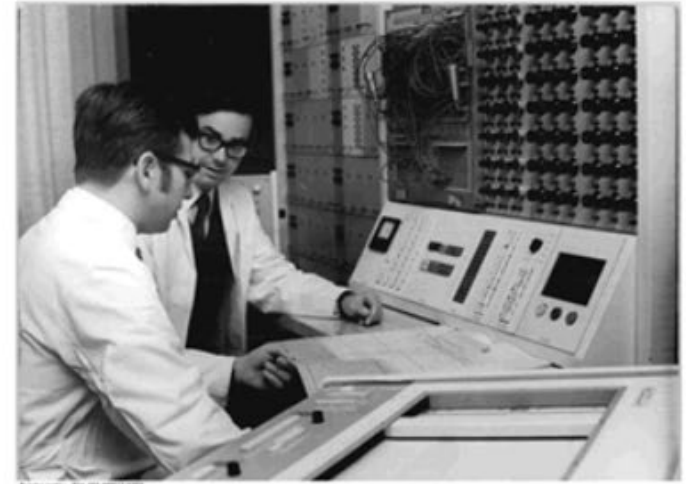
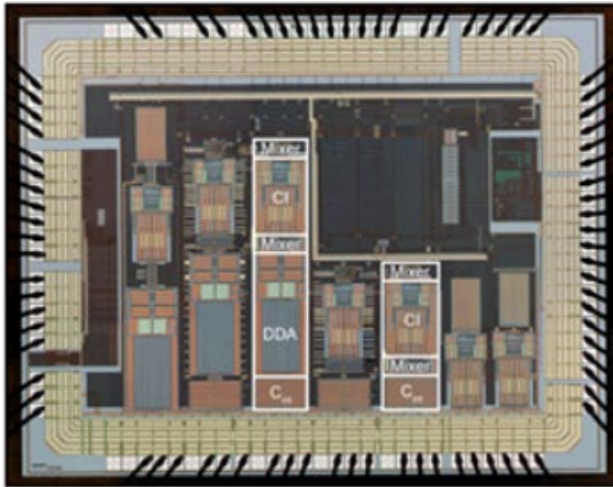
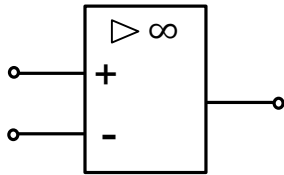


Operationsverstärker

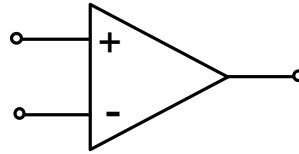


Analogrechner
der 60er

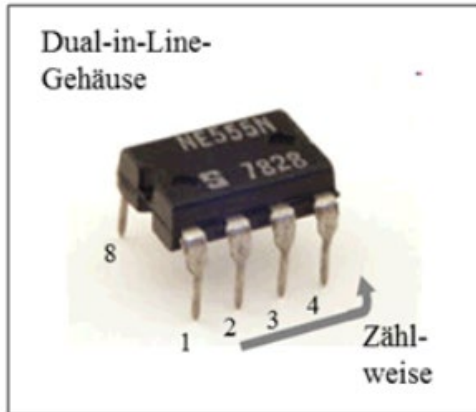
- Operationsverstärker (Abk. *OP* auch *OV*, *OPV*) (engl. *Operational Amplifier*; *Op Amp*):
- Erhältlich als monolithisch integrierte Schaltung (engl. integrated circuit, Abk. IC).
- Ursprünglich entwickelt für Analogrechner zur Durchführung mathematischer Operationen.
- Linearer Universalverstärker mit sehr hoher Verstärkung.
- Zahlreiche Anwendungen in Elektronik, Nachrichten-, Mess- und Regelungstechnik.
- Meistverwendetes Bauelement (bzw. Funktionseinheit) in der Analogtechnik. Sehr große Typenvielfalt im Handel für unterschiedliche Anforderungen.



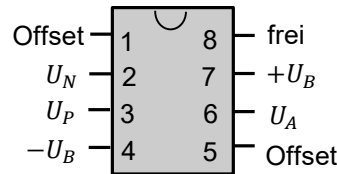
Symbol nach DIN 40900



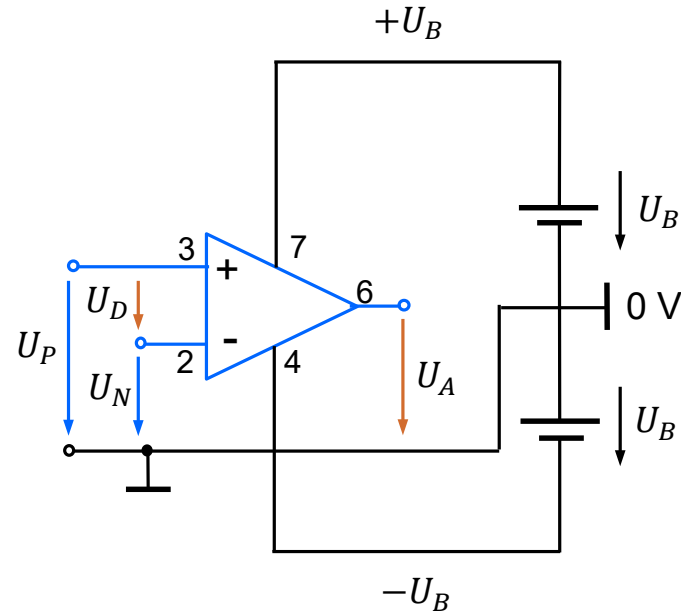
übliches Schaltzeichen



[www.wikimedia.org]

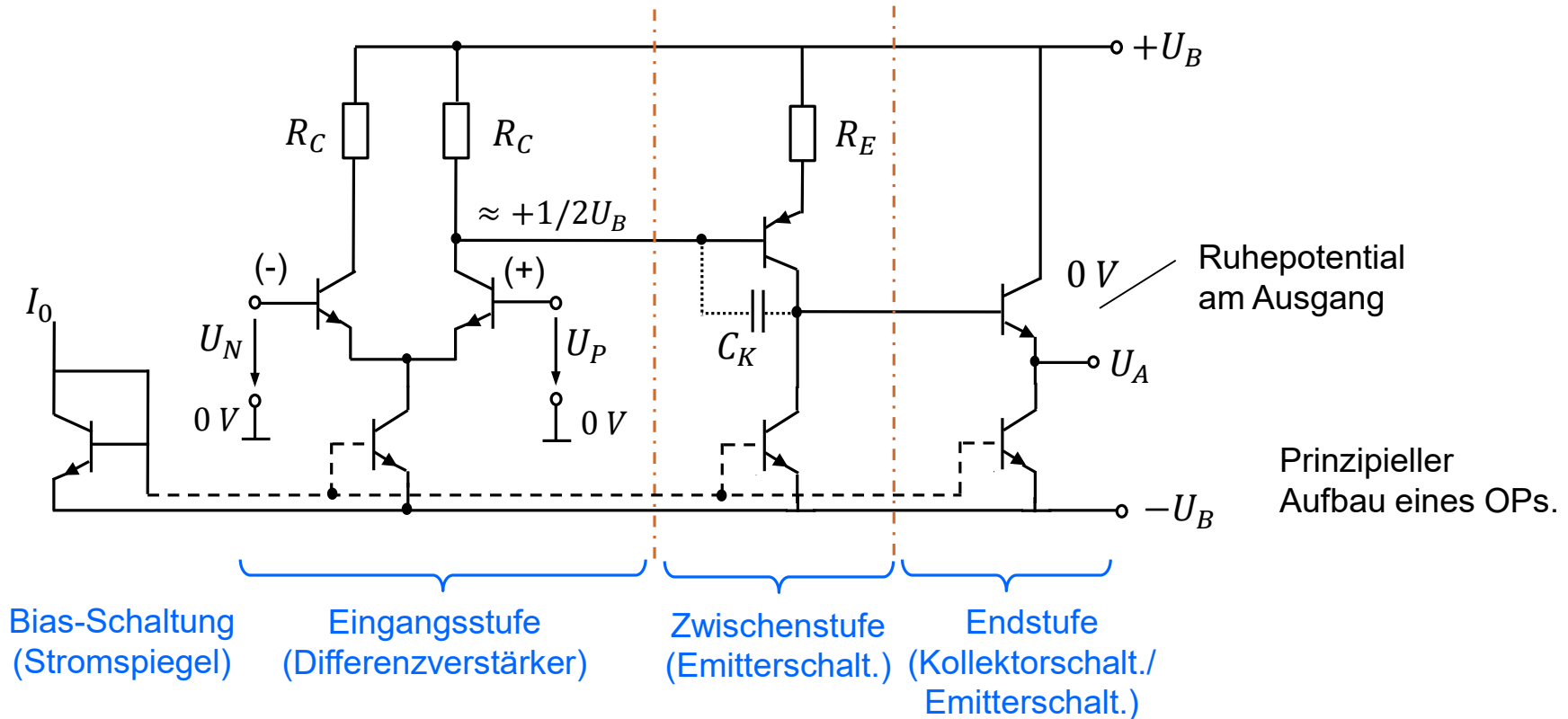


Pin-Belegung des
Standardtyps $\mu A 741$



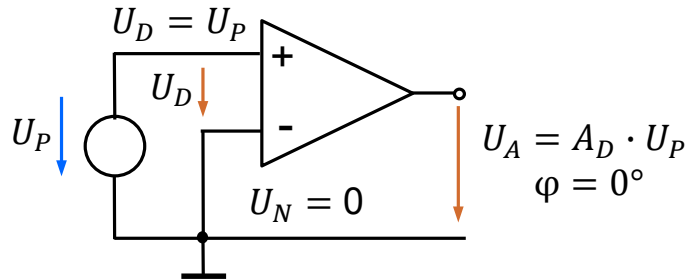
- 2 Eingänge:
 1. nichtinvertierender Eingang (Plus-Eingang)
 2. invertierender Eingang (Minus-Eingang)
- Der OP wird in der Regel mit einer dualen (symmetrischen) Spannungsversorgung $\pm U_B$ betrieben (je nach Typ in weiten Grenzen varrierbar) z.B. TLC272

$$-U_B = -1.5V \dots -8V \quad U_B = +1.5V \dots +8V$$

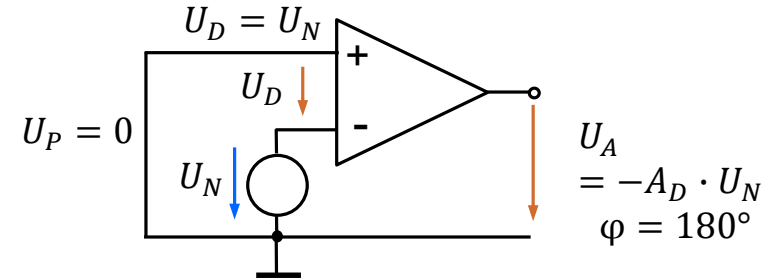


- Herzstück jedes OPs ist eine Differenzstufe am Eingang.
- Differenz- und Zwischenstufe ergeben zusammen eine sehr hohe Verstärkung.
Typische Werte: $A_D = 10^4 \dots 10^6 (= 80 \dots 120 \text{ dB})$
- Ausgangsstufe für niederohmige Lasten.
- Durch die direkte Kopplung der einzelnen Stufen (keine Koppelkapazitäten) kann der OP auch als Gleichspannungsverstärker eingesetzt werden, d. h. $f_{gu} = 0$.

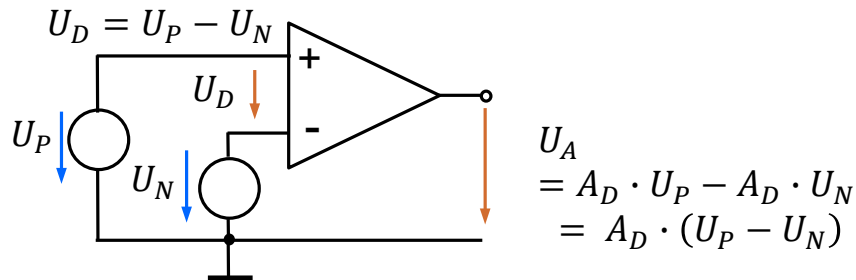
Signal am nichtinvertierenden Eingang:



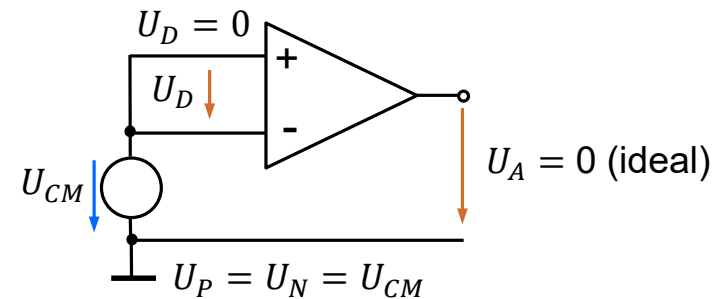
Signal am invertierenden Eingang:



Differenzbetrieb:



reiner Gleichtaktbetrieb:



- Aufgrund der Differenzstufe am Eingang werden ausschließlich Differenzsignale $U_D = U_P - U_N$ mit der Verstärkung A_D sehr hoch verstärkt.
- Gleichtaktsignale U_{CM} werden im Idealfall nicht verstärkt.

$$U_A = A_D \cdot U_D$$

- Die Differenzverstärkung sollte möglichst groß sein:
$$A_D = \frac{U_A}{U_D} \xrightarrow{\text{ideal}} \infty$$

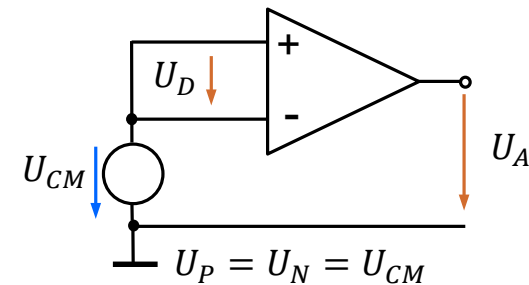
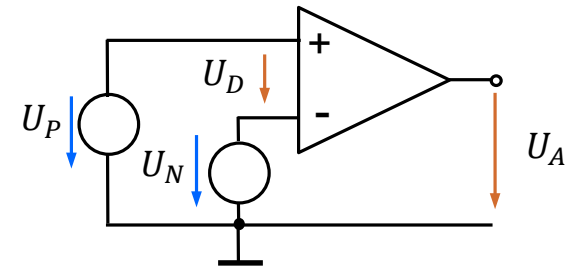
Angabe häufig in dB: $A_D = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_A}{U_D}$ in dB
(z.B. $A_D = 10.000 \Rightarrow 80\text{dB}$)

- Die Gleichtaktverstärkung sollte dagegen möglichst klein sein:
$$A_{CM} = \frac{U_A}{U_{CM}} \xrightarrow{\text{ideal}} 0$$

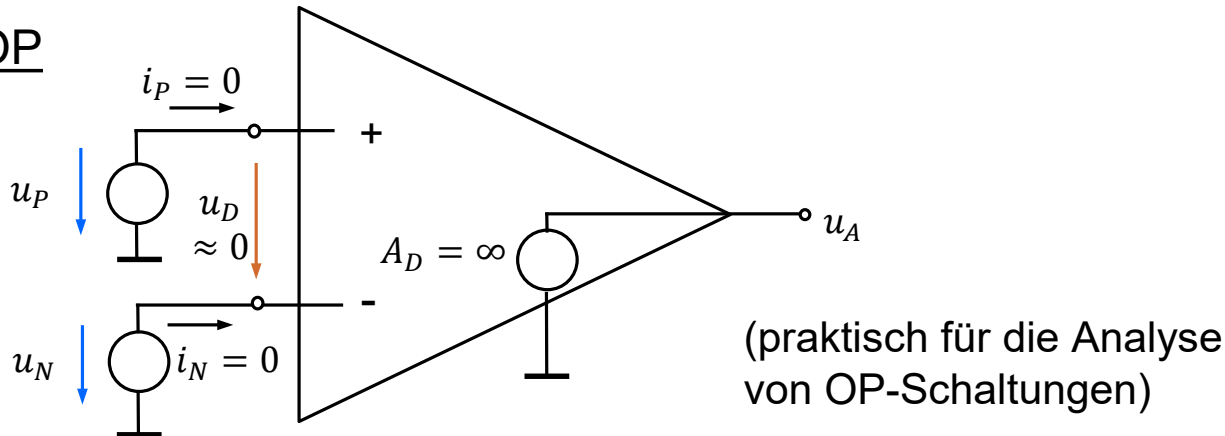
- Datenblätter geben anstelle von A_{CM} meist nur das Gleichtaktunterdrückungsverhältnis (*common mode rejection ratio*) an:

$$CMRR = \frac{A_D}{A_{CM}} \xrightarrow{\text{ideal}} \infty$$

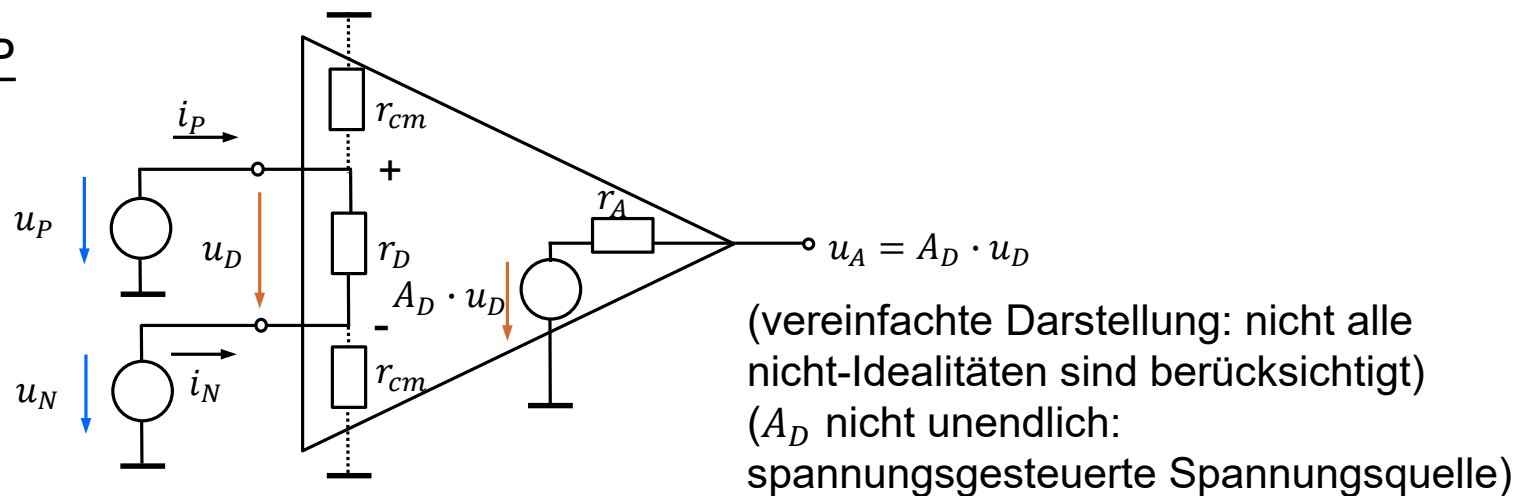
(Angabe meist in dB: $CMRR = 20 \cdot \log_{10} \frac{A_D}{A_{CM}}$ in dB)
(z.B. $CMRR = 1.000.000 \Rightarrow 120\text{ dB}$)



idealer OP



realer OP



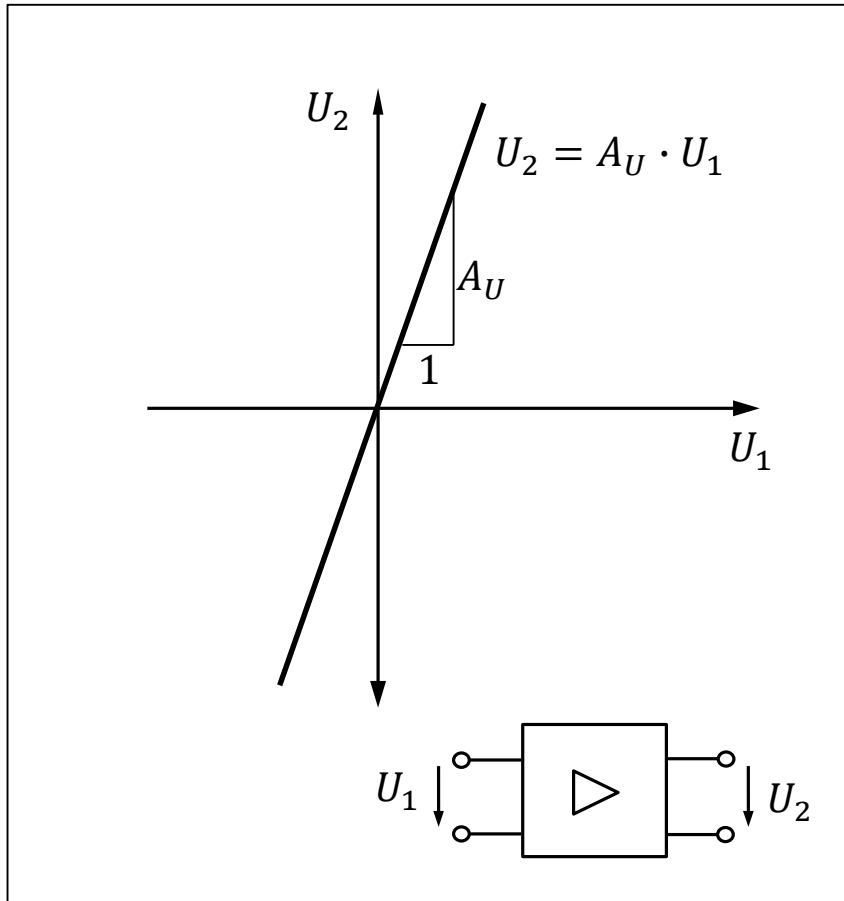
r_A Ausgangswiderstand

r_D Eingangswiderstand bei Differenzbetrieb (primär interessant)

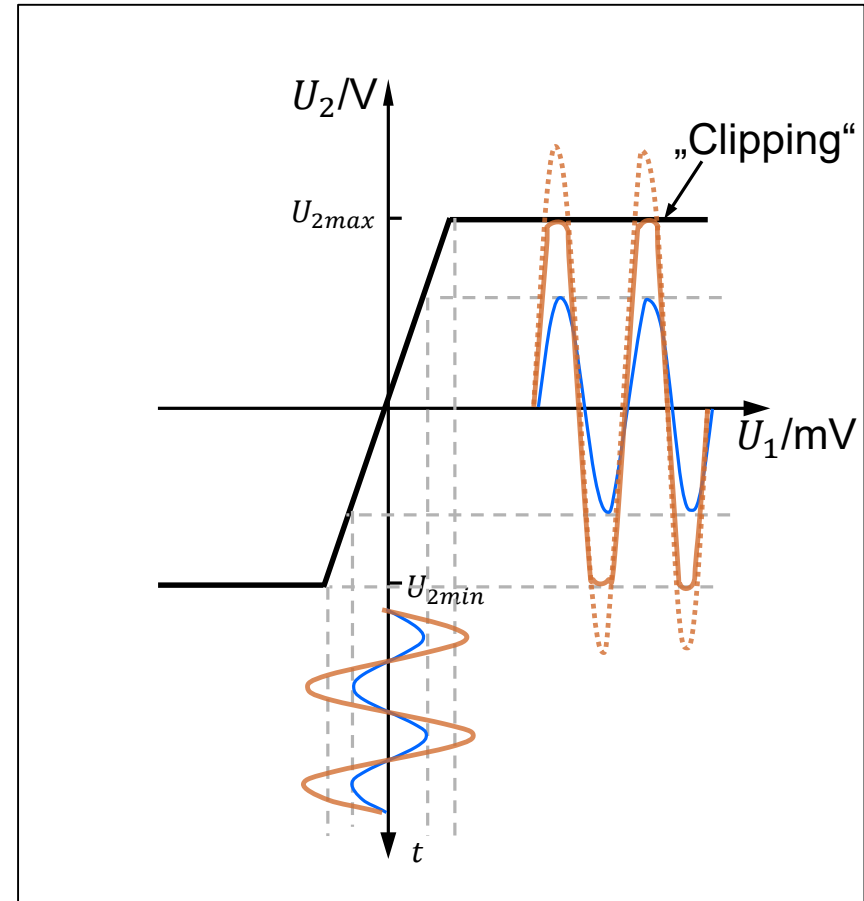
r_{CM} Eingangswiderstand bei Gleichtaktbetrieb (weniger wichtig und vernachlässigbar, da $r_{CM} \gg r_D$)

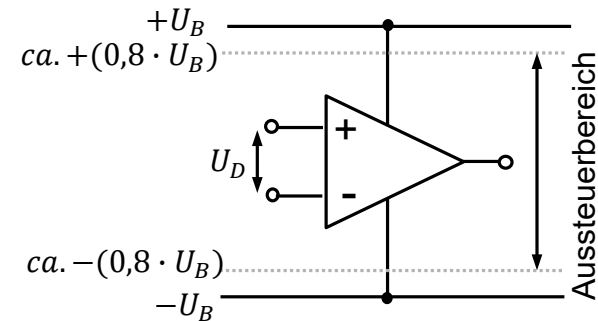
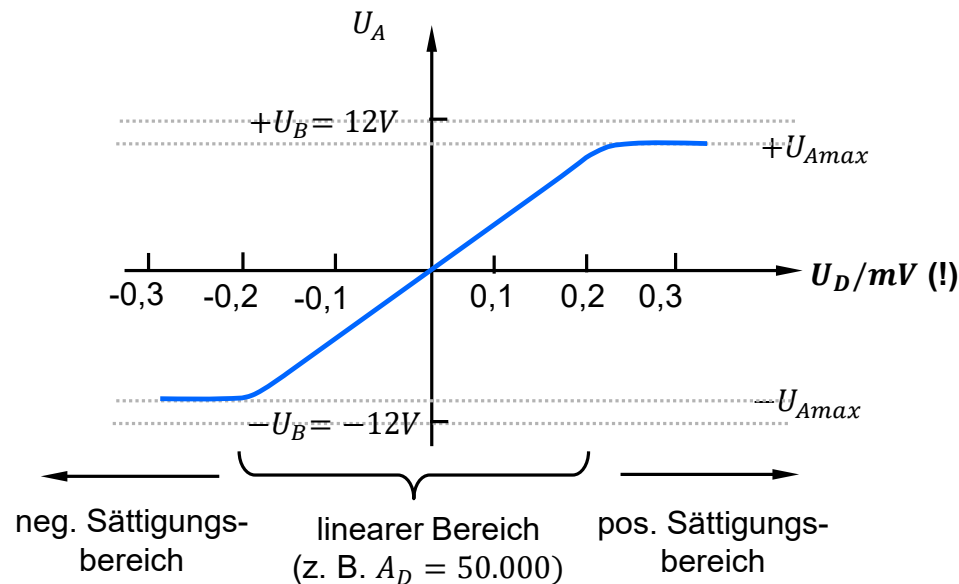
	ideal	real
Differenzverstärkung A_D	∞	$10^4 \dots 10^6$ (=80...120dB)
Gleichtaktverstärkung A_{CM}	0	0,5 ... 5
Gleichtaktunterdrückung CMRR	∞	80 ... 120 dB
Differenzeingangswiderstand r_D	∞	100 k Ω ... 10 ¹⁵ Ω (MOS)
Eingangsruheströme I_N, I_P	0	0,1 pA ... 1 μ A
Ausgangswiderstand r_A	0	10 ... 1 k Ω
max. Ausgangsstrom I_{Amax}	∞	1 mA ... 1 A
obere 3dB-Grenzfrequenz f_{go}	∞	10 Hz ... 10 kHz
Eingangs-Offsetspannung U_{OS}	0	0,01 ... 100 mV
Betriebsspannungsdurchgriff PSRR (Power Supply Rejection Ratio)	0	0,1 μ V/V ... 0,1 mV/V
Slew Rate (Anstiegsrate) SR	∞	0,1 ... 1000 V/ μ s
Rauschen U_n	0	1 ... 100 nV/ \sqrt{Hz}

Linearer (= idealer) Verstärker:

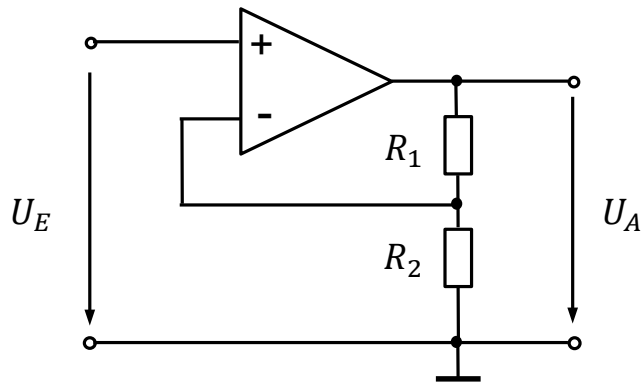


Begrenzung des Aussteuerbereichs:

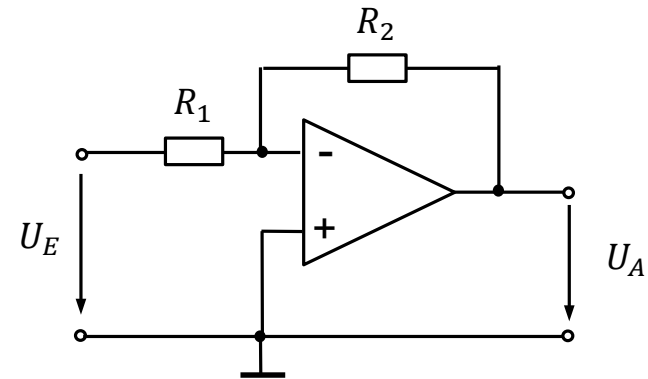




- Je nach Belastung des Ausgangs liegen die Sättigungsgrenzen der Ausgangsspannung bei gewöhnlichen OPs ca. 20% unterhalb der positiven bzw. oberhalb der negativen Versorgungsspannung (Ausnahme: Rail-to-Rail-OPs).
- Auf Grund der hohen Verstärkung ist der lineare Bereich stark eingeschränkt.
- Auch der Ausgangsstrom wird durch die Endstufe auf einen Höchstwert $\pm I_{Amax}$ begrenzt. OPs sind in der Regel kurzschlussfest.

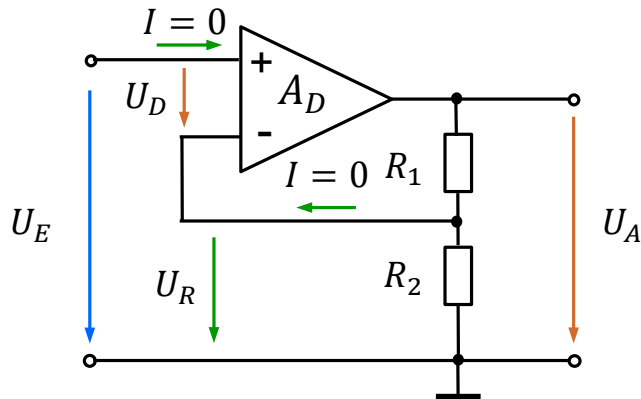


nicht invertierender Spannungsverstärker



invertierender Spannungsverstärker

- OPs lassen sich nur mit einer externen Beschaltung sinnvoll als Verstärker einsetzen. Grund: Die **Differenzverstärkung (open loop gain)** ist nicht sehr konstant (Exemplarstreuung, Temperaturabhängigkeit, etc.)! Deshalb soll die **Signalverstärkung (closed loop gain)** auf einen definierten, stabilen Wert herabgesetzt werden!
- Mittel der Wahl: **Gegenkopplung!** (GK, engl. **negative feedback**)
Gegenkopplung ist eine Unterart der Rückkopplung. Dabei wird ein Teil des Ausgangssignals so zurückgeführt, dass es dem Eingangssignal entgegenwirkt. Die unkontrolliert hohe Leerlaufverstärkung wird so wie gewünscht reduziert.
- Ein Signal kann sowohl am (+)-Eingang als auch am (-)-Eingang eingespeist werden. Man unterscheidet dementsprechend zwei Grundsaltungen für die Realisierung gegengekoppelter Verstärker.



A_D **Differenzverstärkung des OP**
= **Leerlaufverstärkung** (*open loop gain*)

$A = \frac{U_A}{U_E}$ **Signalverstärkung mit GK**
(*closed loop gain*)

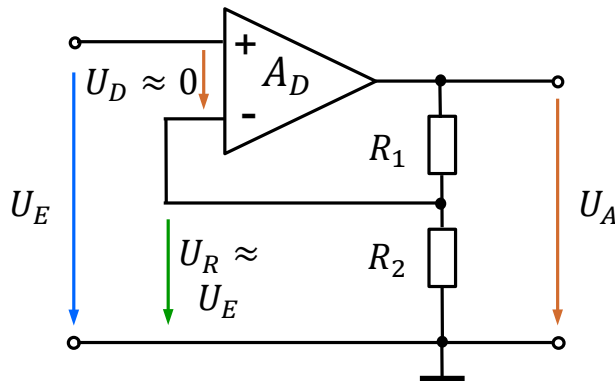
$$U_A = A_D \cdot U_D = A_D \cdot (U_E - U_R), \text{ wobei } U_R = U_A \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{Annahme: Spannungsteiler sei durch OP nicht belastet: OP Eingangswiderstand sehr hoch})$$

$$U_A = A_D \cdot \left(U_E - U_A \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \Rightarrow U_A = U_E \cdot \frac{A_D}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot A_D}$$

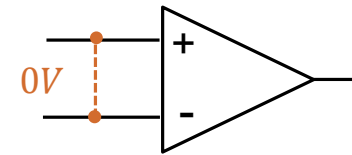
$$A = \frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{\frac{1}{A_D} + \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \stackrel{A_D \rightarrow \infty}{=} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (\text{Annahme: idealer OP mit unendlich großer Differenzverstärkung})$$

$$A = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

- Wir unterscheiden zwischen der Leerlaufverstärkung des OP und der Signalverstärkung.
- Durch die Rückführung entsteht ein Regelkreis, der für stabile Verhältnisse sorgt: Im Idealfall wird die Signalverstärkung A durch die äußere Beschaltung und weniger durch den OP bestimmt. (Vergleich: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung)



- Man findet dieses Ergebnis schneller, wenn man für die Analyse idealisierend von $A_D \rightarrow \infty$ ausgeht $\Rightarrow U_D = (U_A/A_D) \rightarrow 0!$
- Diese Annahme führt auf das Prinzip des virtuellen Kurzschlusses:
Die zwei Eingänge haben genau die gleiche Spannung!!



- Wiederholung der Analyse:

$$U_D = 0 \text{ (virtueller Kurzschluss)} \Rightarrow U_E = U_D + U_R = U_R = U_A \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\Rightarrow A = \frac{U_A}{U_E} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

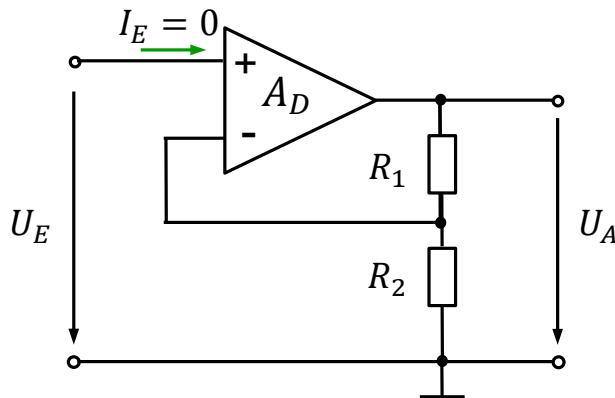
Der OP **regelt** seine Ausgangsspannung U_A , bis $U_R = U_E \rightarrow U_D = 0$.
(Hier können wir U_A nicht aus $U_D \cdot A_D$ berechnen)

- Allgemein gilt:

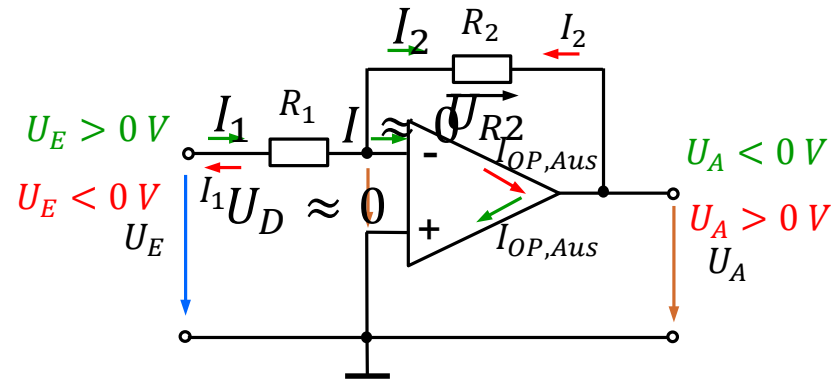
Die Ausgangsspannung eines gegengekoppelten, quasiidealen OPs mit $A_D \rightarrow \infty$ stellt sich stets so ein, dass U_D zu null wird.

- Der nicht invertierende Spannungsverstärker wird aufgrund seines sehr hohen Eingangswiderstands auch als Elektrometerverstärker bezeichnet.
Durch die Gegenkopplung (Berechnung folgt):
wird der ohnehin große Kleinsignal-Eingangswiderstand des OPs (r_D) noch erheblich vergrößert;
der Kleinsignal-Ausgangswiderstand des OPs (r_A) wird dagegen verkleinert.
- Wir betrachten den Sonderfall $R_1 = 0, R_2 = \infty$:

$$A = \lim_{\substack{R_1 \rightarrow 0 \\ R_2 \rightarrow \infty}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 \quad \text{bzw. bei endlichem } A_D \quad A = \lim_{\substack{R_1 \rightarrow 0 \\ R_2 \rightarrow \infty}} \frac{1}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{A_D}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_D}} \approx 1$$



- Wegen $A = 1$ bezeichnet man diese Variante als Spannungsfolger (der Ausgang „folgt“ dem Eingang) (engl. *voltage follower*).
- Sie wird aufgrund ihrer Eigenschaften (großes r_{Ein} , kleines r_{Aus}) als Impedanzwandler eingesetzt.



Für die Berechnung von A machen wir zwei Annahmen:

- (1) Prinzip des virtuellen Kurzschluss:
Wegen $U_D = 0 \text{ V}$ liegt der Knoten am invertierenden Eingang potentialmäßig auf Masse („virtuelle Masse“).
- (2) Der Strom, der in den invertierenden Eingang fließt, ist vernachlässigbar klein bzw. null.

Damit gilt wegen (1):
(U_E und U_A gegen Masse)

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1} = \frac{U_E}{R_1} \quad I_2 = \frac{U_{R2}}{R_2} = -\frac{U_A}{R_2}$$

und wegen (2):

$$I_1 = I_2 \Rightarrow \frac{U_E}{R_1} = -\frac{U_A}{R_2}$$

Der OP regelt seine Ausgangsspannung so aus, dass diese Beziehung gilt: $I_1 = I_2$

Damit folgt für $A = \frac{U_A}{U_E}$:

$$A = -\frac{R_2}{R_1}$$

(negative Verstärkung) \rightarrow Phasenumkehr

Man beachte: Ist $U_E > 0$, dann muss $U_A < 0$ werden!

Der Eingangswiderstand der Schaltung wird von R_1 bestimmt:

$$r_{Ein} = \frac{u_E}{i_1} = \frac{u_E}{u_E/R_1} = R_1$$

Der Eingangswiderstand der Schaltung ist wesentlich kleiner als der des OPs!! (Wirkung der GK!!).

Eine genauere Analyse mit endlichem A_D ergibt (→ Übung):

$$A = \frac{U_A}{U_E} = - \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{A_D} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

Hinweis:

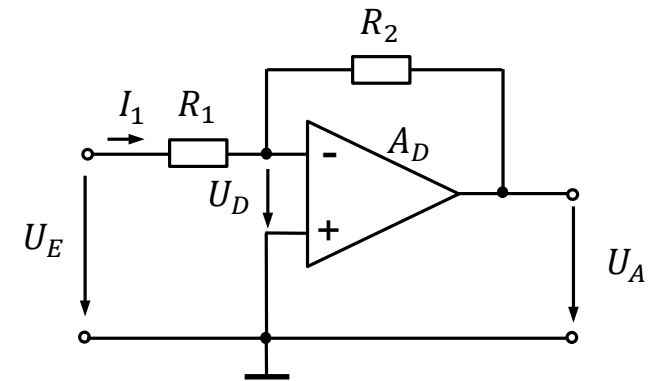
$$U_A = A_D \cdot U_D$$

$$U_E = f(I_1, U_D)$$

$$U_A = f(I_1, U_D)$$

Beispiel: Für eine Verstärkung vom Betrag 100 wählen wir z. B. $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 100k\Omega$.

Wie groß ist für A die prozentuale Abweichung vom Idealwert $R_2/R_1 = 100$ bei verschiedenen, endlichen Leerlaufverstärkungen A_D ?



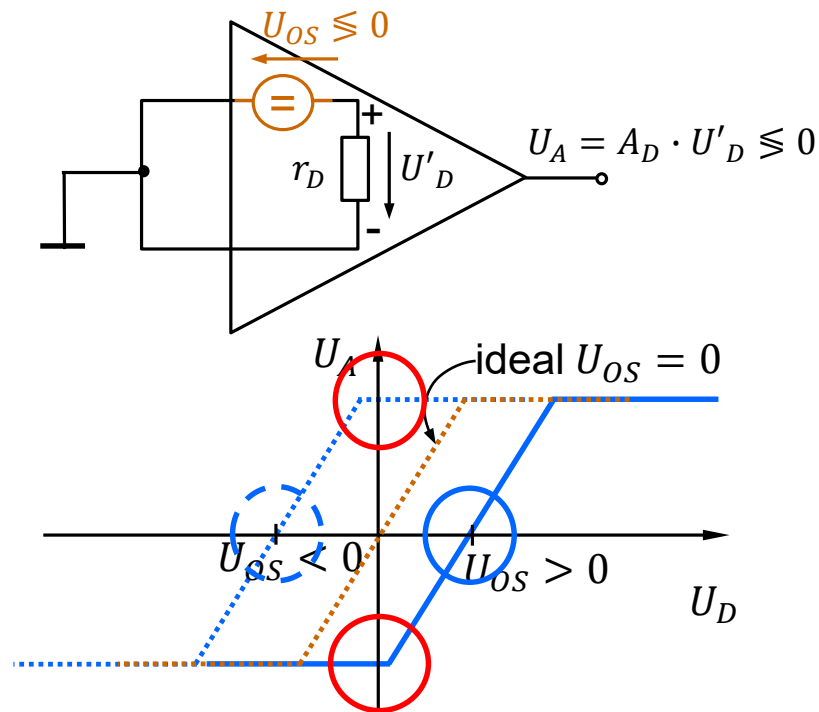
A_D	U_E	U_A	$ A $	Fehler	U_D
10^5	10 mV	999 mV	99,90	- 0,10%	9,99 μ V
10^4	10 mV	990 mV	99,00	- 1,00%	99,0 μ V
10^3	10 mV	908 mV	90,83	- 9,17%	908 μ V

Man beachte in diesem Zusammenhang den Frequenzgang des OP!

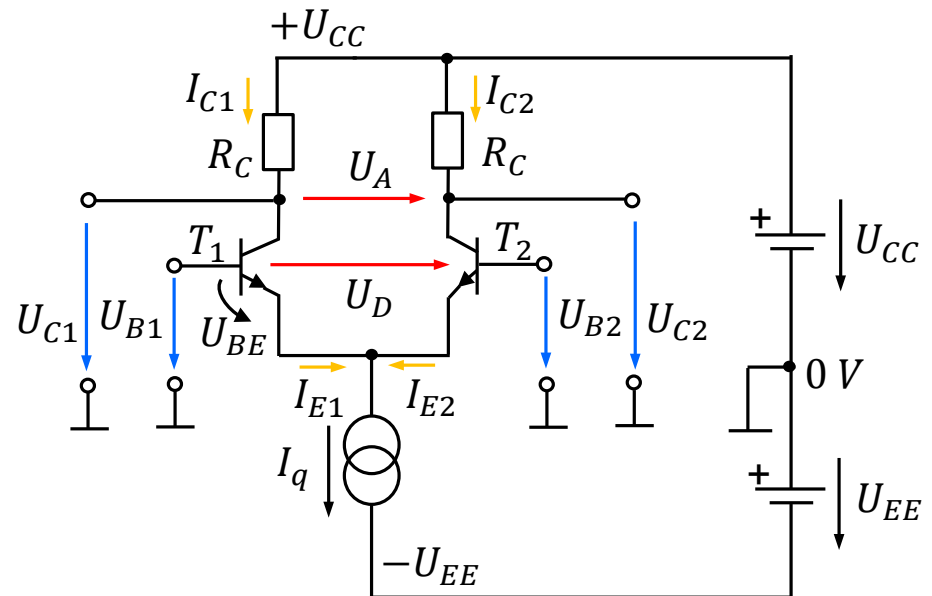
Der Eingangswiderstand der Schaltung wird von R_1 bestimmt:

$$r_{Ein} = \frac{u_E}{i_1} = \frac{u_E}{u_E/R_1} = R_1$$

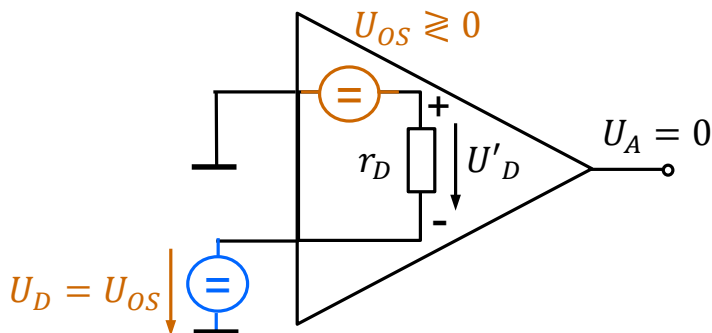
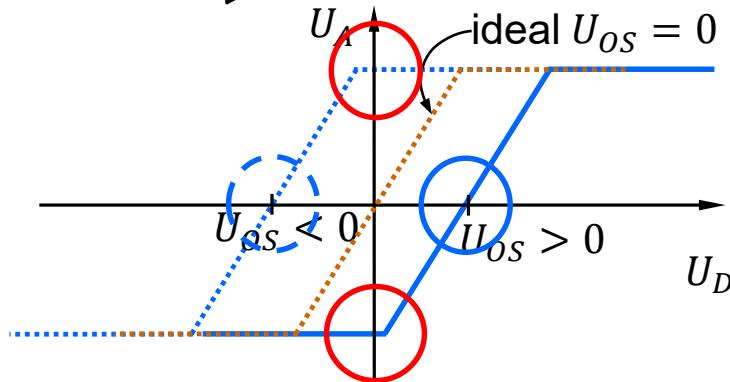
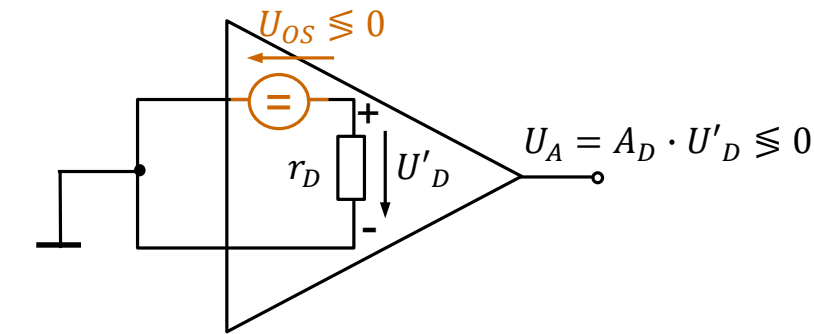
Der Eingangswiderstand der Schaltung ist wesentlich kleiner als der des OPs (Wirkung der GK).

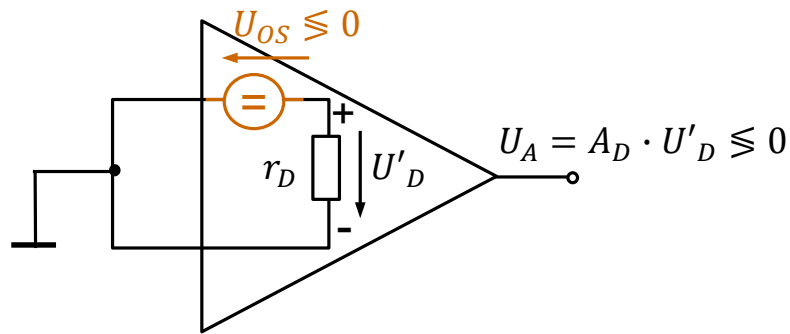


- Werden beide OP-Eingänge eines realen Operationsverstärkers auf Masse (0 V) gelegt, so ist U_A nicht null, sondern der OP wird, aufgrund der großen Verstärkung, in der Regel übersteuert!
- Ursache ist die interne Offsetspannung in der Eingangsstufe: Sie entsteht u. a. durch die Asymmetrie der Eingangstransistoren und wirkt wie ein angelegtes Differenzsignal.

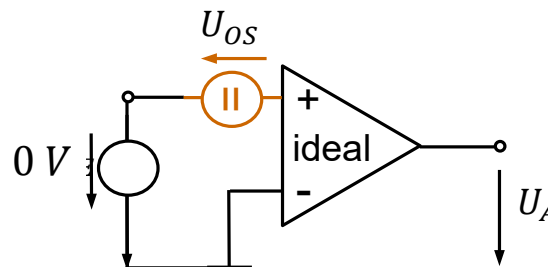
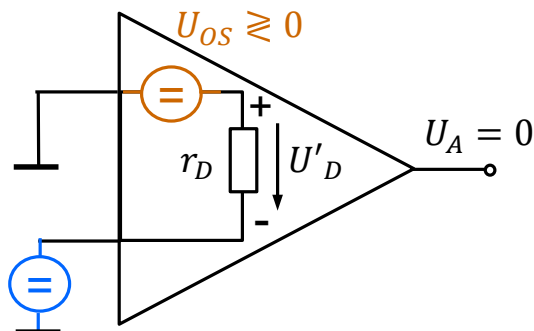
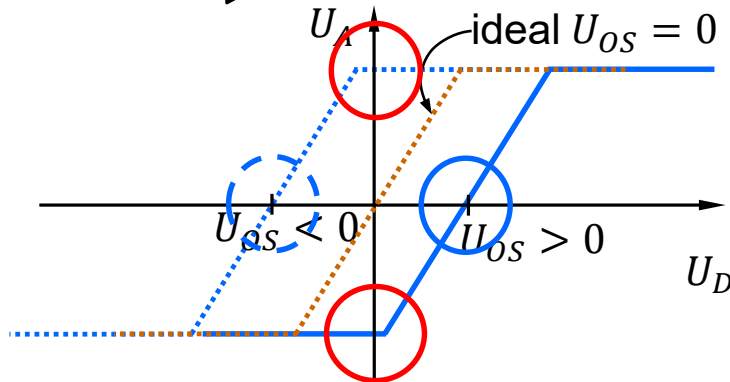


- Werden beide OP-Eingänge eines realen Operationsverstärkers auf Masse (0 V) gelegt, so ist U_A nicht null, sondern der OP wird, aufgrund der großen Verstärkung, in der Regel übersteuert!
- Ursache ist die interne Offsetspannung in der Eingangsstufe: Sie entsteht u. a. durch die Asymmetrie der Eingangstransistoren und wirkt wie ein angelegtes Differenzsignal.
- Die Eingangs-Offsetspannung entspricht gerade der Spannung U_D , die man am Eingang anlegen müsste, damit $U_A = 0$ wird. Größe (einige mV) und Polarität von U_{OS} variiert zufällig (exemplarabhängig).

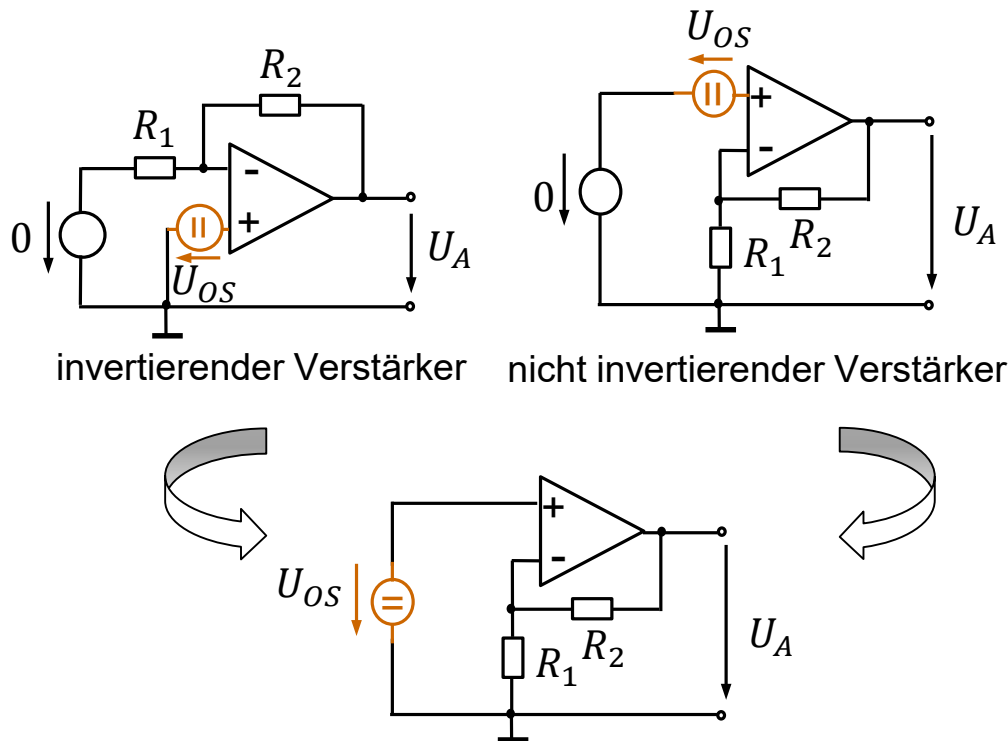




- Werden beide OP-Eingänge eines realen Operationsverstärkers auf Masse (0 V) gelegt, so ist U_A nicht null, sondern der OP wird, aufgrund der großen Verstärkung, in der Regel übersteuert!
- Ursache ist die interne Offsetspannung in der Eingangsstufe: Sie entsteht u. a. durch die Asymmetrie der Eingangstransistoren und wirkt wie ein angelegtes Differenzsignal.
- Die Eingangs-Offsetspannung entspricht gerade der Spannung U_D , die man am Eingang anlegen müsste, damit $U_A = 0$ wird. Größe (einige mV) und Polarität von U_{OS} variiert zufällig (exemplarabhängig).



Wir können den „realen“ Verstärker nun mit der Offset-Spannung als Quelle an einem Eingang eines „idealen“ OPs zeichnen.



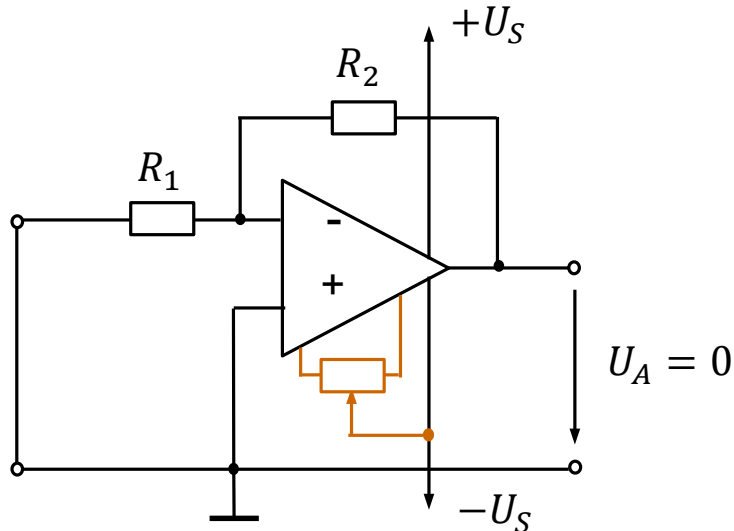
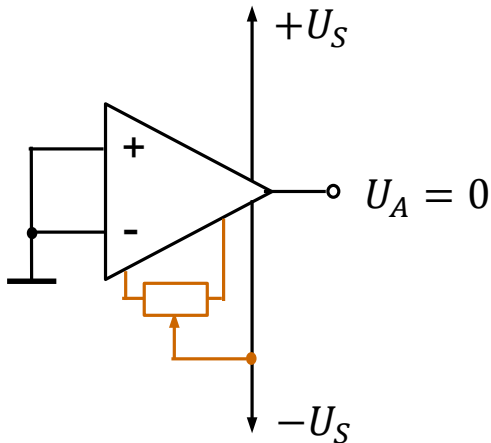
- Wir wollen die durch U_{OS} verursachte Fehlerspannung am Ausgang der beiden gegengekoppelten Verstärker bestimmen.
- Die Eingangsspannungen werden dazu deaktiviert (\rightarrow null setzen bzw. kurzschließen).
- Bei beiden Verstärkertypen sind die Verhältnisse gleich:
Die Offsetspannung wird verstärkt.

Es gilt:
$$U_A = U_{OS} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

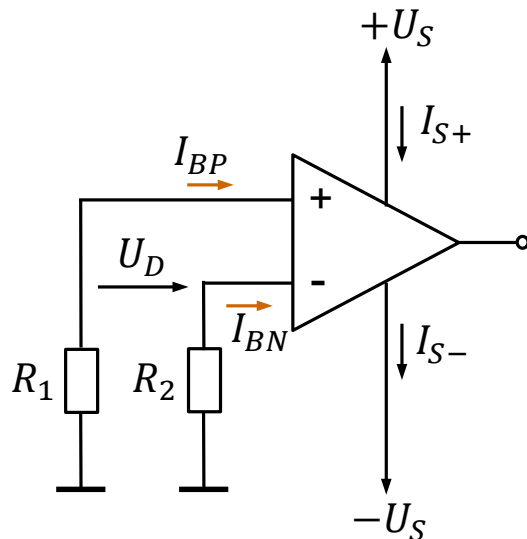
Beispiel: (Die Polarität von U_{OS} variiert zufällig – exemplarabhängig).

Bei z. B. 100-facher Verstärkung bedeuten ± 10 mV Eingangs-Offset einen DC-Ausgangs-Offset von -1 V bzw. + 1 V. das bedeutet:

- Jedes Nutzsignal am Ausgang wird von einem unerwünschten Gleichspannungsanteil überlagert.
- Da der Ruhearbeitspunkt nicht mehr in der Mitte bei 0 V liegt, ist der Aussteuerungsbereich nicht mehr symmetrisch und daher mehr oder weniger reduziert.



- Viele OPs erlauben den Anschluss eines Potis für einen Nullpunktgleich (falls erforderlich).
- U_{OS} ist temperaturabhängig.
Der Abgleich ist daher immer nur bei einer bestimmten Temperatur optimal.
- U_{OS} kann auch zeitabhängig sein.
Der Abgleich kann daher mehrfach erforderlich werden.
- Durch die Rückkopplung kann der Ausgang besser abgeglichen werden, da ohne Rückkopplung die Kennlinie des OPs sehr steil ist.
(Eingang kurzschließen, abgleichen, Eingang „normal“ verwenden)



$+U_S, -U_S$ Versorgungsspannungen (*supply voltages*)

I_{S+}, I_{S-} Versorgungsruhestrome (*supply currents*)

I_{BP} Eingangsruhegleichstrom am P-Eingang
 I_{BN} Eingangsruhegleichstrom am N-Eingang } *input bias currents*

- Die Biasströme sind die Basisströme der bipolaren Eingangstransistoren des Differenzverstärkers. Betriebsspannungsschwankungen oder Widerstände in den Eingangsleitungen haben kaum Einfluss auf die Größe dieser Ströme.

- I_{BP} und I_{BN} sind nur im Idealfall gleich groß. Auf Datenblättern wird der Mittelwert sowie die Abweichung der Ströme spezifiziert:

$$I_B = \frac{I_{BP} + I_{BN}}{2} \quad \text{mittlerer Eingangsruhestrom}$$

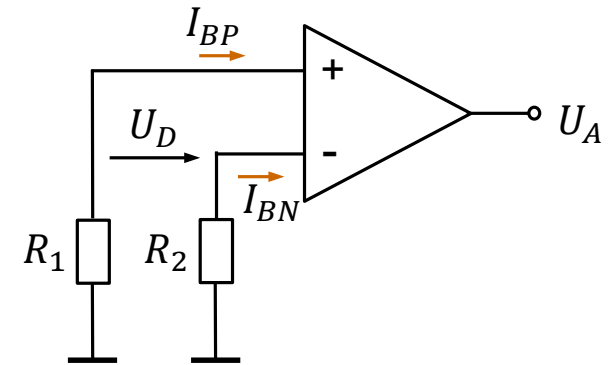
$$I_{OS} = |I_{BP} - I_{BN}| \quad \text{Eingangs-Offsetstrom} \quad \left(\begin{array}{l} \text{Erfahrungswert:} \\ I_{OS} \approx 0,1 \cdot I_B \end{array} \right)$$

Sind die Spannungsabfälle an den Widerständen verschieden groß, entsteht eine unerwünschte Differenz, die zu einer Fehlerspannung am Ausgang führt:

$$U_D = R_2 \cdot I_{BN} - R_1 \cdot I_{BP}$$

Man kann versuchen, U_D zu minimieren, indem man die wirksamen Widerstände in den Eingangsleitungen gleich groß macht, d. h. $R_1 = R_2 = R$.

$$U_D = R \cdot \underbrace{(I_{BN} - I_{BP})}_{= \pm I_{OS}}$$



Beispiel: Für den OP in der obigen Schaltung sind folgende Daten gegeben: $A_D = 100 \text{ dB}$, $I_B = 100 \text{ nA}$, $I_{OS} = 10 \text{ nA}$, $U_{OS} = 0$ (abgeglichen). Wie groß ist die Fehlerspannung am Ausgang?

a) Es sei zunächst
 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0$:

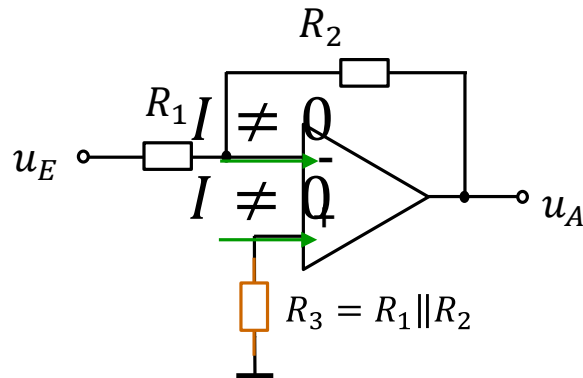
$$U_D = -R_1 \cdot I_{BP} \approx -R_1 \cdot I_B = -1 \text{ k}\Omega \cdot 100 \text{ nA} = -0,1 \text{ mV}$$

$$U_A = A_D \cdot U_D = 10^5 \cdot (-0,1 \text{ mV}) = -10 \text{ V}$$

b) Wir wählen nun
 $R_1 = R_2 = R = 1 \text{ k}\Omega$:

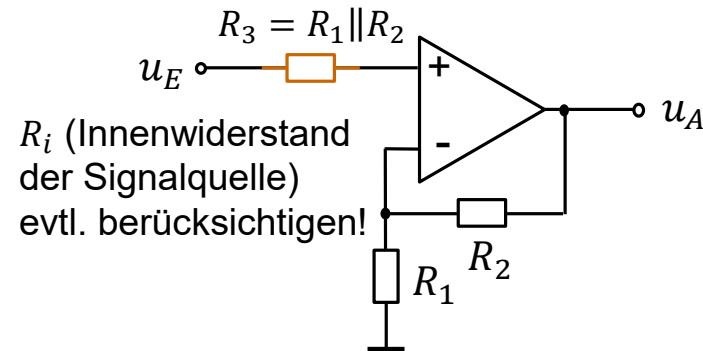
$$U_D = R \cdot (I_{BN} - I_{BP}) = R \cdot (\pm I_{OS}) = \pm 1 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ nA} = \pm 10 \text{ }\mu\text{V}$$

$$U_A = A_D \cdot U_D = 10^5 \cdot (\pm 10 \text{ }\mu\text{V}) = \pm 1 \text{ V} \quad (\text{Polarität a priori nicht bekannt.})$$



- Um den Einfluss der Biasströme zu minimieren, werden in praktischen OP-Schaltungen die wirksamen Widerstände in Eingangsleitungen häufig gleich groß gemacht.

- $R_1 || R_2$ ist der Thévenin-Widerstand, auf den der N-Eingang sieht. Daher muss gelten: $R_3 = R_1 || R_2$.

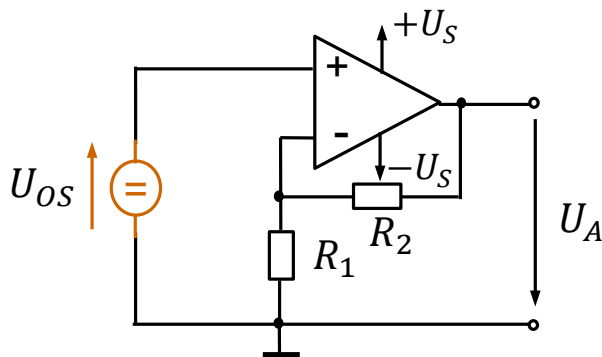


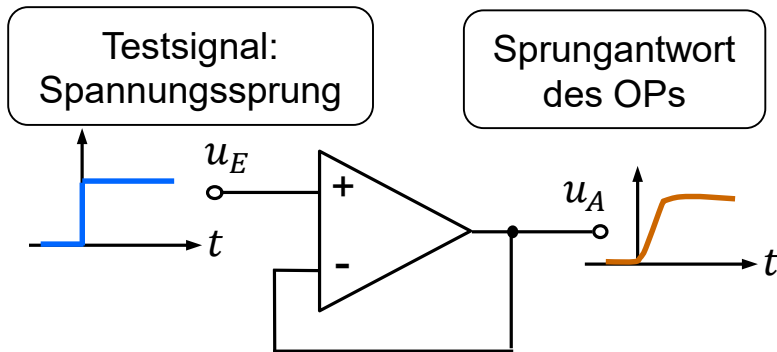
- Betriebsspannungsschwankungen wirken sich wie ein internes Differenzsignal am Eingang aus.
- Die Betriebsspannungsunterdrückung (engl. *power supply rejection ratio*) wird über die Wirkung auf die Eingangs-Offsetspannung definiert:

$$PSRR = \frac{\Delta U_{OS}}{\Delta U_S}$$

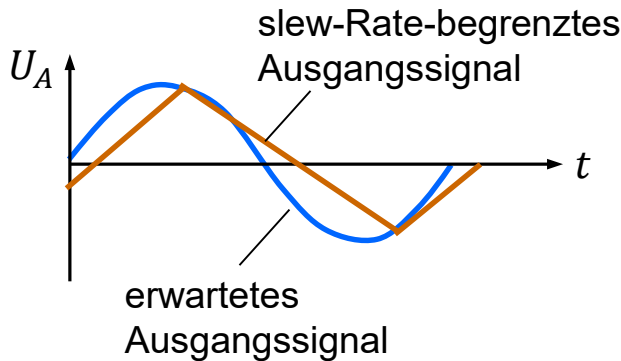
Der Wert gibt die Größe der Änderung von U_{OS} an, wenn sich die Betriebsspannungen U_S des OPs um jeweils 1 V ändern.

(Typische Werte, z. B. 10...100 $\mu\text{V/V}$,
Angabe auf Datenblättern erfolgt meist in dB.)





- Bei zu schnellen (Großsignal-) Änderungen am Eingang kommt es am Ausgang des OPs zu nichtlinearen Signalverzerrungen.
- Die maximale Anstiegsgeschwindigkeit (engl. *slew rate*) gibt an, um wie viel Volt je Mikrosekunde sich die Ausgangsspannung höchstens ändern kann.



$$SR = \left. \frac{dU_A}{dt} \right|_{max} \quad (\text{typ. Werte: } 1 \dots 100 \text{ V}/\mu\text{s})$$

Ein Sinussignal $u_a(t) = \hat{U}_A \cdot \sin(\omega t)$ hat im Nulldurchgang die größte Steigung. Diese darf die SR nicht überschreiten!

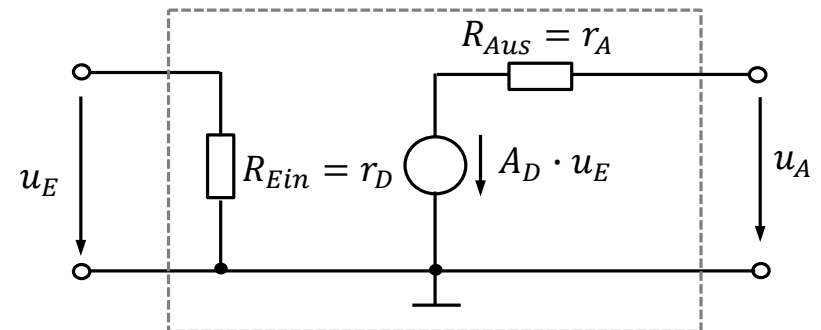
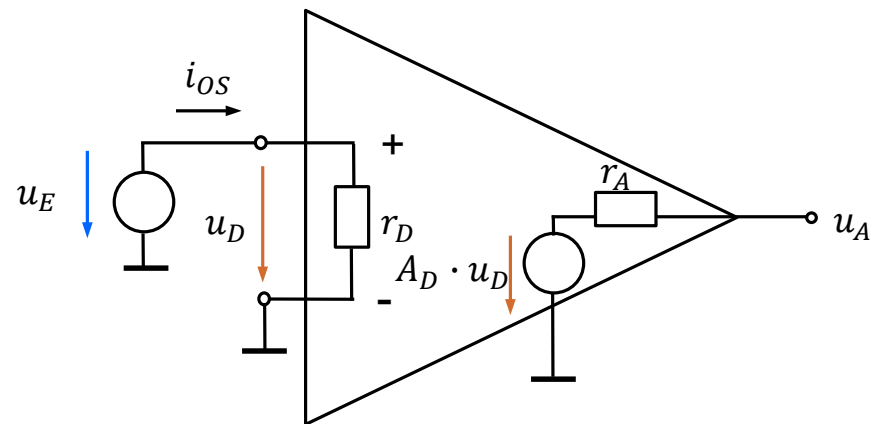
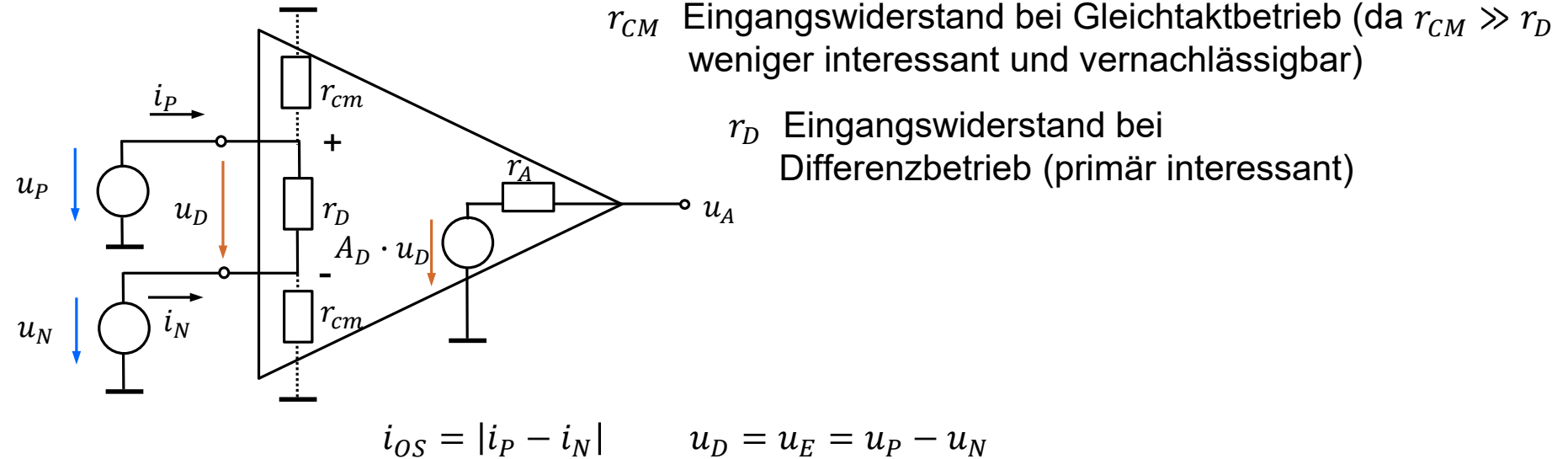
$$\frac{d}{dt} u_A(t) = \hat{U}_A \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \Rightarrow \max \left(\frac{d}{dt} u_A(t) \right) = \hat{U}_A \cdot \omega$$

$$SR \geq \hat{U}_A \cdot \omega = 2\pi \cdot f \cdot \hat{U}_A$$

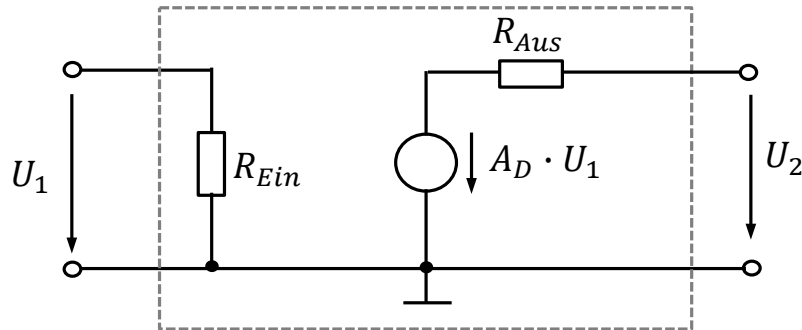
Beispiel: Für den Standardtyp $\mu\text{A} 741$ ist $SR = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$.
Bis zu welcher Frequenz können sinusförmige Ausgangsspannungen mit einer Amplitude von 1 V verzerrungsfrei wiedergegeben werden?

$$f \leq \frac{SR}{2\pi \cdot \hat{U}_A} = \frac{5 \cdot 10^5 \text{ V/s}}{6,28 \cdot 1 \text{ V}} \approx 80 \text{ kHz}$$

realer OP



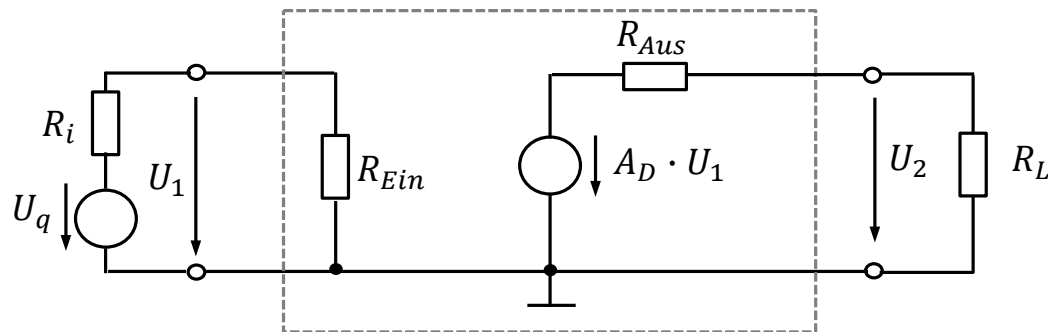
Berechnung der Ein- und Ausgangsspannung:



A_D Leerlauf-Spannungsverstärkung

R_{Ein} Eingangssinnenwiderstand

R_{Aus} Ausgangssinnenwiderstand



$$U_1 = U_q \cdot \frac{R_{Ein}}{R_{Ein} + R_i}$$

$$U_2 = A_D \cdot U_1 \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{Aus}}$$

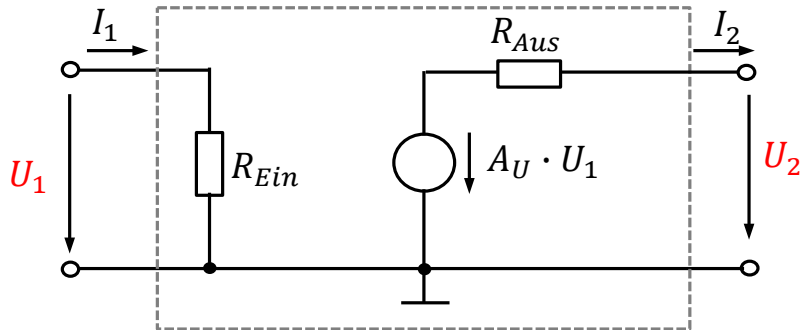
$$U_2 = A_D \cdot U_q \cdot \frac{R_{Ein}}{R_{Ein} + R_i} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{Aus}}$$

Damit gilt für die Signalverstärkung:

$$A = \frac{U_2}{U_q} = A_D \cdot \frac{R_{Ein}}{R_{Ein} + R_i} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{Aus}}$$

Für einen Spannungsverstärker
soll gelten:

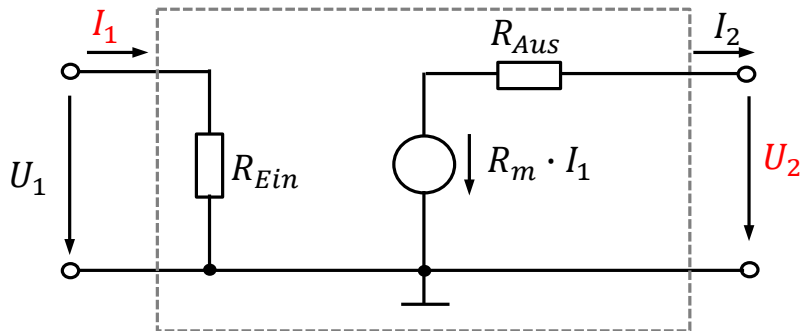
$$R_{Ein} \gg R_i \text{ und } R_{Aus} \ll R_L$$



1. Spannungsverstärker

$$A_U = \left. \frac{U_2}{U_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{Leerlauf-Spannungsverstärkung}$$

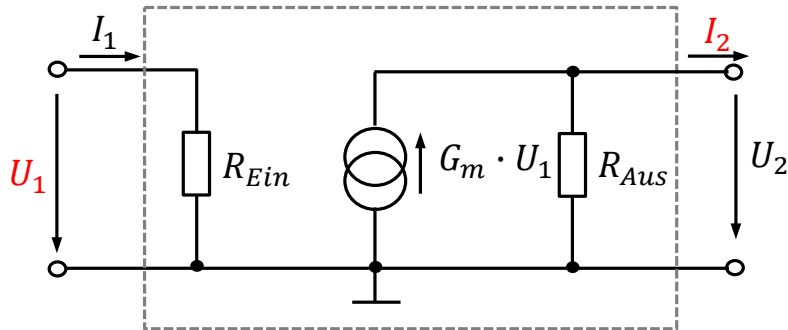
ideal: $R_{Ein} \rightarrow \infty$, $R_{Aus} \rightarrow 0$



2. Transimpedanzverstärker (Strom-Spannungswandler)

$$R_m = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{Leerlauf-Übertragungswiderstand} \\ \text{(Transimpedanz)}$$

ideal: $R_{Ein} \rightarrow 0$, $R_{Aus} \rightarrow 0$

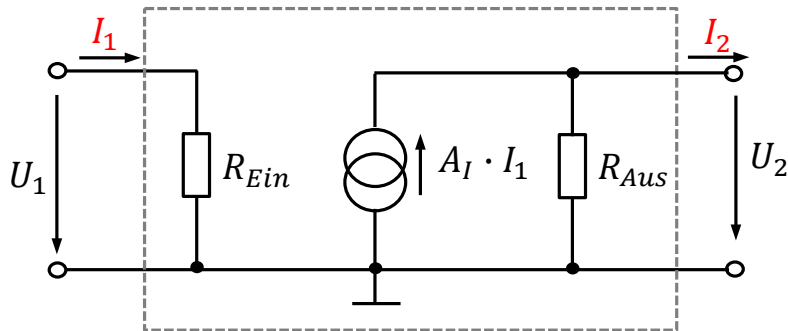


3. Transkonduktanzverstärker (Steilheitsverstärker, Spannungs-Stromwandler)

$$G_m = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} \quad \text{Kurzschluss-Übertragungsleitwert}$$

(Transkonduktanz, Steilheit)

ideal: $R_{Ein} \rightarrow \infty$, $R_{Aus} \rightarrow \infty$



4. Stromverstärker

$$A_I = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad \text{Kurzschluss-Stromverstärkung}$$

ideal: $R_{Ein} \rightarrow 0$, $R_{Aus} \rightarrow \infty$