwandler)



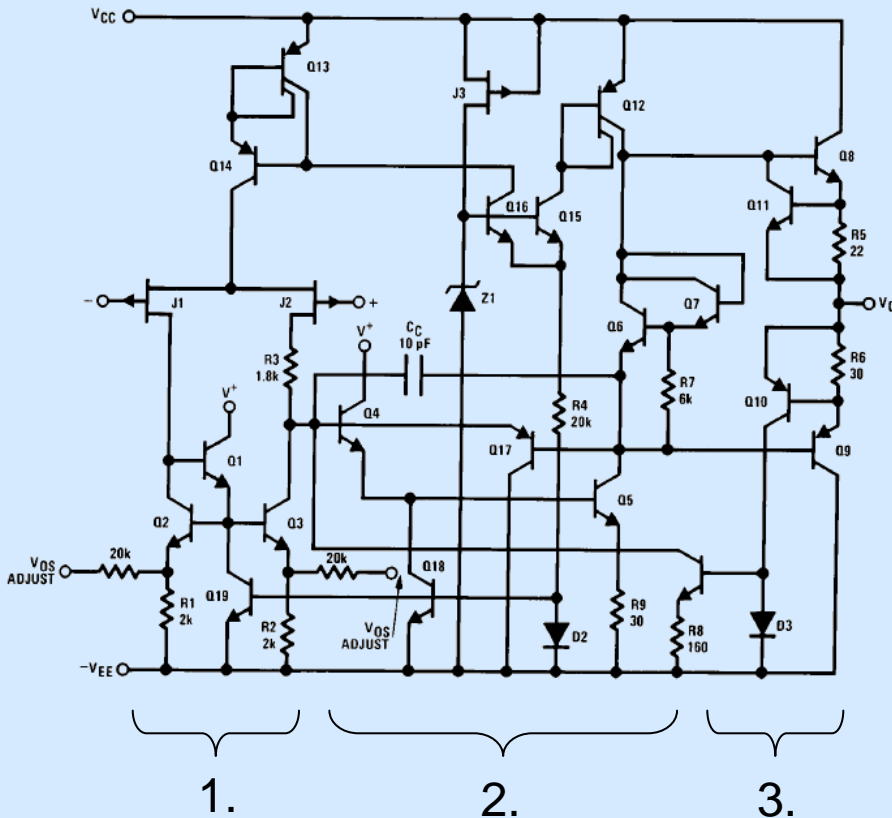
Triaxialkabel: Signalleitung + innerer Schirm (Guard) + äußerer Schirm (Masse)

$$U_{L1} = U_{out} - U_{in} = 0 \Rightarrow I_{L1} = 0 \Rightarrow I_{Mess} = I_{DUT}$$

I_{L2} kommt aus OpAmp-Ausgang (niedrige Ausgangsimpedanz)



Operationsverstärker: Frequenzgang



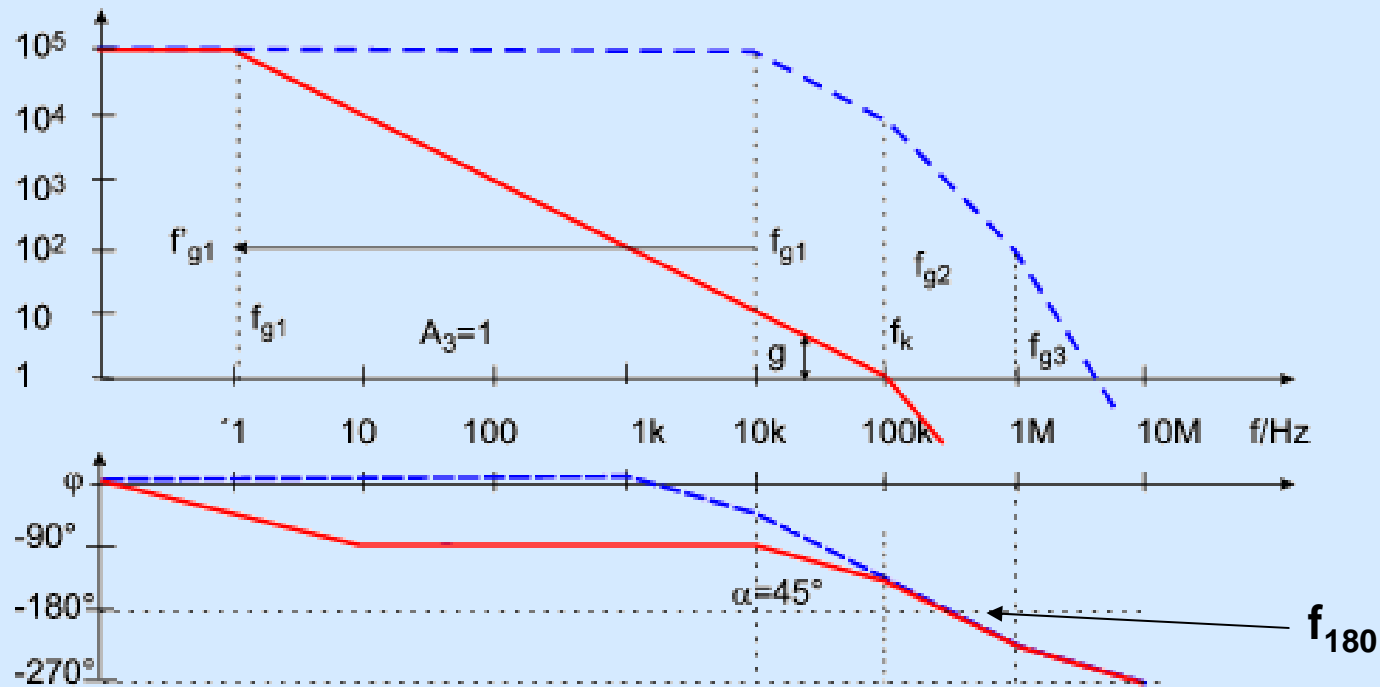
OpAmp sind mehrstufige Verstärker

Beispiel: LF411

1. Differenzverstärker
2. Verstärkerstufe
3. Endstufe

⇒ jede Stufe zeigt Tiefpass-Verhalten mit verschiedenen Grenzfrequenzen

Operationsverstärker: Frequenzgang




bei $f = f_{180}$: **Gegenkopplung \leftrightarrow Mitkopplung**

falls gleichzeitig gesamte Verstärkung $g > 1 \Rightarrow$ Schwingung mit $f = f_{180}$

Lösung: z.B. (universelle) Frequenzgangkorrektur (Tiefpassfilter),
so dass $g < 1$ für $f = f_{180}$ (Nachteil: slew rate erniedrigt)

Operationsverstärker: Datenblatt



August 2000

LF411

Low Offset, Low Drift JFET Input Operational Amplifier

General Description

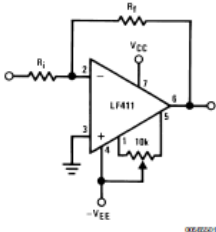
These devices are low cost, high speed, JFET input operational amplifiers with very low input offset voltage and guaranteed input offset voltage drift. They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF411 is pin compatible with the standard LM741 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage and drift, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth.

Features

■ Internally trimmed offset voltage:	0.5 mV(max)
■ Input offset voltage drift:	10 μ V/°C(max)
■ Low input bias current:	50 pA
■ Low input noise current:	0.01 pA/√Hz
■ Wide gain bandwidth:	3 MHz(min)
■ High slew rate:	10V/μs(min)
■ Low supply current:	1.8 mA
■ High input impedance:	$10^{12}\Omega$
■ Low total harmonic distortion:	$\leq 0.02\%$
■ Low 1/f noise corner:	50 Hz
■ Fast settling time to 0.01%:	2 μ s

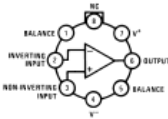
Typical Connection



00000001

Connection Diagrams

Metal Can Package

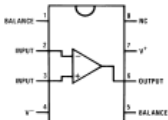


00000002

Note: Pin 4 connected to case.

Top View
Order Number LF411ACH
or LF411MH/883 (Note 11)
See NS Package Number H08A

Dual-In-Line Package



00000007

Top View
Order Number LF411ACN, LF411CN
See NS Package Number N08E

Ordering Information

LF411XYZ

X indicates electrical grade

Y indicates temperature range

"M" for military

"C" for commercial

Z indicates package type

"H" or "N"

BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corporation.

© 2004 National Semiconductor Corporation DS000655 www.national.com

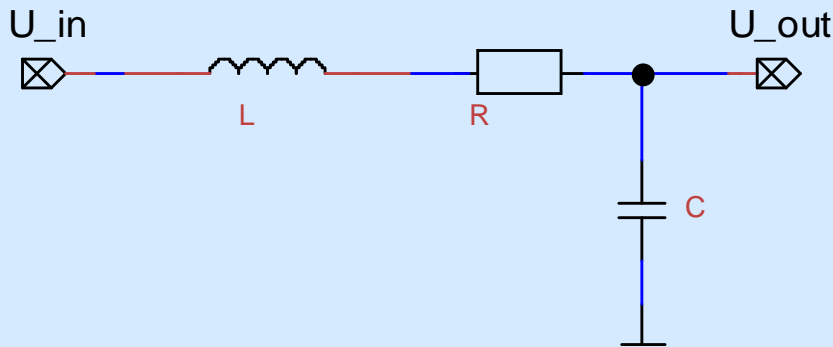
LF411 Low Offset, Low Drift JFET Input Operational Amplifier

Überblick

- Grundlagen: Spannung, Strom, Widerstand, IV-Kennlinien
- Elektronische Messgeräte im Elektronikpraktikum
- Passive Filter
- Signaltransport im Kabel
- Transistor
- Operationsverstärker
- **Aktive Filter**
- Sensorik
- PID-Regler
- Lock-In-Verstärker
- Digitalelektronik
- Digital-Analog- / Analog-Digital-Wandlung
- Mikrocontroller
- Labview und Virtual Instruments
- Physik in der Elektronik: Ausblick zur Festkörperphysik

Aktive Filter

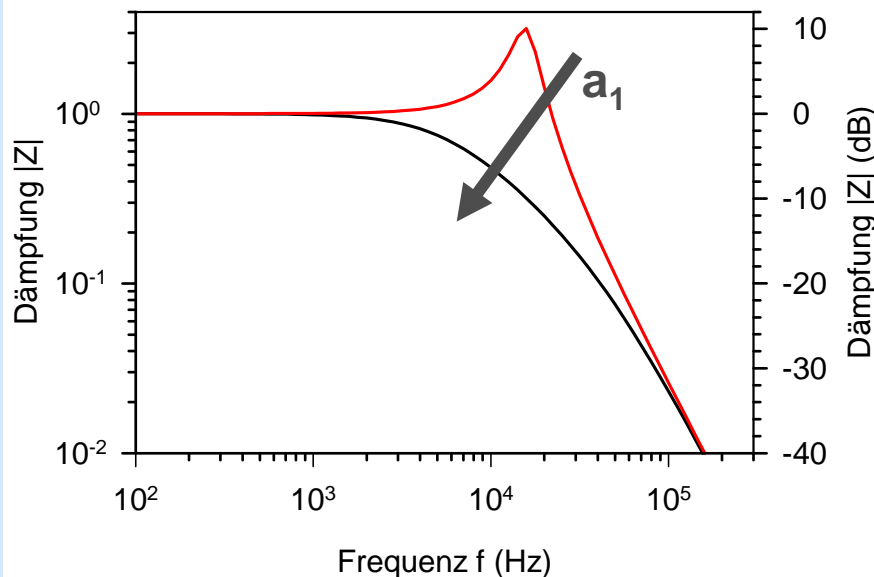
zunächst: passiver Tiefpassfilter 2. Ordnung (Wiederholung)



$$A(\omega) = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{1}{1 + i\omega RC - \omega^2 LC} =$$

$$= \frac{A_0}{1 + i\omega a_1 - \omega^2 b_1}$$

$A_0 = 1, a_1 = RC, b_1 = LC$



Dämpfung: 40 dB/Dekade

3 Parameter:

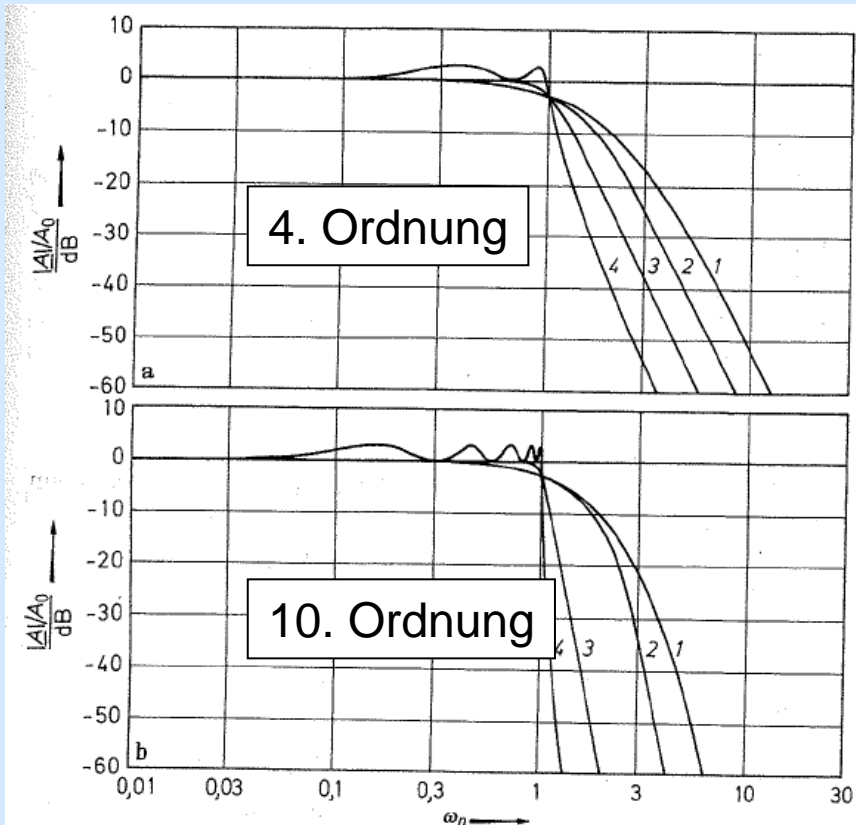
$A_0 \Rightarrow$ Verstärkung

$a_1, b_1 \Rightarrow$ Grenzfrequenz, Welligkeit

Aktive Filter

Allgemein gilt für ein Filter n. Ordnung:

$$A(\omega) = \frac{A_0}{1 + i\omega c_1 + (i\omega)^2 c_2 + \dots + (i\omega)^n c_n} = \frac{A_0}{(1 + i\omega a_1 - \omega^2 b_1)(1 + i\omega a_2 - \omega^2 b_2) \dots}$$



Tietze/Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Auflage, S. 817

Filtertypen mit optimiertem Frequenzgang

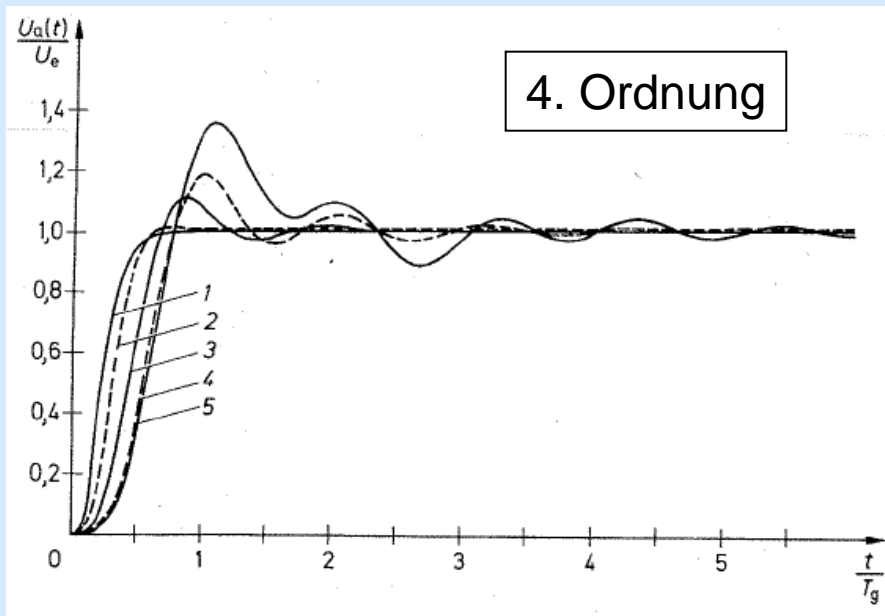
- Tiefpass mit kritischer Dämpfung
→ kein Überschwingen
- Bessel-Tiefpass
→ optimierte Rechteckübertragung
- Butterworth-Tiefpass
→ (fast) keine Dämpfung vor f_g
- Tschebyscheff-Tiefpass
mit 3 dB Welligkeit
→ steiles Abschneiden hinter f_g

⇒ Koeffizienten: siehe Tabellenwerke

Aktive Filter

Allgemein gilt für ein Filter n. Ordnung:

$$A(\omega) = \frac{A_0}{1 + i\omega c_1 + (i\omega)^2 c_2 + \dots + (i\omega)^n c_n} = \frac{A_0}{(1 + i\omega a_1 - \omega^2 b_1)(1 + i\omega a_2 - \omega^2 b_2) \dots}$$

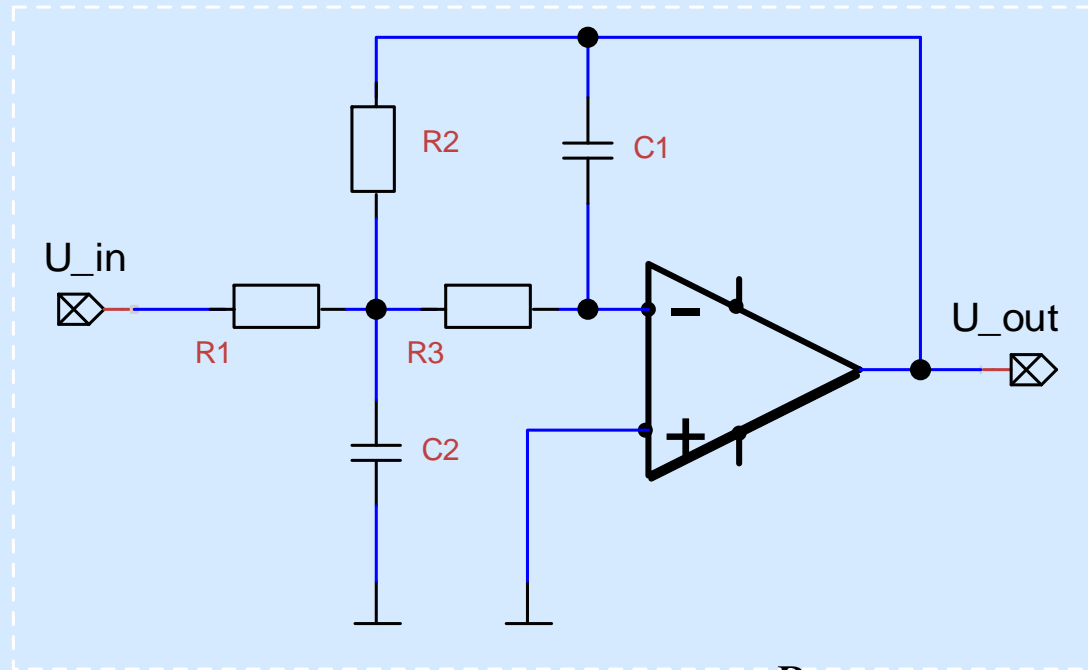


Filtertypen mit optimiertem Frequenzgang

- Tiefpass mit kritischer Dämpfung
→ kein Überschwingen
- Bessel-Tiefpass
→ optimierte Rechteckübertragung
- Butterworth-Tiefpass
→ (fast) keine Dämpfung vor f_g
- Tschebyscheff-Tiefpass mit 0.5 dB Welligk.
- Tschebyscheff-Tiefpass mit 3 dB Welligkeit
→ steiles Abschneiden hinter f_g

Aktive Filter

Aktiver Tiefpassfilter 2. Ordnung als wichtiger Grundbaustein:



Realisierung von Filtern höherer Ordnung:

Hintereinanderschaltung von aktiven Filtern 2. Ordnung

(kein Impedanzproblem durch niederohmigen OPV-Ausgang)

$$A(\omega) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + i\omega C_1 \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right) - \omega^2 C_1 C_2 R_2 R_3} = \frac{A_0}{1 + i\omega a_1 - \omega^2 b_1}$$