

# „Integrierte Schaltungstechnik“

Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Kampe

## Einführung

# Inhalt der Vorlesung

## 1. Einführung

Warum Schaltungs-Integration? Welche Schaltungen? Technologien? Integration: Beispiele und verfügbare Bauelemente; idealer und realer OPV; Gegenkopplung und dynamische Stabilität (Problembeschreibung)

## 2. Bauelemente

Bipolar-Transistor, MOS-Transistor, Widerstände, Kondensatoren

## 3. Arbeitspunkt und quasistatisches Verhalten

Freiheitsgrade des Gleichstrom-Arbeitspunktes, Arbeitspunkteinstellungen und Stabilität, Gleichstromgegenkopplung; Linearisierung, Kleinsignal-Modelle, Betriebskenngrößen

## 4. Analyse

modifizierte Knotenspannungsanalyse, Superknoten- und Supermaschenanalyse, symbolische Analyse

## 5. Grundschaltungen

Emitter- und Sourcestufe, Gegenkopplungen und ihre Wirkung, Emitter- und Sourcefolger, Basis- und Gatestufe

## 6. Elementarschaltungen

Darlingtonschaltung, Stromquellen und Stromspiegel, Impedanzmodi und Komponierbarkeit, Kaskodestufe, Leitungen und Leitungsmodi, Differenzstufe, phasenaddierende Schaltungen, Potentialverschiebung, Ausgangsstufen, Bias-Stufen

## 7. Komplexe Schaltungen

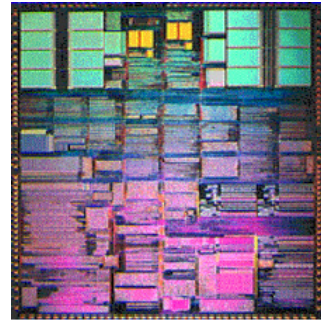
Funktionale Analyse; OPV und OTA: Aufbau, Komponenten, Varianten, Kennwerte, Frequenzgang und Frequenzgangkompensation

# Literatur

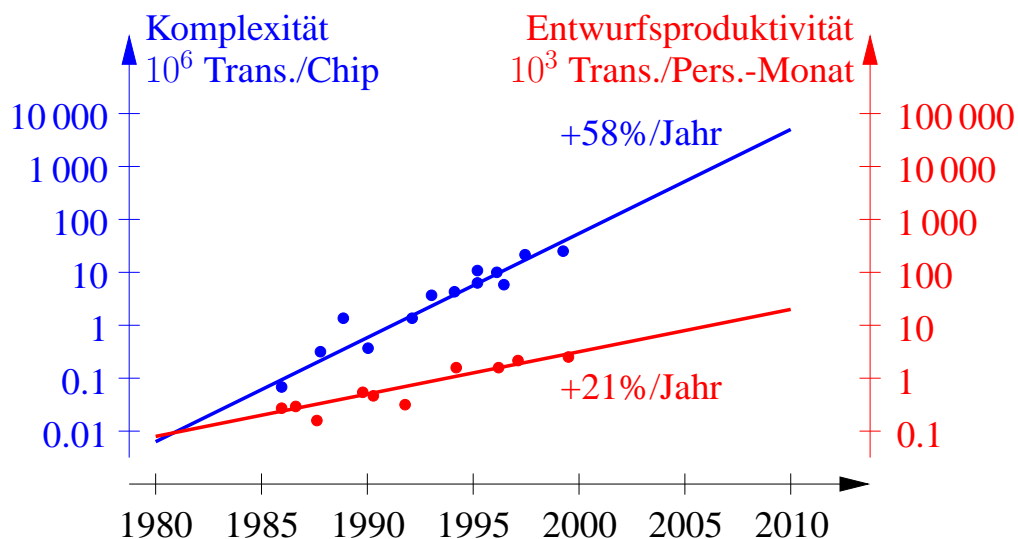
- [1] HERING, E., K. BRESSLER und J. GUTEKUNST: *Elektronik für Ingenieure*. Springer Verlag, 1998.
- [2] TIETZE, U. und CH. SCHENK: *Halbleiterschaltungstechnik*. Springer Verlag, 2002.
- [3] KÖSTNER und MÖSCHWITZER: *Elektronische Schaltungstechnik*. Hanser Verlag, 1993.
- [4] GOERTH, J.: *Bauelemente und Grundsaltungen*. Teubner-Verlag, 1999.
- [5] LINDNER, BRAUER und LEHMANN: *Elektrotechnik — Elektronik*. Fachbuchverlag, Leipzig, 1998.
- [6] KOSS, G. und W. REINHOLD: *Lehr- und Übungsbuch Elektronik*. Fachbuchverlag Leipzig, 1998.
- [7] SEIFAHRT: *Analoge Schaltungen und Schaltkreise*. Verlag Technik, Berlin, 2001.
- [8] HARTL, H., E. KRASSER, G. WINKLER et al.: *Elektronische Schaltungstechnik mit Beispielen in PSpice*. Pearson Studium, München, 2008.
- [9] RIEDEL, F.: *MOS-Analogtechnik*. Akademischer Verlag, Berlin, 1988.
- [10] ALLEN, P. E. and D. R. HOLBERG: *CMOS analog circuit design*. Oxford University Press, New York, 2002.
- [11] MALOBERTI, F.: *Analog design for CMOS VLSI systems*. Kluwer Academic Publishers, Boston, 2001.
- [12] BAKER, R. J.: *CMOS : circuit design, layout, and simulation*. IEEE Press, Piscataway, NJ, 2005.
- [13] GRAY, P.: *Analog MOS integrated circuits*. IEEE Press, New York, 1980.
- [14] FISCHER, W.-J. und R. SCHÜFFNY: *MOS-VLSI-Technik: Eine Einführung in Technologie, Entwurf, CAD-Systeme, Schaltkreise*. Akademie-Verlag, Berlin, 1987.

# Moore'sches Gesetz und *design productivity gap*

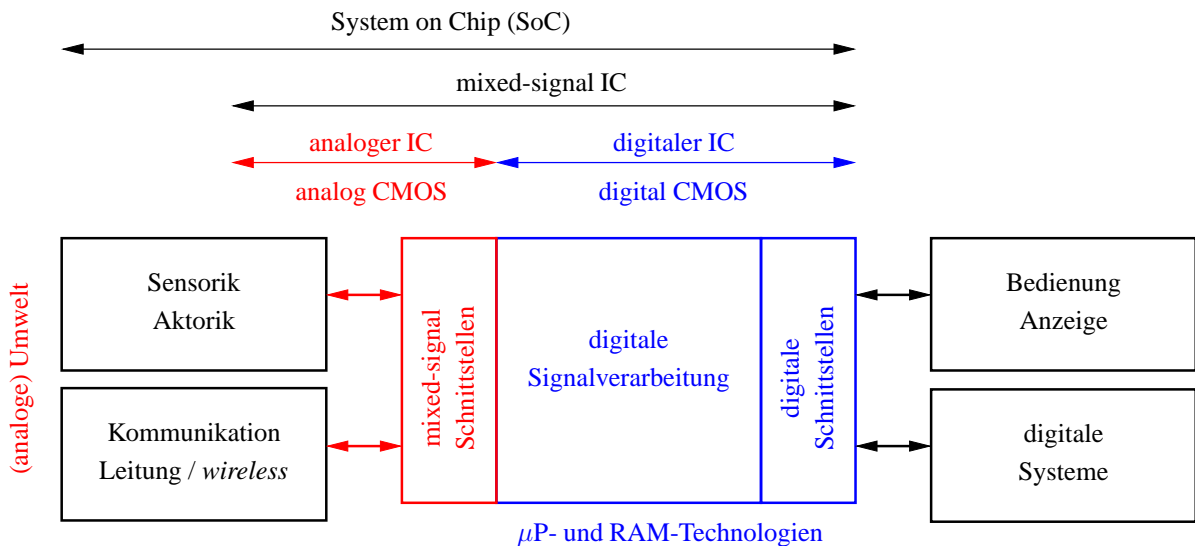
- alle 18 Monate Verdopplung der Transistoranzahl



- Chip-Komplexität wächst um 58 % je Jahr
- Produktivität des Entwurfs wächst nur um 21 % je Jahr



# Analoge Systemkomponenten



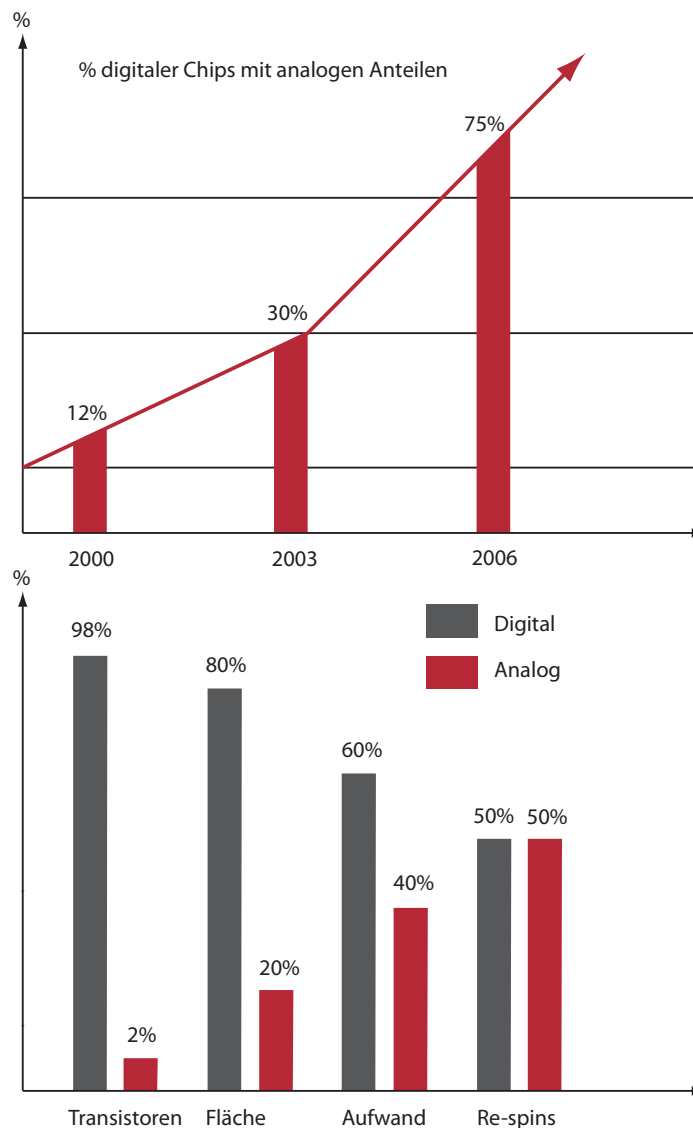
- Interfaceschaltungen: Treiber und Empfänger
- Signalaufbereitung (*signal conditioning*)
- Sensorik und Aktorik
- Modulation/Demodulation
- Funk (*wireless communication*)
- Datenwandler
- Energieverteilung, *energy harvesting*

# Aufwand für analoge Komponenten

## More than Moore

Innovationen sind auch jenseits des aus dem *Moore*'schen Gesetz resultierenden Lebenszyklus einer Technologie möglich!

- analoge Komponenten werden entwerfeskritisch

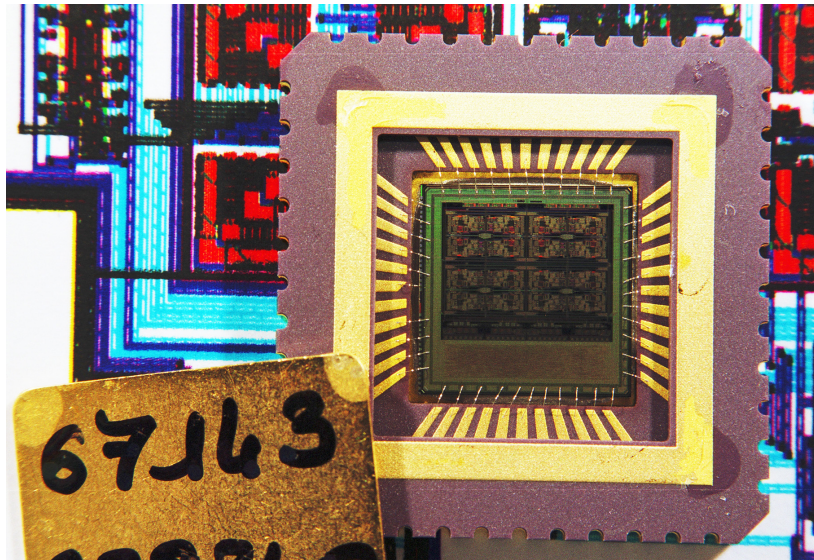
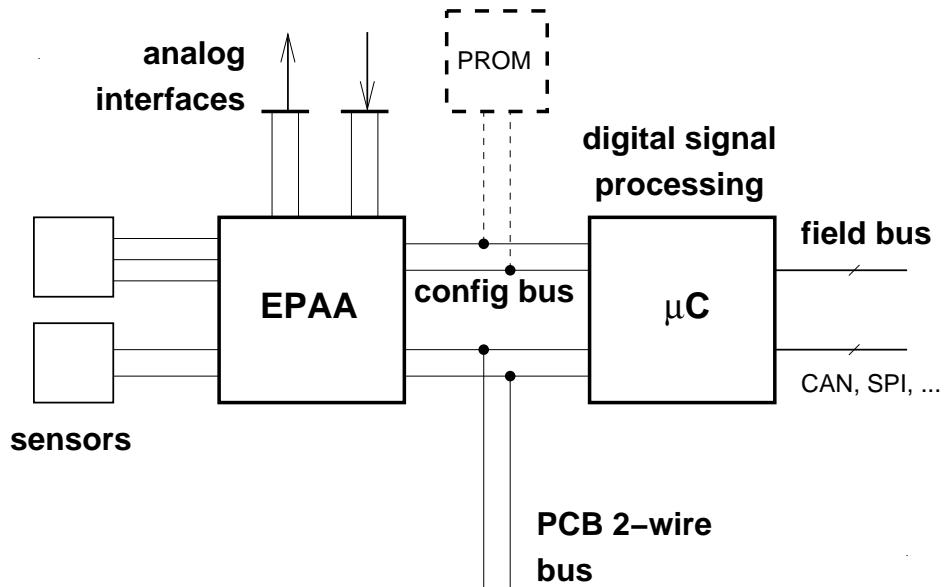


- analoge Schaltungen skalieren nicht mit der Technologie, so dass der Flächenanteil der analogen Komponenten zunimmt.

# Beispiel

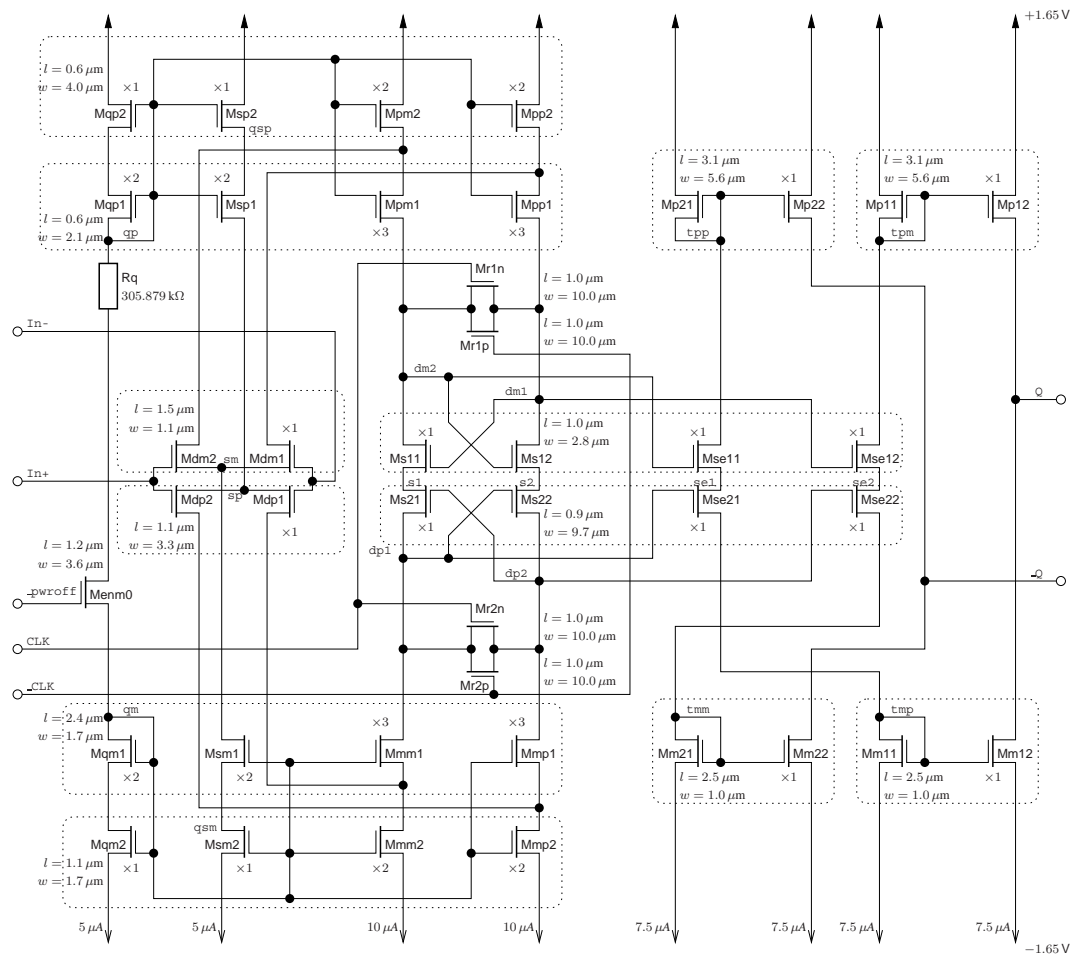
## Elektrisch programmierbares Analog-Array

### EPAA2x2



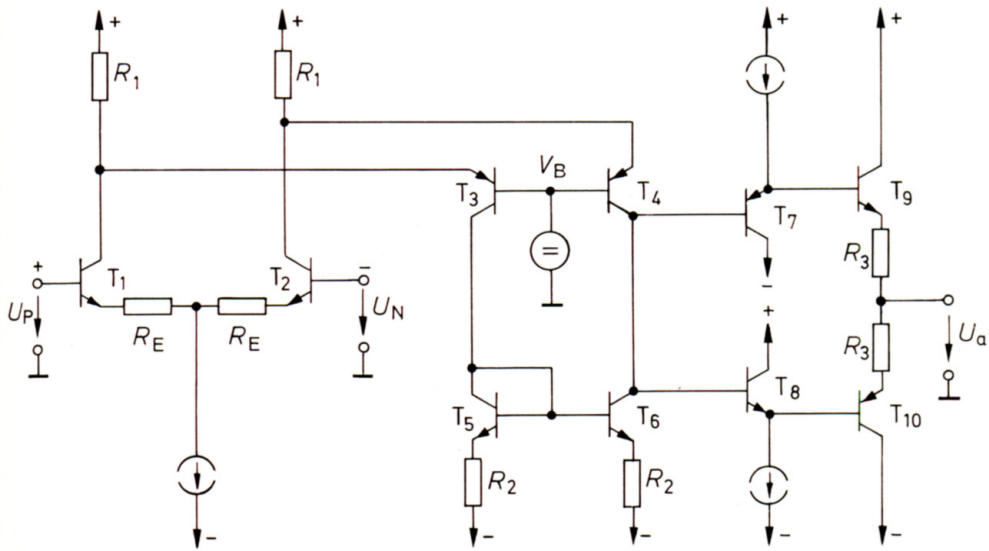
# Detail

## Schaltung des analogen Eingangsteils des Komparators

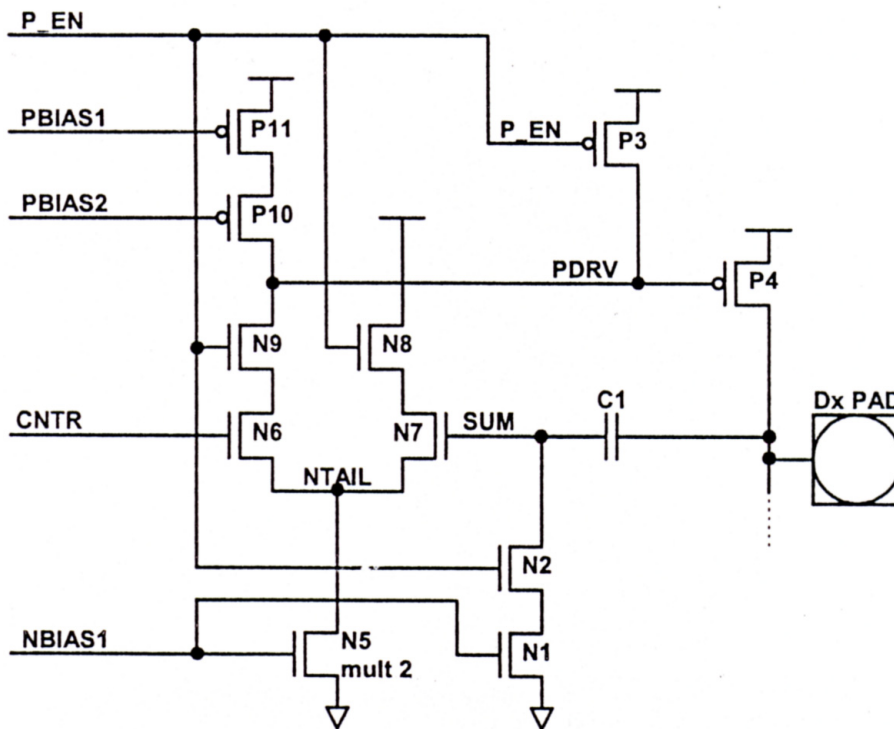




# Schaltungsbeispiele



Kaskode-Differenzverstärker



USB-Pintreiber

# Begriff

## Schaltungstechnik

Bei der Konstruktion elektronischer Systeme in der elektrischen Domäne können bauelementephysikalische und schaltungstechnische Effekte genutzt werden.

**Bauelementephysikalische Effekte** basieren auf dem elektrischen Klemmenverhalten der elektronischen Bauelemente.

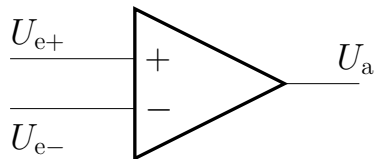
**Schaltungstechnische Effekte** basieren auf dem elektrischen Verhalten, das aus einer Verschaltung elektrischer Bauelemente resultiert.

Die *Schaltungstechnik* befaßt sich

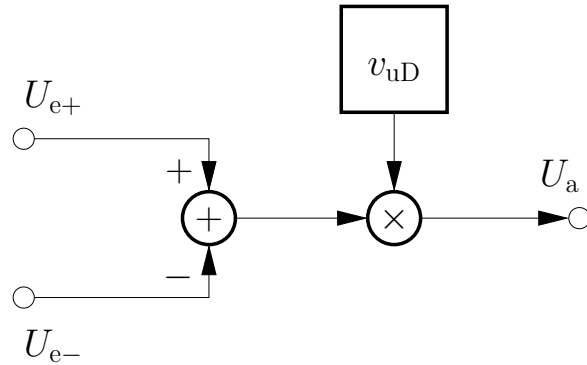
- mit der Konstruktion elektronischer Schaltungen mit dem Ziel, eine vorgegebene, möglicherweise abstrakte Schaltfunktion zu realisieren (Struktursynthese) und
- mit der Berechnung der Bauelemente-Parameter, so dass die gewünschte Funktion gewährleistet wird und spezielle Eigenschaften (Kennwerte, z. B. Verstärkung, Bandbreite, Stromverbrauch) realisiert werden (Dimensionierung).

# Idealer Operationsverstärker

Schaltzeichen



Funktionsmodell



Kennwerte:

Kennwert		ideal	real
Differenz-Spannungsverstärkung	$v_{uD}$	$\infty$	10 000 ... 1 000 000
Differenz-Eingangswiderstand	$r_D$	$\infty$	$\geq 1 \text{ k}\Omega$
Ausgangswiderstand	$r_a$	0	$\leq 200 \Omega$

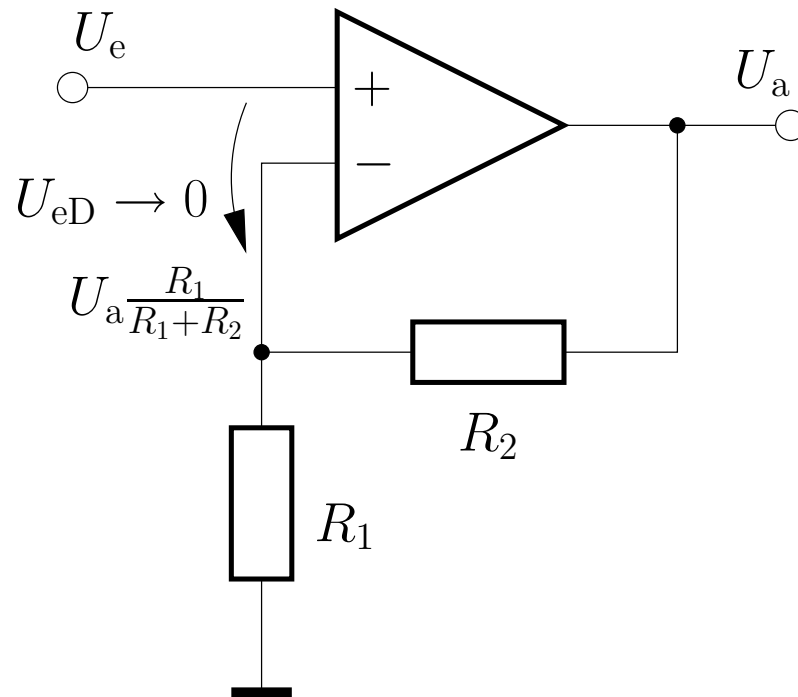
Näherungen für gegengekoppelte Schaltungen:

- aus  $v_{uD} \rightarrow \infty$  folgt  $U_{eD} = U_{e+} - U_{e-} \rightarrow 0$
- aus  $r_D \rightarrow \infty$  folgt  $I_{e+} \approx I_{e-}$ , also  $I_{eD} = \frac{1}{2} (I_{e+} - I_{e-}) \rightarrow 0$
- wegen  $r_a \rightarrow 0$  wird der Ausgangsstrom von der Last bestimmt  
(Spannungseinprägung)

$$I_a = \frac{U_a}{R_L}$$

# Grundsaltungen

## Nichtinvertierender Verstärker



Betriebsparameter bei  $v_{uD} \rightarrow \infty$ :

Verstärkung  $v' = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

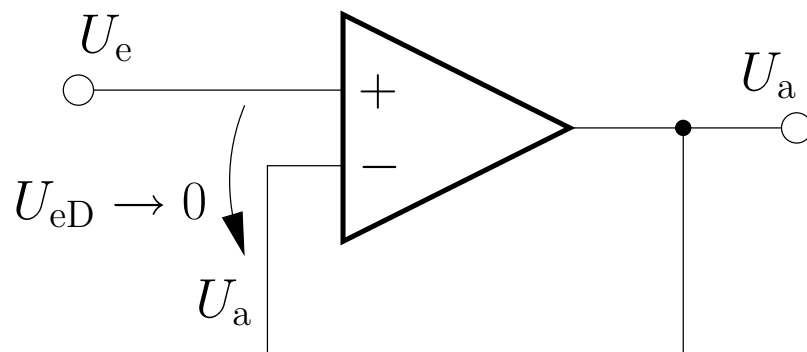
Eingangswiderstand  $z'_e \rightarrow \infty$

Ausgangswiderstand  $z'_a \rightarrow 0$

# Grundsaltungen

## Spannungsfolger

Für den Spezialfall  $R_1 \rightarrow \infty, R_2 \rightarrow 0$ :



Betriebsparameter bei  $v_{uD} \rightarrow \infty$ :

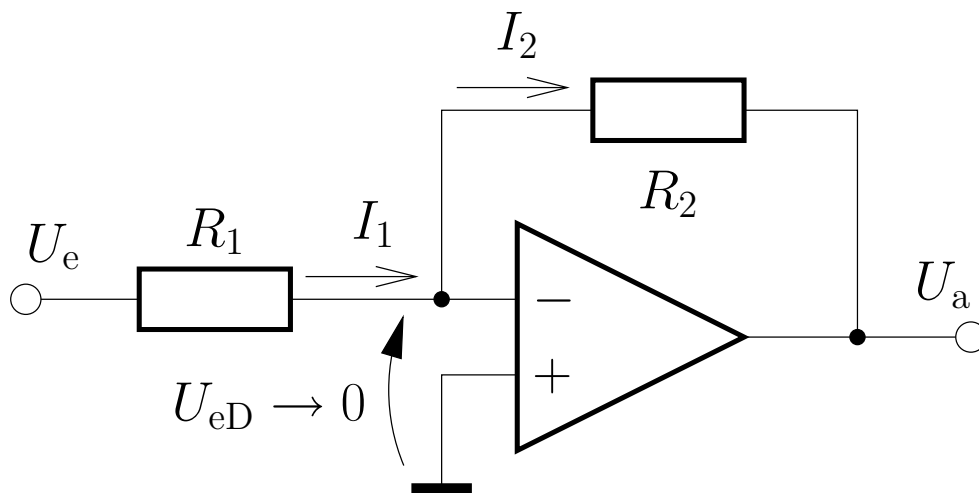
Verstärkung  $v' = +1$

Eingangswiderstand  $z'_e \rightarrow \infty$

Ausgangswiderstand  $z'_a \rightarrow 0$

# Grundsaltungen

## Invertierender Verstärker



Betriebsparameter bei  $v_{uD} \rightarrow \infty$ :

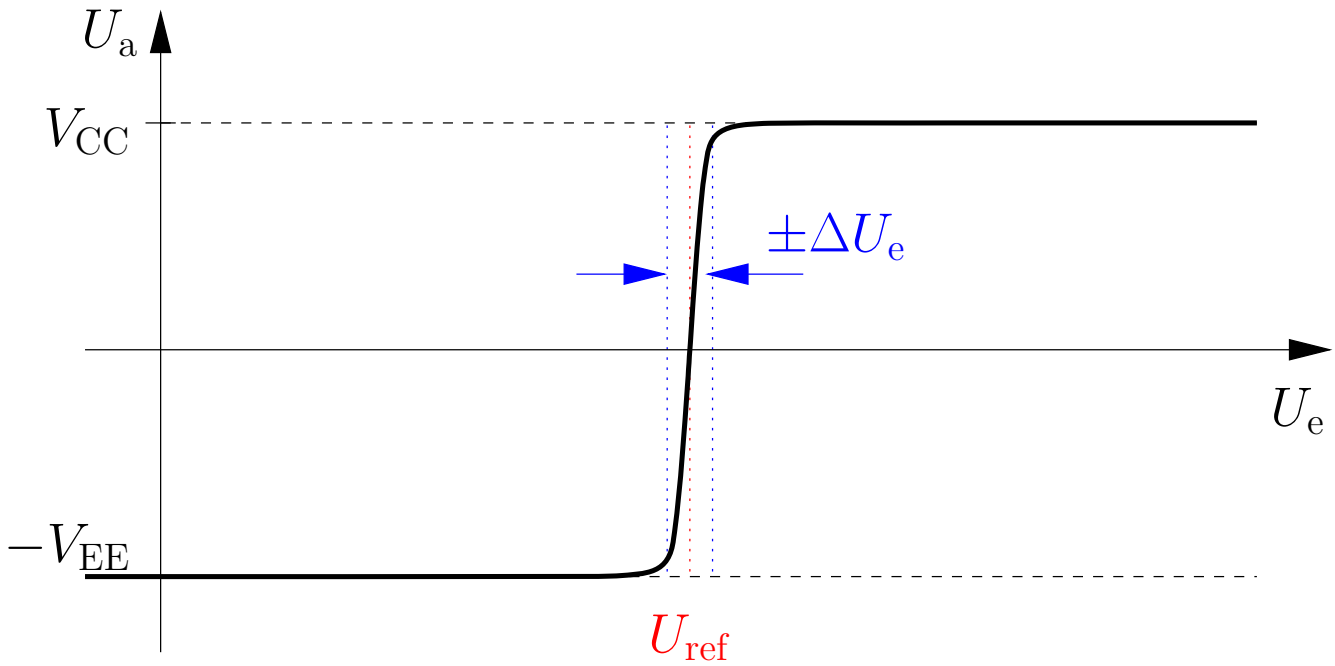
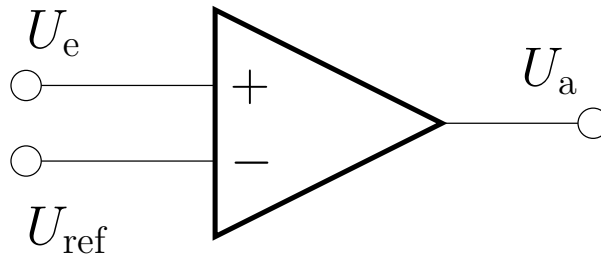
Verstärkung  $v' = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1}$

Eingangswiderstand  $z'_e = R_1$

Ausgangswiderstand  $z'_a \rightarrow 0$

# Funktionsblöcke

## Komparator

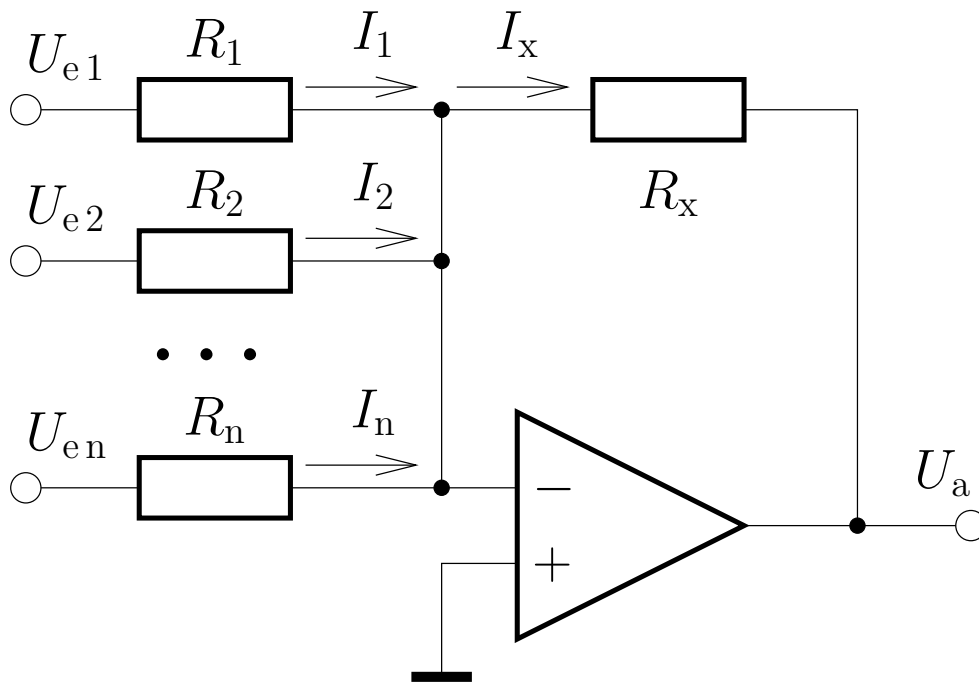


Empfindlichkeit:

$$\Delta U_e = \frac{U_{CC} + U_{EE}}{2v_{uD}}$$

# Funktionsblöcke

## Summierer



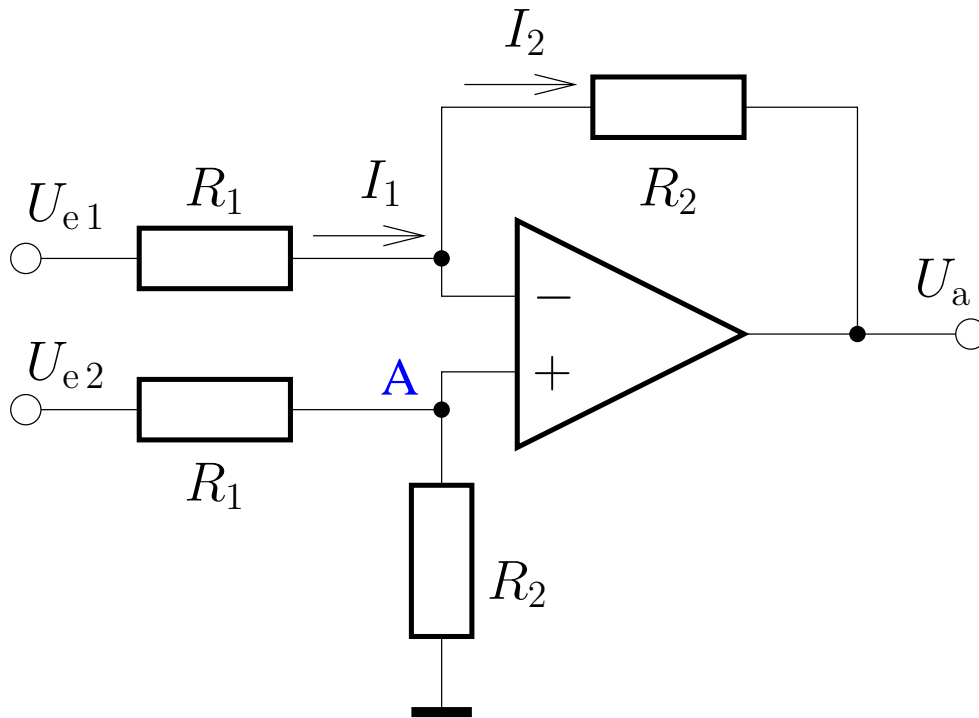
Bei  $v_{uD} \rightarrow \infty$  gilt:

$$U_a = -R_x \left( \frac{U_{e1}}{R_1} + \frac{U_{e2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{en}}{R_n} \right)$$



# Funktionsblöcke

## Subtrahierer

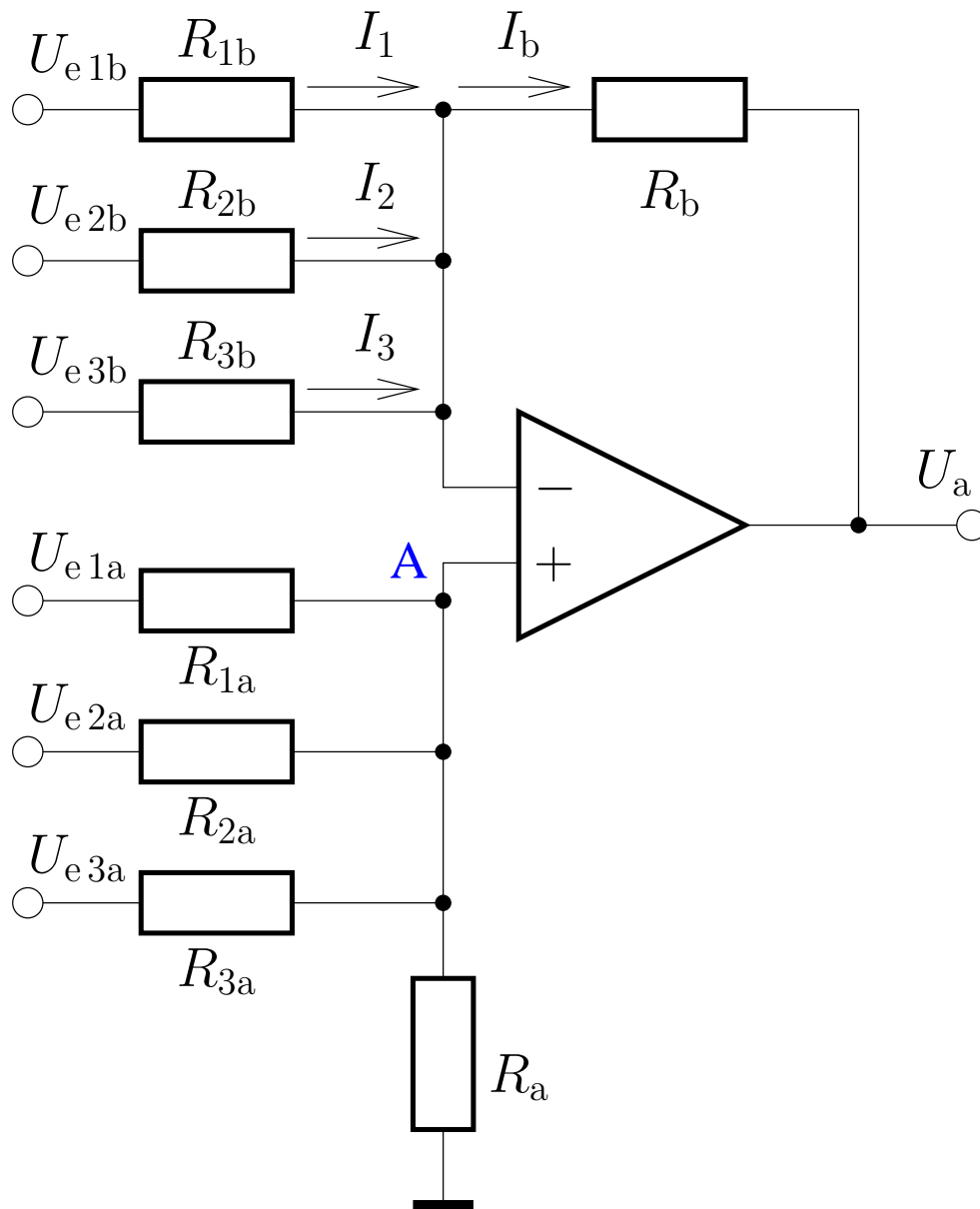


Bei  $v_{uD} \rightarrow \infty$  gilt:

$$U_a = \frac{R_2}{R_1} (U_{e2} - U_{e1})$$

# Funktionsblöcke

## Kombinierte Addier-Subtrahier-Schaltung



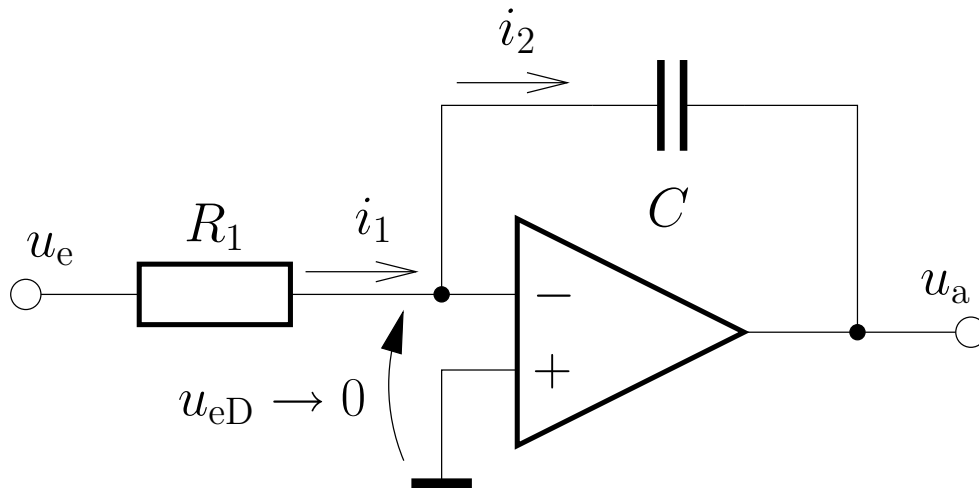
$$U_a = R_a \left( \frac{U_{e1a}}{R_{1a}} + \frac{U_{e2a}}{R_{2a}} + \frac{U_{e3a}}{R_{3a}} \right) - R_b \left( \frac{U_{e1b}}{R_{1b}} + \frac{U_{e2b}}{R_{2b}} + \frac{U_{e3b}}{R_{3b}} \right)$$

Koeffizientenbedingung:

$$\frac{R_a}{R_{1a}} + \frac{R_a}{R_{2a}} + \frac{R_a}{R_{3a}} = \frac{R_b}{R_{1b}} + \frac{R_b}{R_{2b}} + \frac{R_b}{R_{3b}} \quad \text{bzw.} \quad \frac{R_a}{R_b} = \frac{R_{1a} \parallel R_{2a} \parallel R_{3a}}{R_{1b} \parallel R_{2b} \parallel R_{3b}}$$

# Funktionsblöcke

## Integrierer



$$u_2 = u_C = \frac{1}{C} \int i_1 dt + U_0 = \frac{1}{R_1 C} \int u_e dt + U_0$$

Bei  $v_{uD} \rightarrow \infty$  gilt:

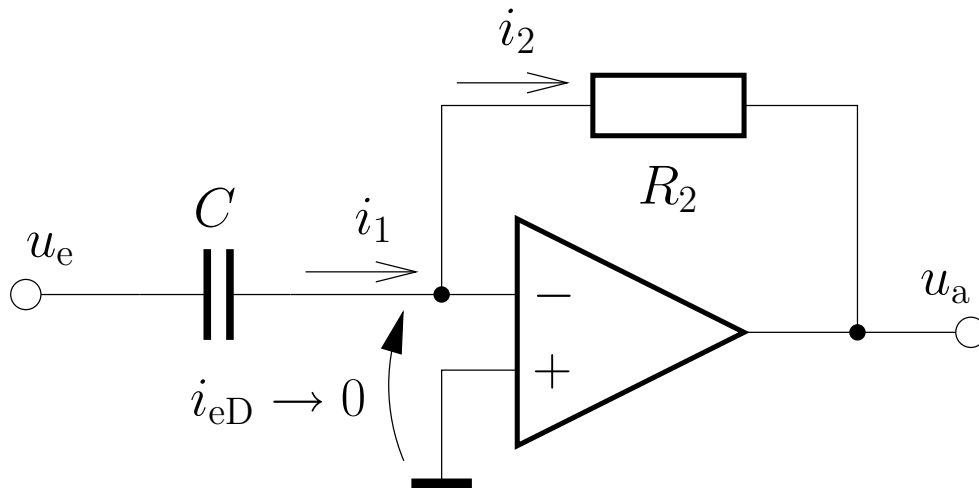
$$u_a = -u_2 = -\frac{1}{R_1 C} \int u_e dt - U_0$$

Im Frequenzbereich gilt wegen  $\int u_e dt \leftrightarrow \frac{U_e}{j\omega}$

$$\underline{U}_a = -\frac{1}{j\omega R_1 C} \underline{U}_e$$

# Funktionsblöcke

## Differenzierer



$$i_1 = i_C = C \frac{du_e}{dt}$$

Bei  $v_{uD} \rightarrow \infty$  gilt:

$$u_a = -R_2 i_1 = -R_2 C \frac{du_e}{dt}$$

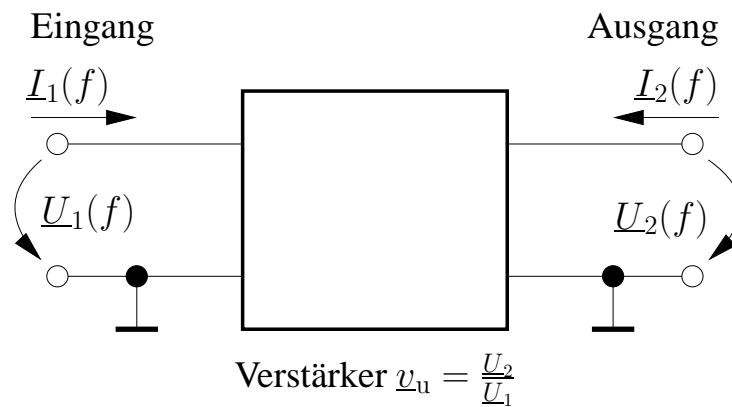
Im Frequenzbereich gilt wegen  $\frac{du_e(t)}{dt} \leftrightarrow \underline{U}_e j\omega$

$$\underline{U}_a = -j\omega R_2 C \underline{U}_e$$

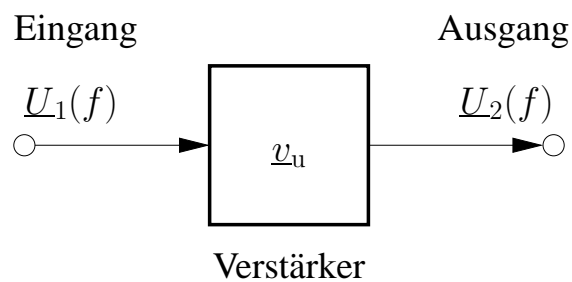
# Signalfluss-Beschreibungen

Strukturmodelle:

elektrisches Blockschaltbild

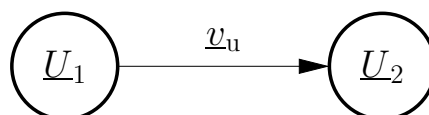


Signalflussplan



Verhaltensmodell:

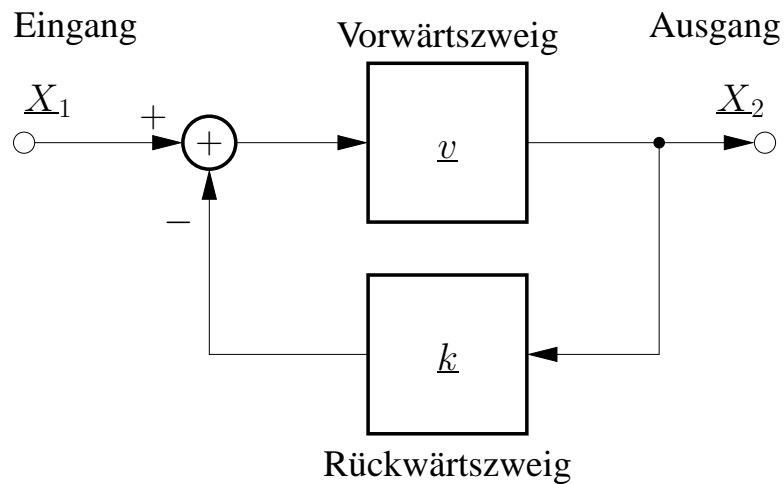
Signalflussgraph



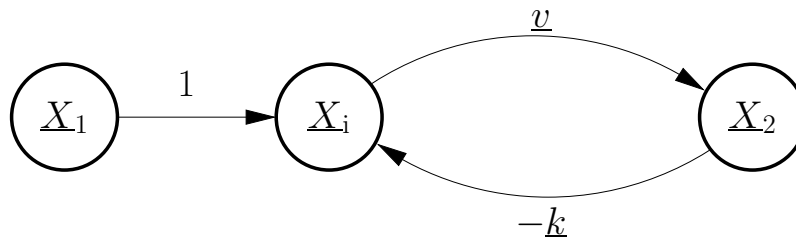
# Signalfluss der Rückkopplung

## allgemeine Rückkopplungsgleichung

Signalflussplan:



Signalflussgraph:



Verstärkung des rückgekoppelten Systems  
(allgemeine Rückkopplungsgleichung):

$$\underline{v}' = \frac{\underline{X}_2}{\underline{X}_1} = \frac{\underline{v}}{1 + \underline{k} \underline{v}}$$

# Gegenkopplung und Mitkopplung

Es werden zwei Fälle unterschieden:

1.  $|1 + \underline{k} \underline{v}| > 1$ : **Gegenkopplung**, es ist  $|\underline{v}'| < |\underline{v}|$ ,
2.  $|1 + \underline{k} \underline{v}| < 1$ : **Mitkopplung**, es ist  $|\underline{v}'| > |\underline{v}|$ .

Ein Spezialfall der Mitkopplung ist die *Selbsterregung*:

Bei  $1 + \underline{k} \underline{v} = 0$  folgt:  $v' \rightarrow \infty$

*Allgemeine Schwingungsbedingung:*

$$\underline{k} \underline{v} = -1$$

ergibt eine Amplitudenbedingung:

$$|\underline{k} \underline{v}| = 1$$

und eine Phasenbedingung:

$$\varphi_{kv} = 180^\circ + n 360^\circ \hat{=} (2n + 1)\pi$$

# Gegenkopplung

Für Verstärkerschaltungen ist das Erfüllen der **Schwingungsbedingung** unerwünscht.

Verstärkerschaltungen werden

1. zum Einstellen und Stabilisieren der **Betriebskenngrößen**

z. B. wird die Spannungsverstärkung entsprechend

$$\underline{v}'_{\text{u}} = \frac{\underline{v}_{\text{u}}}{1 + \underline{k} \underline{v}_{\text{u}}}$$

eingestellt,

2. zur Vergrößerung der **Bandbreite**,

3. zur Erhöhung der **Arbeitspunkt-Stabilität** (Temperatur-, Betriebsspannungs-Abhängigkeit; Bauelemente-Toleranzen),

4. zur Verbesserung der **Linearität** (Kleinsignal-Aussteuerbereich und Klirrfaktor) durch ein lineares Rückkoppel-Netzwerk  $k$  gegengekoppelt.

Die Gegenkopplung darf dabei wegen der durch den Phasengang verursachten Phasendrehung nie in eine Mitkopplung übergehen, bei der die Schwingungsbedingung erfüllt ist.



# Stabilität

Bei gegengekoppelten Schaltungen wird der Begriff *Stabilität* verwendet:

Ein lineares, rückgekoppeltes System heißt übertragungsstabil, wenn es auf eine beschränkte Eingangsgröße stets mit einer beschränkten Ausgangsgröße antwortet.

Eine alternative Bezeichnung ist BIBO-Stabilität (*bounded input bounded output*).

Die mathematische Formulierung lautet:

Aus  $|x_1(t)| \leq S_1$  folgt  $|x_2(t)| \leq S_2$  für alle  $t$ .

$S_1$  und  $S_2$  sind positive endliche Schranken.

# Stabilitätskriterium Phasenrand

Der Abstand der Phasenverschiebung zu  $180^\circ$  bei der Frequenz  $f_1$  (bei der  $|kv| = 1$  erreicht ist) heißt *Phasenrand* oder *Phasenreserve*.

$$\varphi_R = 180^\circ + \varphi(f_1)$$

Er gibt an, um welchen Winkel die Phasenverschiebung noch zunehmen darf, bevor die Schwingungsbedingung erfüllt ist.

Der eingestellte Phasenrand bestimmt das Einschwingverhalten bei impulsförmiger Aussteuerung:

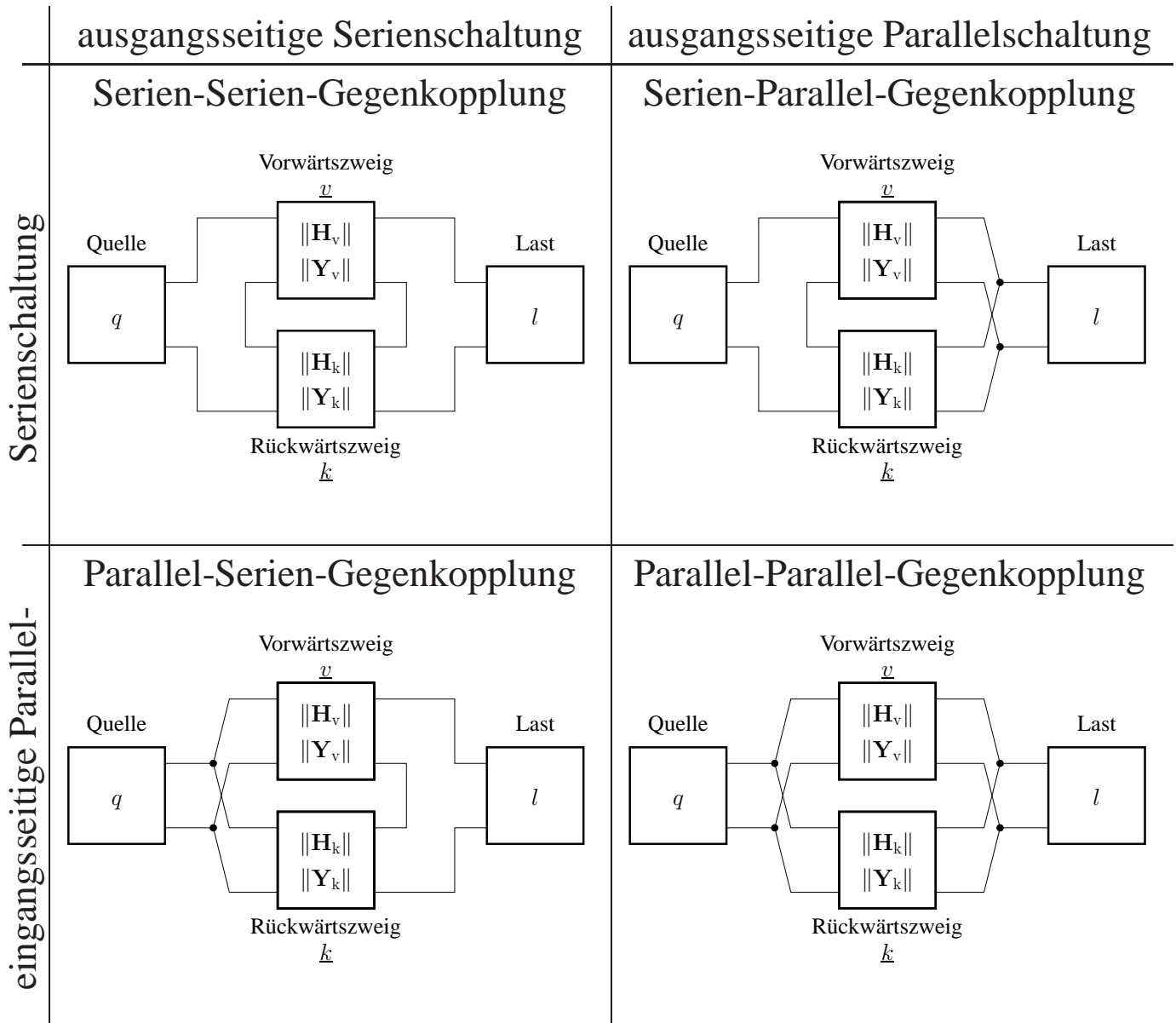
$\varphi_R = 90^\circ$  aperiodischer Grenzfall: überschwingungsfreies Schaltverhalten bei reduzierter Bandbreite,

$\varphi_R = 60^\circ$  leichtes Überschwingen bei flachem Frequenzgang,

$\varphi_R = 45^\circ$  Überschwingen bei überhöhtem Frequenzgang,

$\varphi_R \leq 30^\circ$  sollte nicht verwendet werden.

# Gegenkopplungs-Arten



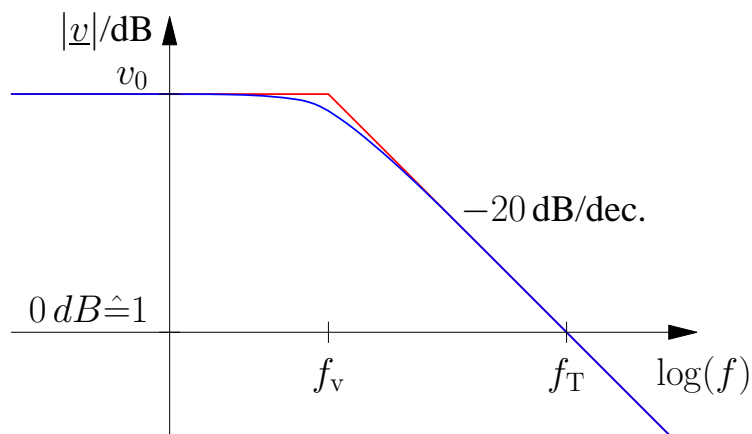
# Frequenzgang des Verstärkungsfaktors

Der Verstärkungsfaktor ist frequenzabhängig:

$$\underline{v}(j\omega) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{v_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_v}}$$

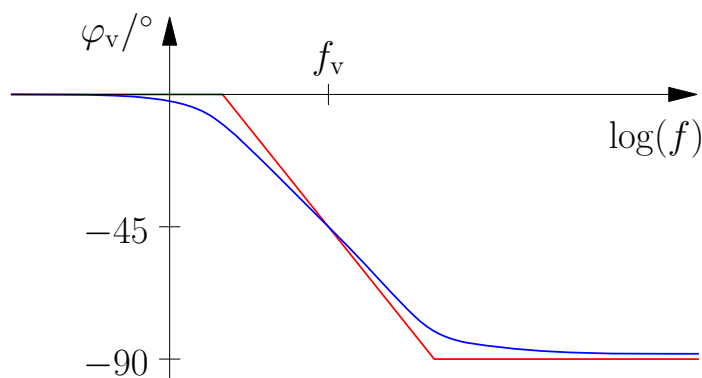
mit dem Betrag

$$|\underline{v}(j\omega)| = \frac{|v_0|}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_v^2}}} = \frac{|v_0|}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_v^2}}}$$



und der Phase

$$\varphi_v = \arctan \frac{\text{Im}(\underline{v}(j\omega))}{\text{Re}(\underline{v}(j\omega))} = -\arctan \frac{f}{f_v}$$



# Wdhlg.:

## RC-Tiefpass

Übertragungsfunktion: Pol 1. Ordnung:

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Betrag und die Phase:

$$|\underline{A}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \quad \varphi_A = -\arctan \omega RC$$

3dB-Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$$

# Wdhlg.:

## RC-Hochpass

Übertragungsfunktion: eine Nullstelle bei  $\omega = 0$  und ein Pol 1. Ordnung:

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

Betrag und Phase:

$$|\underline{A}| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \quad \varphi_A = \arctan \frac{1}{\omega RC}$$

3dB-Grenzfrequenz:

$$f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$$

# Frequenzgang der Schleifenverstärkung

Oberhalb der **3-dB Grenzfrequenz**  $f_v$  nimmt der Betrag des Verstärkungsfaktors um  $-20$  dB/dec ab. Es ergibt sich mit der  $f$ -Achse ein rechtwinkliges Dreieck und es gilt mit dem Schnittpunkt zur  $f$ -Achse:

$$f_v \cdot v_0 = f_T \cdot 1.0 = \text{const.}$$

Die **Transitfrequenz** ist diejenige Frequenz, bei der der Betrag der Übertragungcharakteristik auf 1.0 abgefallen ist. Oft wird die Transitfrequenz als Angabe für die Bandbreite eines Systems herangezogen.

# Frequenzgang der Schleifenverstärkung

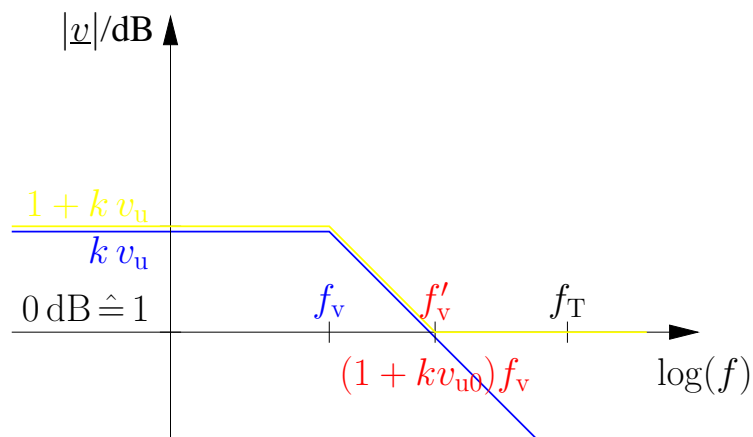
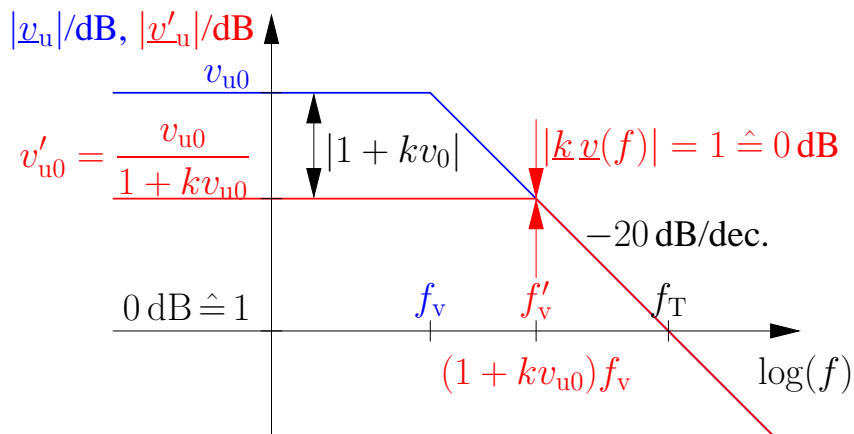
## Wirkung der Gegenkopplung

Mit dem Verstärkungsfaktor wird auch die Spannungsverstärkung der geschlossenen Schleife frequenzabhängig:

$$\underline{v}_u(f) = \frac{v_{u0}}{1 + j\frac{f}{f_v}}$$

Einsetzen in die allgemeine Rückkopplungsgleichung liefert

$$\underline{v}'_u(f) = \frac{\underline{v}_u(f)}{1 + k\underline{v}_u(f)} = \frac{v_{u0}}{1 + kv_{u0} + j\frac{f}{f_v}} = \frac{\frac{v_{u0}}{1+kv_{u0}}}{1 + j\frac{f}{(1+kv_{u0})f_v}}$$





# Frequenzgang der Schleifenverstärkung

## Wirkung der Gegenkopplung

Durch Gegenkopplung verringert sich die Verstärkung auf

$$v'_{u0} = \frac{v_{u0}}{1 + kv_{u0}}$$

und die **Grenzfrequenz** erhöht sich auf

$$f'_v = (1 + kv_{u0})f_v$$

Für die Grenzfrequenz des gegengekoppelten Systems gilt

$$f_v v_{u0} = (1 + kv_{u0})f_v \cdot \frac{v_{u0}}{1 + kv_{u0}} = f'_v v'_{u0} = f_T \cdot 1.0 = \text{const.}$$

Das **Verstärkungs-Bandbreite-Produkt** bleibt bei Gegenkopplung konstant.

# Frequenzgang der Schleifenverstärkung

## Spezialfall Spannungsfolger

Bei einer Gegenkopplung der Spannungsverstärkung auf

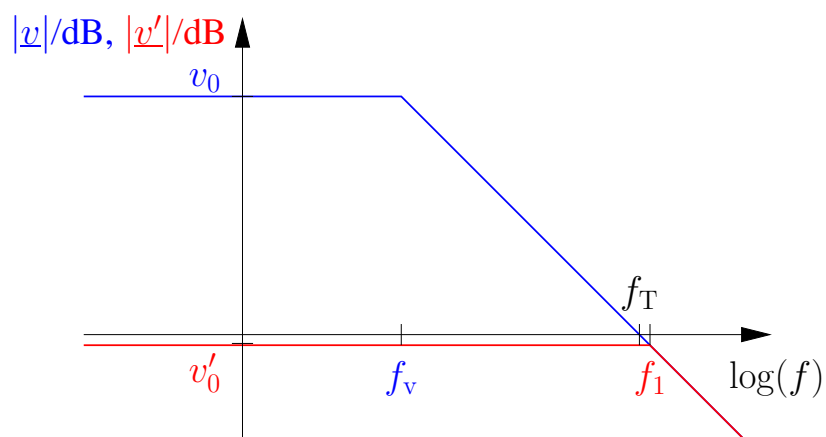
$$v' \approx 1$$

erhöht sich die Grenzfrequenz auf

$$f_1 = (1 + v_0) f_v$$

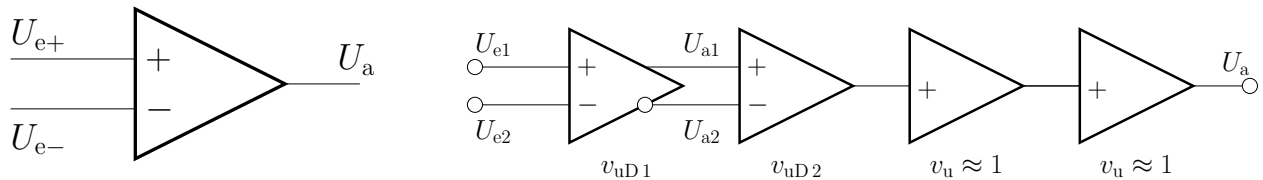
Auch hier gilt für das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt:

$$f_v v_0 = f_1 \cdot 1 = f_T \cdot 1.0 = \text{const.}$$

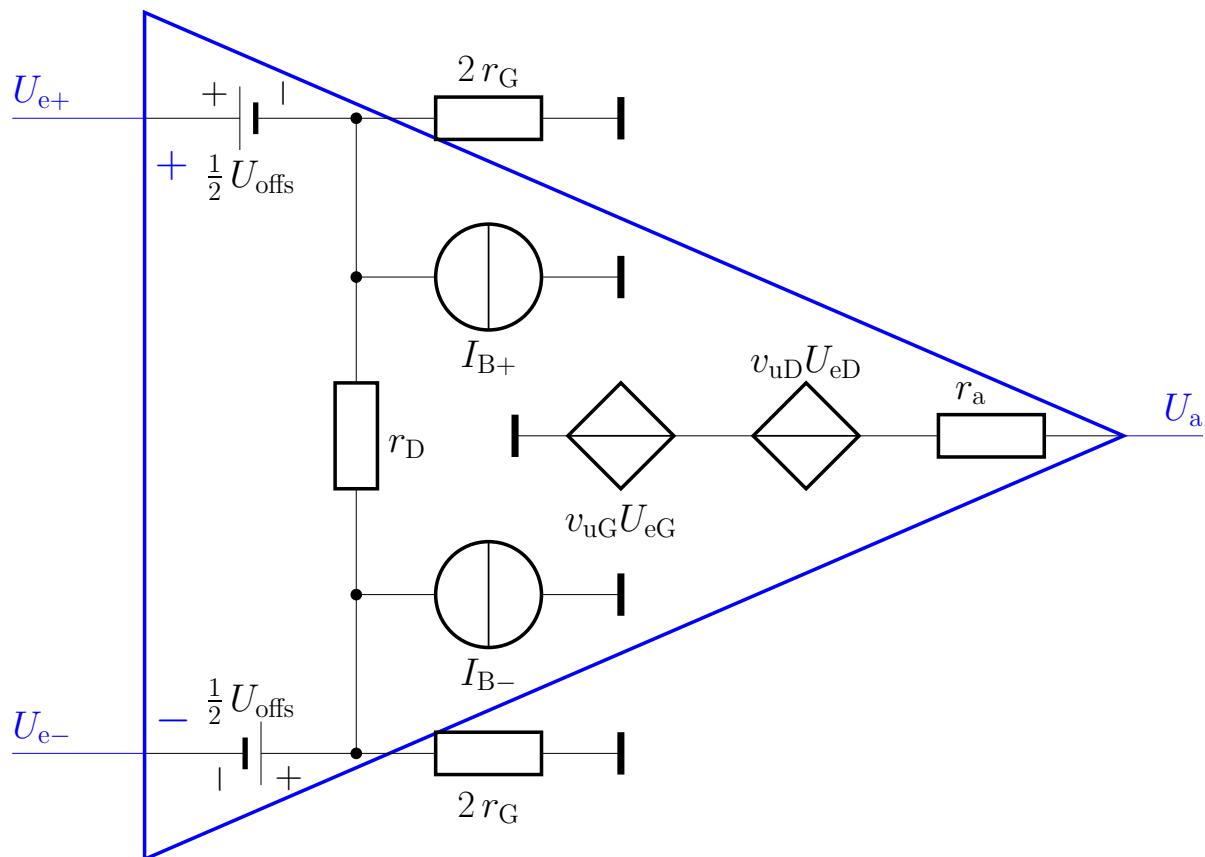


# Realer Operationsverstärker

## Aufbau



## Quasistatisches Kleinsignal-Ersatzschaltbild

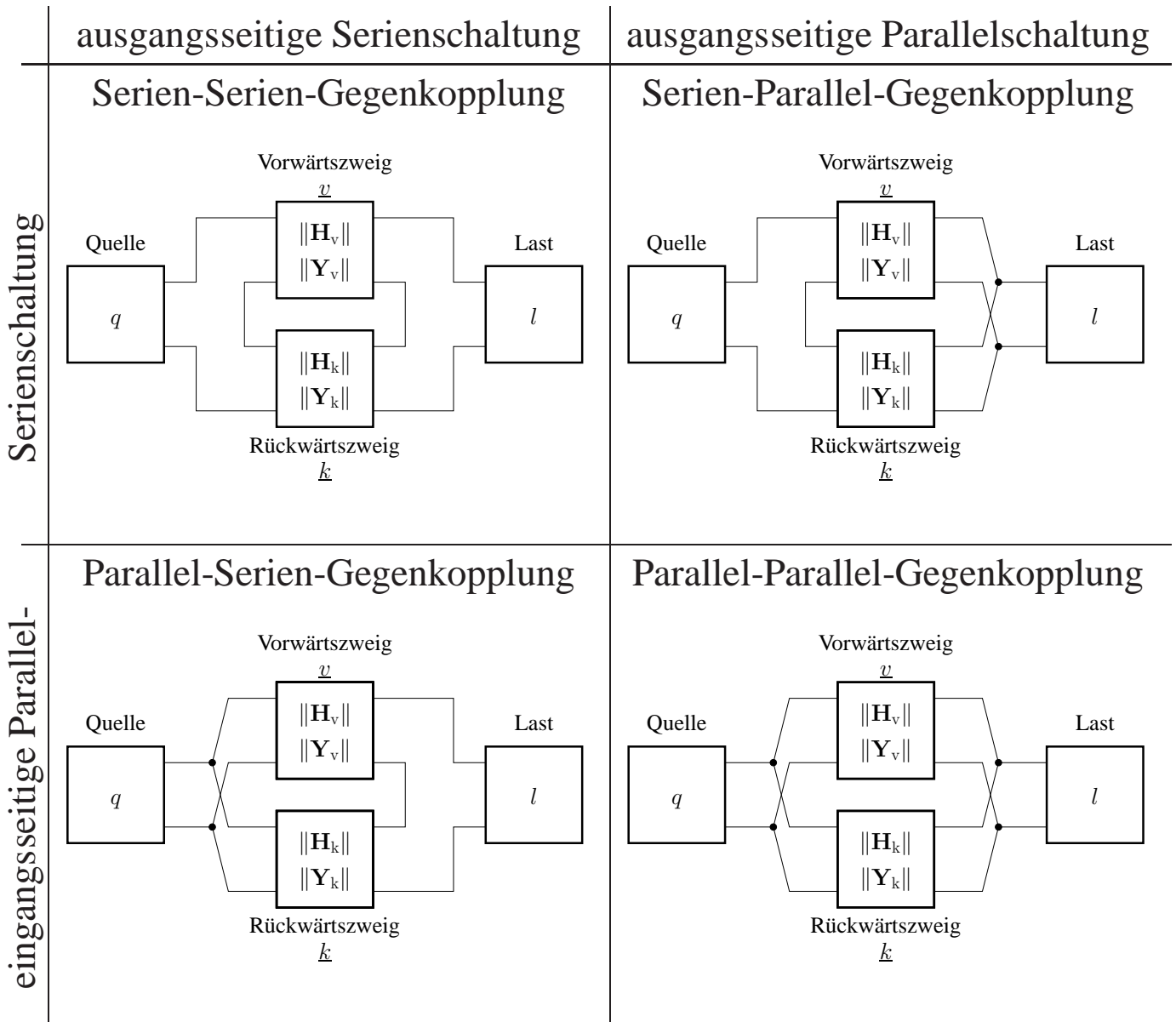


# Realer Operationsverstärker

## Kennwerte

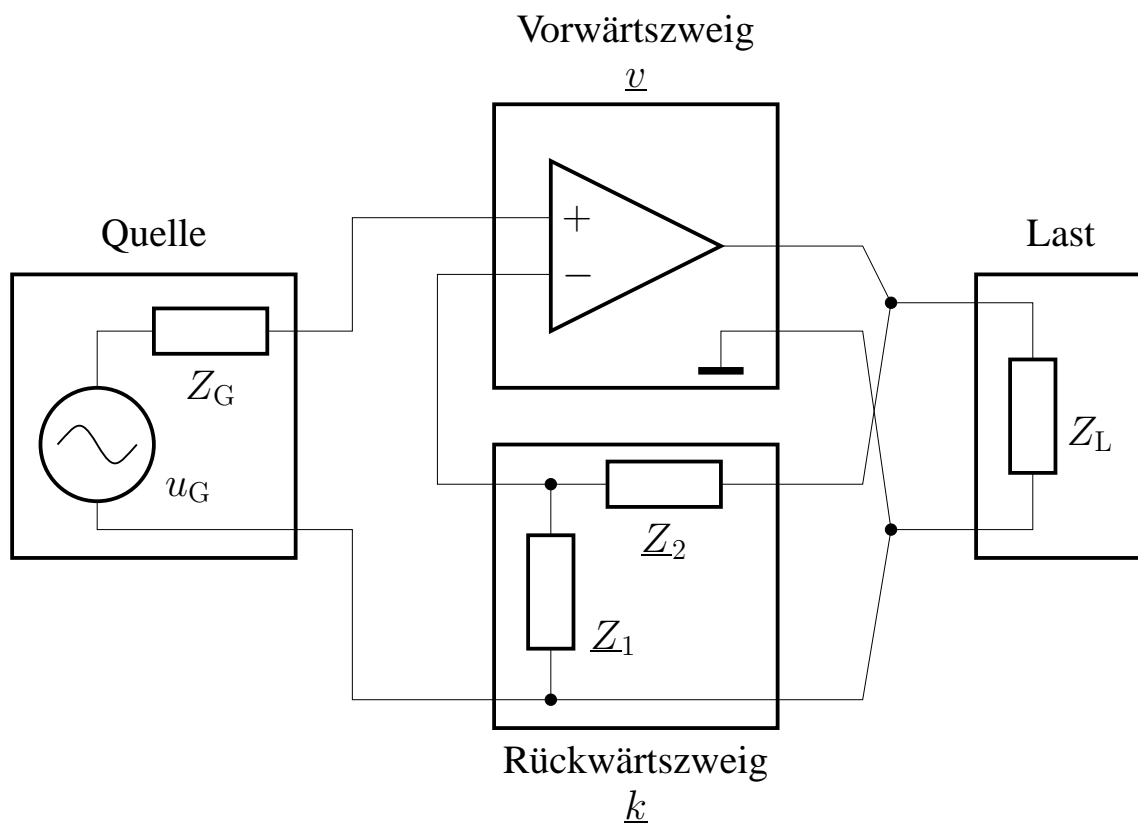
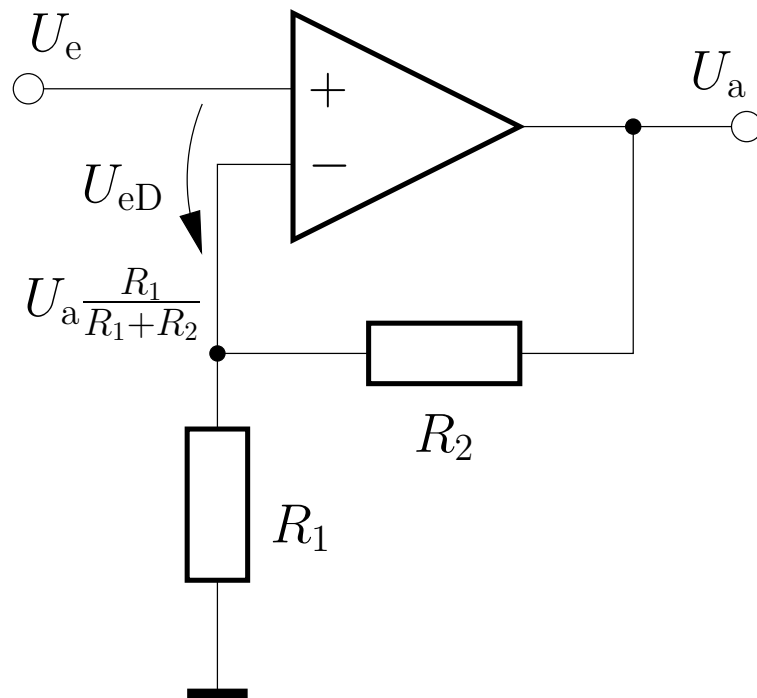
Kennwert		ideal	real
Differenz-Spannungsverstärkung	$v_{uD}$	$\infty$	80 ... 120 dB
Gleichtakt-Spannungsverstärkung	$v_{uG}$	0	$\leq -6$ dB
Gleichtaktunterdrückung	$CMRR = \frac{v_{uD}}{v_{uG}}$	$\infty$	$\geq 60$ dB
Differenz-Eingangswiderstand	$r_D$	$\infty$	$\geq 1$ k $\Omega$
Gleichtakt-Eingangswiderstand	$r_G$	$\infty$	$\geq 100$ k $\Omega$
Ausgangswiderstand	$r_a$	0	$\leq 200$ $\Omega$
Offsetspannung	$U_{offs}$	0	$\leq 1$ mV
Eingangs-Biasströme	$I_B$	0	$\leq 100$ nA
Transitfrequenz	$f_T$	$\infty$	$\geq 10$ MHz
Phasenrand	$\varphi_R$	60°	45 ... 90°
<i>slew rate</i>	$SR$	$\infty$	$\geq 10$ V/ $\mu$ s

# Wiederholung: Gegenkopplungs-Arten



# Nichtinvertierender Verstärker

## Serien-Parallel-Gegenkopplung



# Realer Operationsverstärker

## Nichtinvertierender Verstärker

Bei endlichem  $v_{uD}$  gilt:

$$U_{eD} = \frac{U_a}{v_{uD}}$$
$$U_e = U_a \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{eD}$$
$$v' = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{V_{uD}}}$$

Zusätzlicher Fehler der Ausgangsspannung durch Gleichtaktverstärkung, da die Eingangsspannung als Gleichtaktbelastung für die Eingangsdifferenzstufe wirkt:

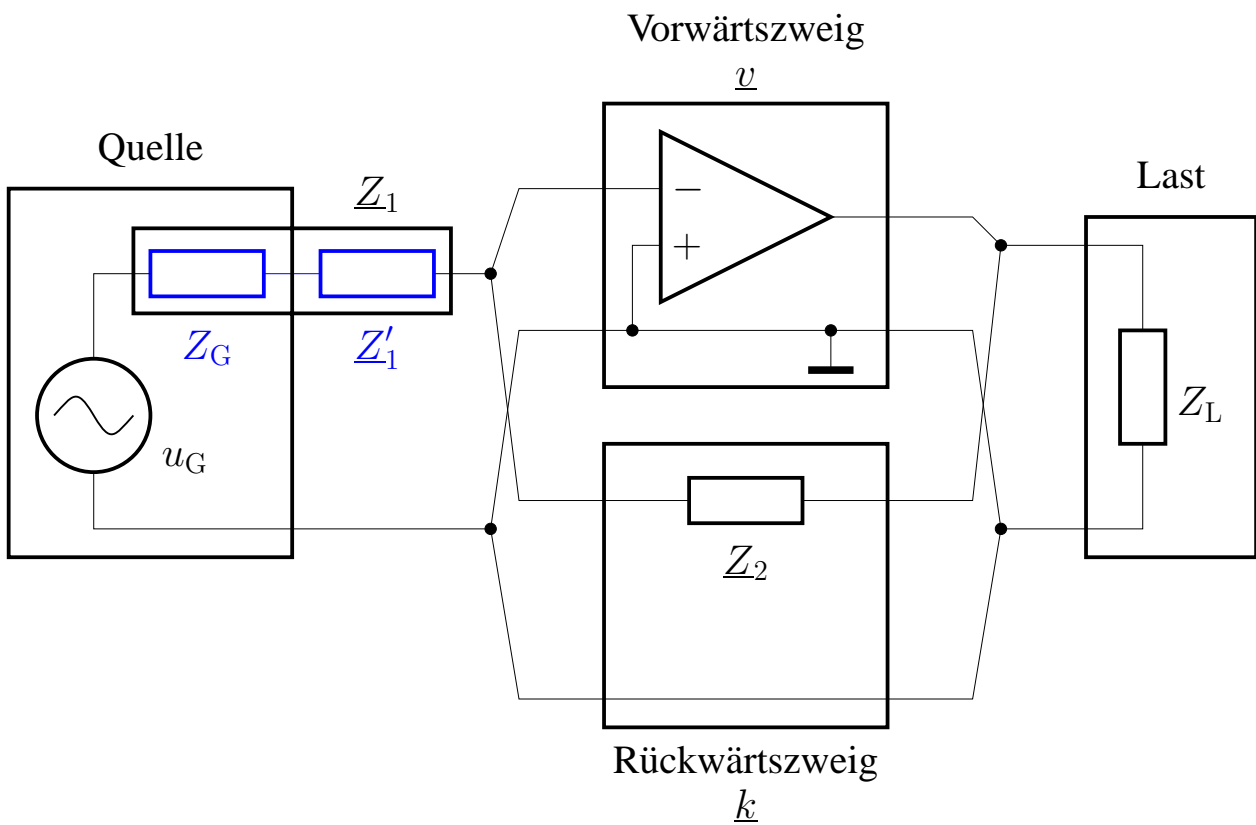
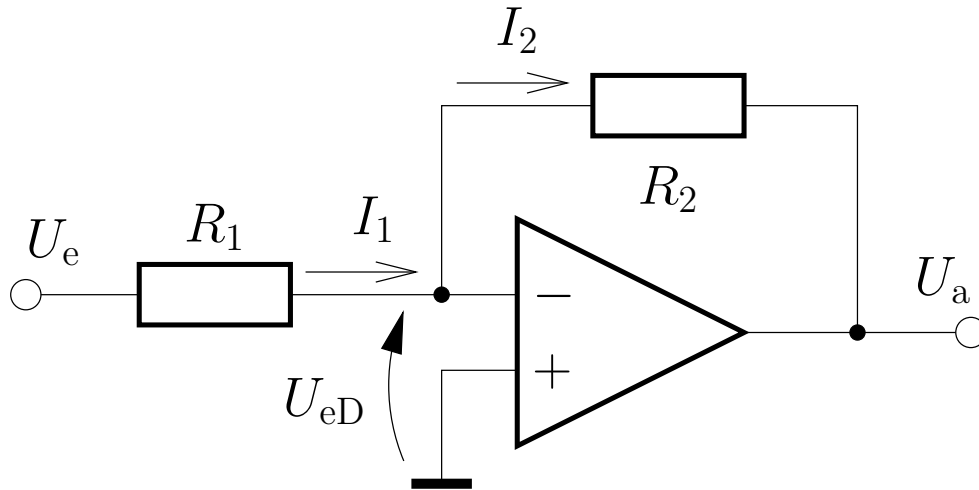
$$U_{aG} \approx U_e v_{uG}$$

und wird als Störgröße in der geschlossenen Schleife wirksam.

→ effektive Gesamtverstärkung:

$$v'' = v' \left( 1 + \frac{1}{CMRR} \right)$$

# Invertierender Verstärker Parallel-Parallel-Gegenkopplung





# Realer Operationsverstärker

## Invertierender Verstärker

Bei endlichem  $v_{uD}$  gilt:

$$U_{eD} = \frac{U_a}{v_{uD}}$$

$$I_1 = \frac{U_e + U_{eD}}{R_1}$$

$$U_2 = I_1 R_2 = \frac{R_2}{R_1} (U_e + U_{eD})$$

$$U_a = -U_2 - U_{eD}$$

$$v' = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1 \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_1 v_{uD}}\right)}$$

Am invertierenden Verstärker tritt eine nur **sehr geringe signalbedingte Gleichtaktbelastung** auf!

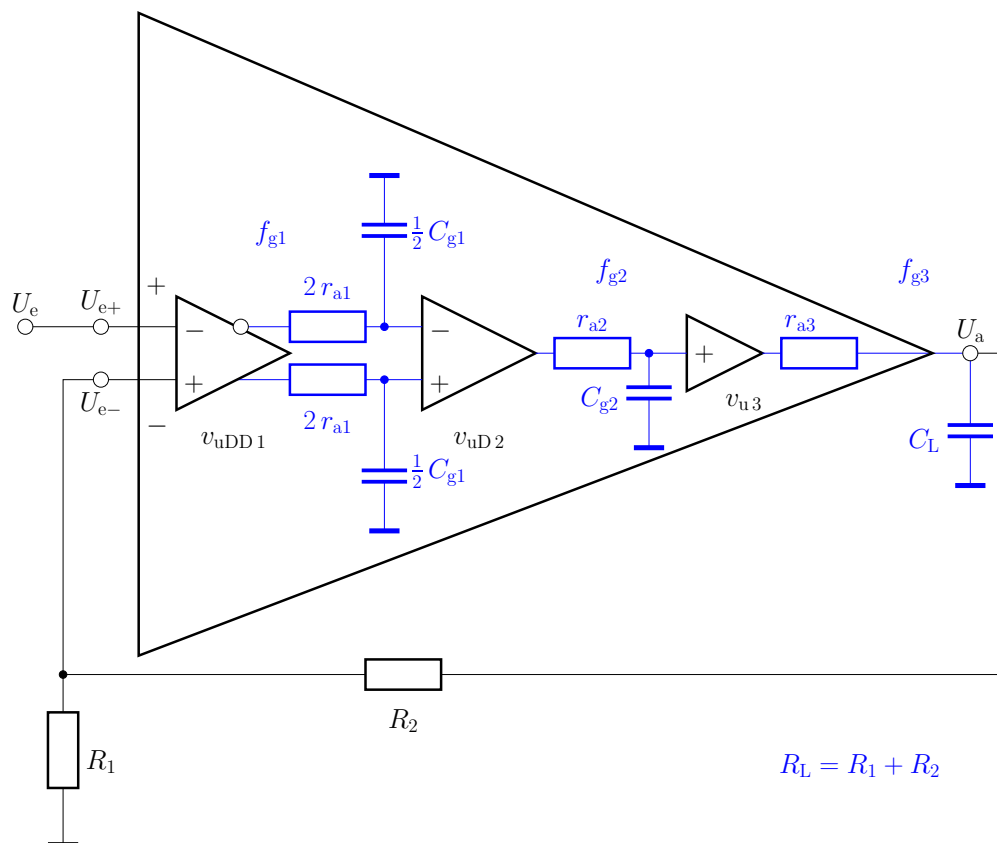
# Stabilität

## Frequenzgang des realen Operationsverstärkers

Der Operationsverstärker ist eine mehrstufige Verstärkeranordnung:

- Die Stufen können jeweils durch einen Tiefpass 1. Ordnung modelliert werden.
- Jede der  $n$  Stufen des Differenzverstärkers kann näherungsweise durch ein Tiefpasssystem 1. Ordnung modelliert werden:

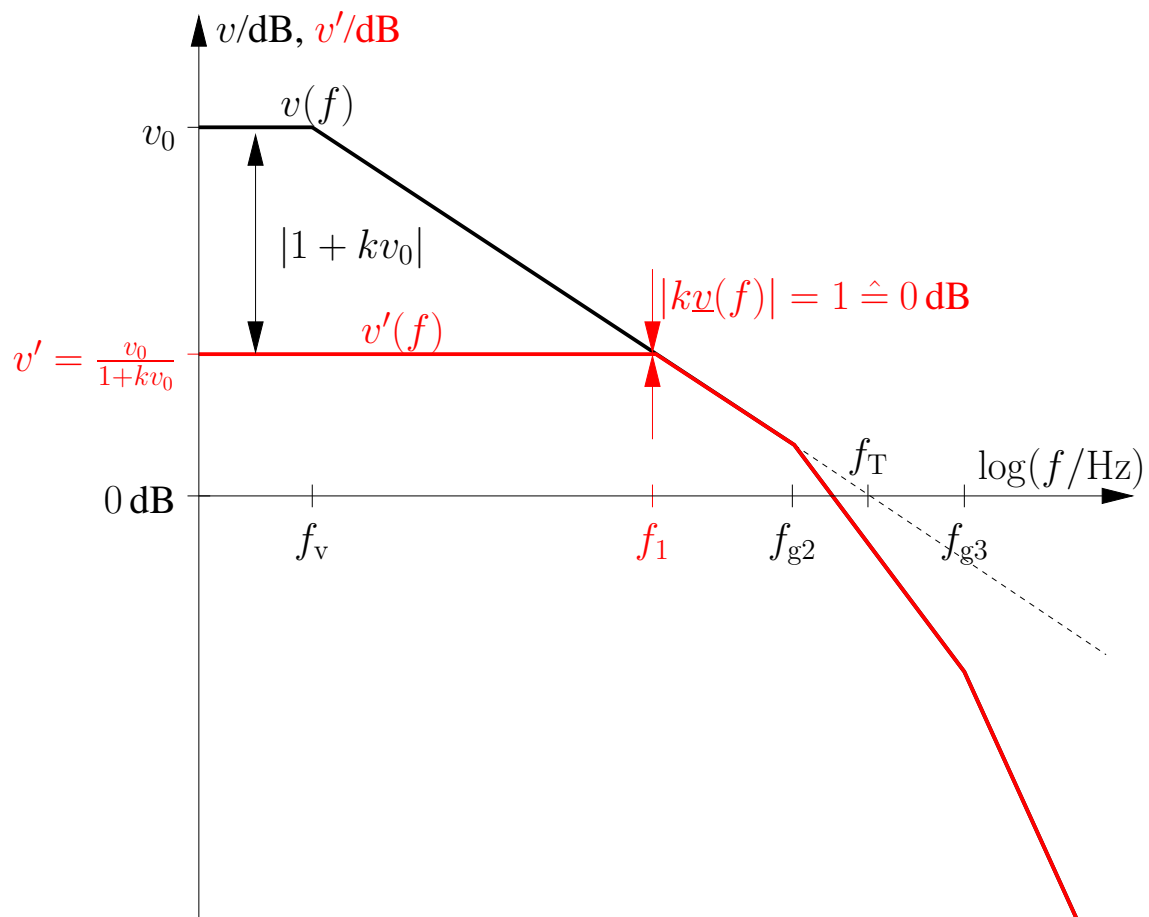
$$\underline{v} = \prod_{i=1}^n \underline{v}_i \quad \text{mit} \quad \underline{v}_i(j\omega) = \frac{v_{i0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{gi}}} = \frac{v_{i0}}{1 + j\frac{f}{f_{gi}}}$$



# Stabilität

## Frequenzgang des realen Operationsverstärkers

- Jede Stufe hat eine frequenzabhängige Phasendrehung von  $0 \dots -90^\circ$ .
- Wenn die Phasendrehung bei derjenigen Frequenz, bei der die Gesamtverstärkung 0 dB erreicht hat  $|\varphi| > 180^\circ$  beträgt wird die Gegen- zur Mitkopplung



# Stabilität Wdhlg.: Stabilitätskriterium

## Phasenrand

Der Abstand der Phasenverschiebung zu  $180^\circ$  bei der Frequenz  $f_1$  (bei der  $|kv_u| = 1$  erreicht ist) heißt *Phasenrand* oder *Phasenreserve*.

$$\varphi_R = 180^\circ + \varphi(f_1)$$

Er gibt an, um welchen Winkel die Phasenverschiebung noch zunehmen darf, bevor die Schwingungsbedingung erfüllt ist. Der eingestellte Phasenrand bestimmt das Einschwingverhalten bei impulsförmiger Aussteuerung:

$\varphi_R = 90^\circ$  aperiodischer Grenzfall: überschwingungsfreies Schaltverhalten bei reduzierter Bandbreite,

$\varphi_R = 60^\circ$  leichtes Überschwingen bei flachem Frequenzgang,

$\varphi_R = 45^\circ$  Überschwingen bei überhöhtem Frequenzgang,

$\varphi_R \leq 30^\circ$  sollte nicht verwendet werden.