

---

Univ.Prof. Dr.sc.techn. Georg Schitter  
schitter@acin.tuwien.ac.at

# **Lösung Rechenübung 3**

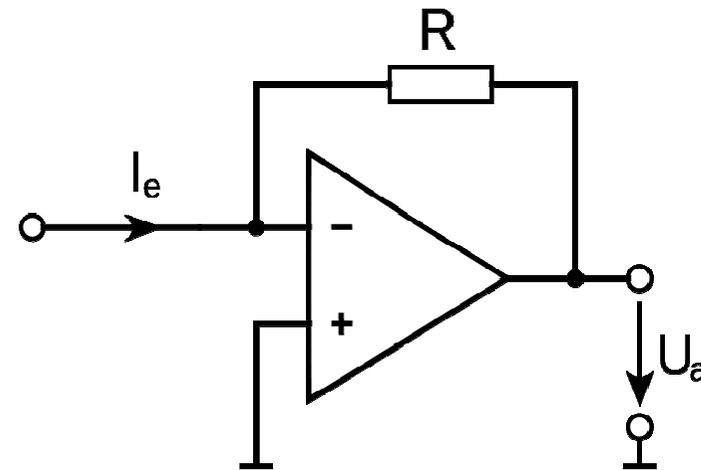
## ***Kompensationsbasierte***

## ***Messverfahren, Messverstärker***

Messtechnik, VU 376.045 (3 SWS, 4 ECTS)  
Sommersemester 2014

# Bsp. 1 – Transimpedanzverstärker

- Dimensionieren sie einen Transimpedanzverstärker um einen Strom im Bereich  $[0...100\text{pA}]$  in ein Spannungssignal im Bereich  $[0...0.5\text{mV}]$  zu wandeln. Wie könnten sie einem möglichen Nullpunktfehler entgegenwirken?
- Entwerfen sie einen darauffolgenden, invertierenden Verstärker um das Ausgangssignal auf  $[0...3\text{V}]$  zu verstärken und eine mögliche Offsetspannung zu kompensieren.
- Mit welchen Spannungen müssen sie das Messsystem versorgen?
- Zeichnen sie das Versorgungsnetz mit Entkoppelkondensatoren in den Schaltplan ein.



# Bsp. 1 – Transimpedanzverstärker

1. Verstärkung: [0...100pA] → [0...0.5mV]

$$U_a = -I_e R \rightarrow R = \frac{U_a}{I_e} = 5M\Omega$$

2. Nullpunktfehler:

1. Input Bias Current:

I:  $I_e = 0, I_p = 0, R_p = 0$ :

$$\rightarrow U_a = -R i_n$$

II:  $I_e = 0, I_n = 0, R_p \neq 0$ :

$$\rightarrow U_p = R_p i_p$$

$$\rightarrow U_a = \frac{U_p}{R_q} (R + R_q)$$

III:  $I_e = 0, I_n = I_p$ :

$$\rightarrow U_a = \frac{R_p i_p}{R_q} (R + R_q) - R i_n := 0$$

$$\rightarrow R_p = \frac{R R_q}{R + R_q}$$

2. Offsetspannung:  $U_a = U_{OS}$

# Bsp. 1 – Transimpedanzverstärker

## 3. Second Stage:

$$U_a = U_{ref} - \frac{U_e - U_{ref}}{R_1} R_2$$

$$\text{I: } U_e = -0.5\text{mV}, U_{ref} = 0$$

$$\rightarrow U_a := 3\text{V}$$

$$\rightarrow U_a = -U_e \frac{R_2}{R_1} \rightarrow \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_2}{R_1} = 6000 \text{ (sehr hoch für eine Stufe)}$$

$$\text{z.B. } R_1 = 100, R_2 = 600\text{k}$$

$$\text{II: } U_e = U_{OS}, U_{ref} \neq 0$$

$$\rightarrow U_a = 7U_{ref} - 6\text{k}U_{OS} := 0$$

$$\rightarrow U_{ref} = \frac{6\text{k}}{7} U_{OS}$$

## 4. Z.B. $\pm 5\text{V}$ , OPA129: $V_{\text{omax}} = V_s - 2\text{V}$

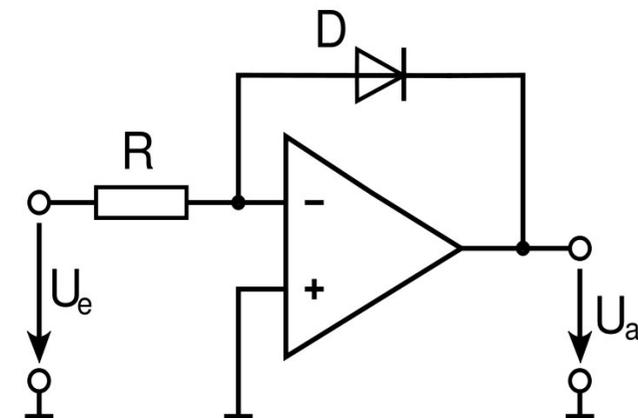
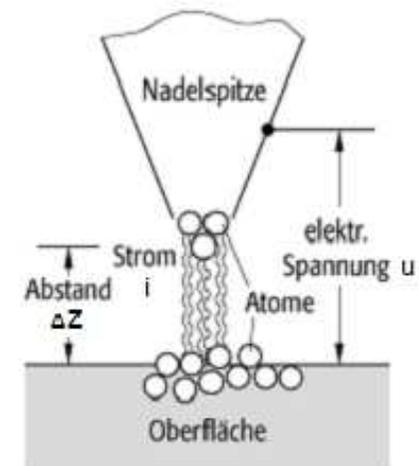
# Bsp. 2 – Linearisierung eines Tunnelstrom-Accelerometers

- Der Tunnelstrom hängt exponentiell von der Distanz zur Oberfläche ab:

$$i = k_i e^{k_z \Delta z}$$

Um eine lineare Abhängigkeit zwischen Oberfläche und Ausgangssignal zu erhalten soll ein Messverstärker mit logarithmischer Transferfunktion entworfen werden.

- Dimensionieren sie einen entsprechenden Logarithmierverstärker um das Übertragungsverhalten zu linearisieren.
- Integrieren sie diesen Logarithmierverstärker in den Messverstärker der ersten Übungsaufgabe.
- Wählen sie aus den folgenden Typen den jeweils geeignetsten OPV für jeden der drei Verstärker aus:  
OP27, OPA129, OPA277, AD8675.



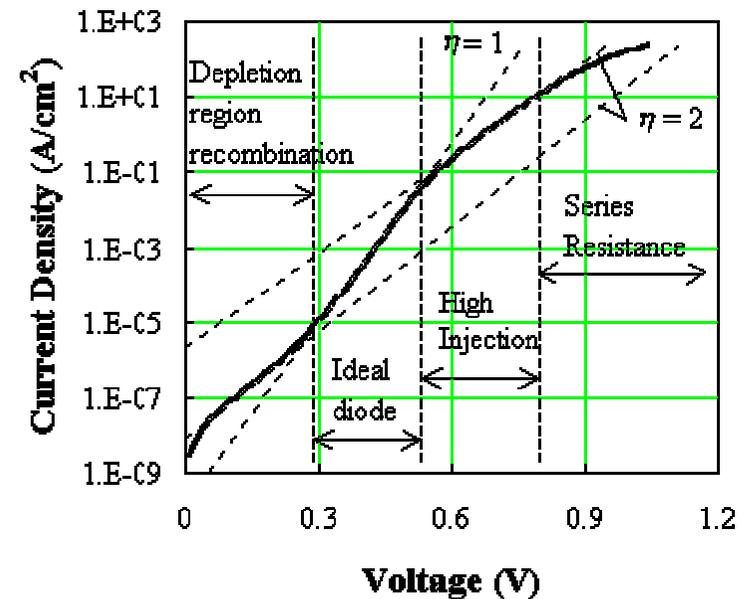
Basierend auf Schrüfer, E., et al., 2012, Elektrische Messtechnik, München: Hanser

## Bsp. 2 – Linearisierung eines Tunnelstrom-Accelerometers

1.  $U_a = -U_D(I_D)$   
 $\rightarrow I_D = I_S e^{\frac{U_D}{V_T}}$   
 $\rightarrow U_a = -V_T \ln\left(\frac{I_e}{I_S}\right)$   
 $\rightarrow U_a = -V_T [\ln(k_i) + k_i \Delta z - \ln(I_S)]$  ...linear in Bezug auf  $\Delta z$

### 2. Integration:

Nur in kleinem Bereich ideal  
 $\rightarrow$  AP Einstellung nötig z.B. mit Offset-Spg. oder Offset-Strom.  
R am Eingang zur Anpassung an idealen Bereich. Des Weiteren Verstärkung und Kompensation des Offsets nötig.



## Bsp. 2 – Linearisierung eines Tunnelstrom-Accelerometers

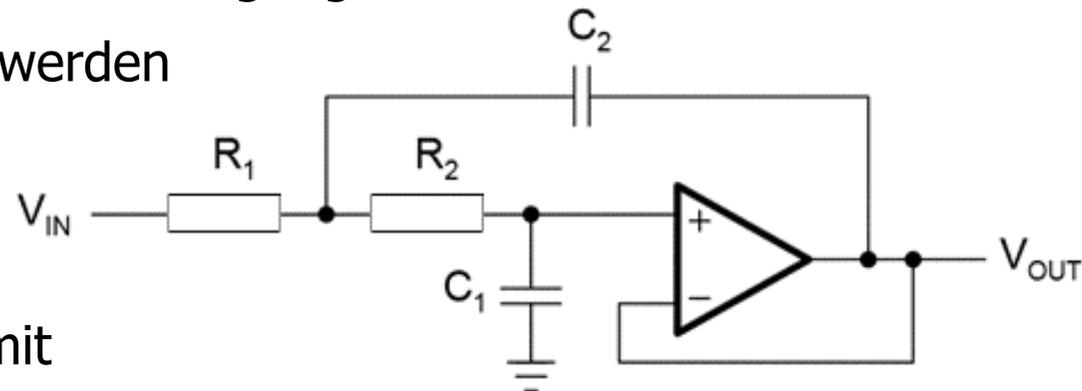
### 3. OPV Wahl:

- Transimpedanzverstärker: OPA129 (als einzig mögliche Wahl)  
ultra low bias current: fA  
GBWP = 1MHz  
TIA Bandbreite  $\omega \approx \sqrt{\frac{GBWP}{2\pi RC_{in}}}$   
mit  $R=5M\Omega$  und  $C_{in} \geq 1pF \rightarrow 180kHz$
- Second Stage: OP27  
Gute Eigenschaften, geringes Noise, hohes GBWP
- Logarithmierer: OPA277  
Beste Eigenschaften bei geringem GBWP,  
GBWP in diesem Fall nicht wichtig

# Bsp. 3 – Sallen-Key Tiefpass Filter

- Legen sie einen Sallen-Key Tiefpass Filter mit einer Butterworth-Charakteristik und einer Grenzfrequenz von 100kHz aus ( $b_2=1$ ,  $b_1=1.4142$ ,  $b_0=1$ , bei normalisierter Frequenz). Sie haben Kondensatoren der E6 Serie mit 1, 2.2, 3.3, 4.7 und 6.8nF und Widerstände der E24 Serie zur Verfügung.

- In welchem Wertebereich werden sie die Widerstands- und Kondensatorwerte bevorzugt wählen?



- Wie stark wird ein Signal mit 10MHz unterdrückt?
- Berücksichtigen sie einen Ausgangswiderstand von  $R_a = 50\Omega$  des OPV in ihrer Rechnung. Wie stark wird ein Signal mit 10MHz tatsächlich unterdrückt?
- Sie haben einen OPVs der Type OPA277 und OPA177 zu Verfügung. Sind diese ICs für die Realisierung dieser Schaltung geeignet?

# Bsp. 3 – Sallen-Key Tiefpass Filter

$$1. \quad G(s) = \frac{1}{b_0 + sb_1 + s^2 b_2} \hat{=} \frac{1}{1 + sC_1(R_1 + R_2) + s^2 R_1 R_2 C_1 C_2}$$
$$\rightarrow b_2 = \omega_0^2 R_1 R_2 C_1 C_2 := 1$$
$$\rightarrow b_1 = \omega_0 C_1 (R_1 + R_2) := 1.4142$$

2 Gleichungen, 4 Unbekannte  
Jedoch Wertebereich bekannt!

$$R_1 + R_2 = \frac{\sqrt{2}}{C_1 \omega_0} \Rightarrow [330 \dots 2250] \Omega \quad \& \quad C_1 \uparrow \rightarrow \Delta R \downarrow$$

$$C_2 = \frac{1}{R_2 C_1 \omega_0^2 \left( \frac{\sqrt{2}}{C_1 \omega_0} - R_2 \right)} \quad C_1 \uparrow \rightarrow C_2 \downarrow$$

z.B.:  $C_1 = 1n, C_2 = 2.2n, R_1 = 820, R_2 = 1500$   
aber auch andere Lösungen möglich

Durch die Wahl der Komponenten ändert sich auch  $\omega_0$  wodurch sich diese Relation verändert. Die Wahl der Komponenten ist jedoch richtig.

# Bsp. 3 – Sallen-Key Tiefpass Filter

2. Wertebereich:

$$R: [10...1M]$$

$$C: [1n...10u]$$

3. 2.Ordnung, -40dB/Dek. → -80dB

4. Schleifen und Knotengleichungen:

$$\text{I: } U_e = I_1 R_1 + I_2 R_2 + \frac{I_2}{sC_1}$$

$$\text{II: } U_e = I_1 R_1 + \frac{I_3}{sC_2} + U_a$$

$$\text{III: } U_d = \frac{I_2}{sC_1} - U_a$$

$$\text{IV: } I_1 = I_2 + I_3$$

$$\text{V: } k' U_d = -I_3 R_a + U_a$$

$$\text{VI: } k'(s) = \frac{k_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$$

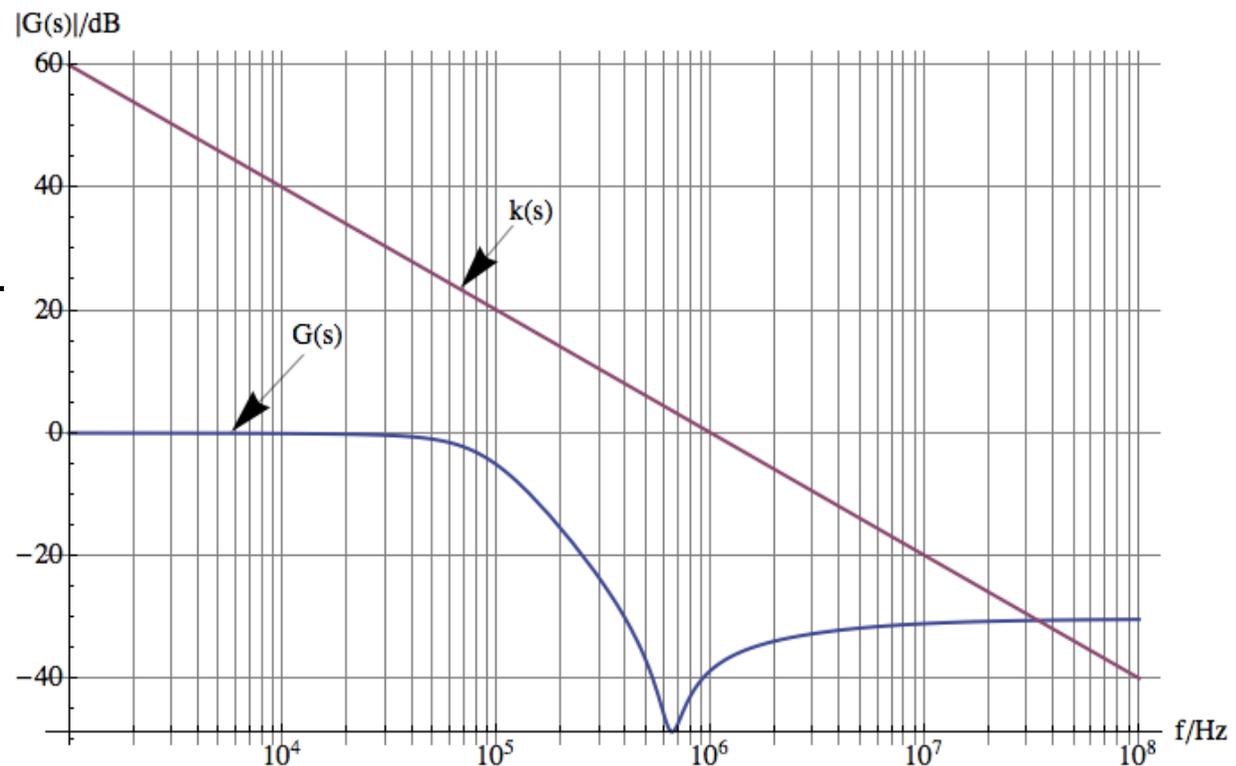
# Bsp. 3 – Sallen-Key Tiefpass Filter

4. Nach Auflösung dieses Gleichungssystems:

$$G(s) = \frac{k' + sC_2R_a + s^2C_1C_2R_2R_a}{1 + k' + s[C_1(1 + k')(R_1 + R_2) + C_2(R_1 + R_a)] + s^2\{C_1C_2[R_2(R_1 + R_a) + R_1(k'R_2 + R_a)]\}}$$

mit  $k' \rightarrow k'(s) = \frac{k_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$

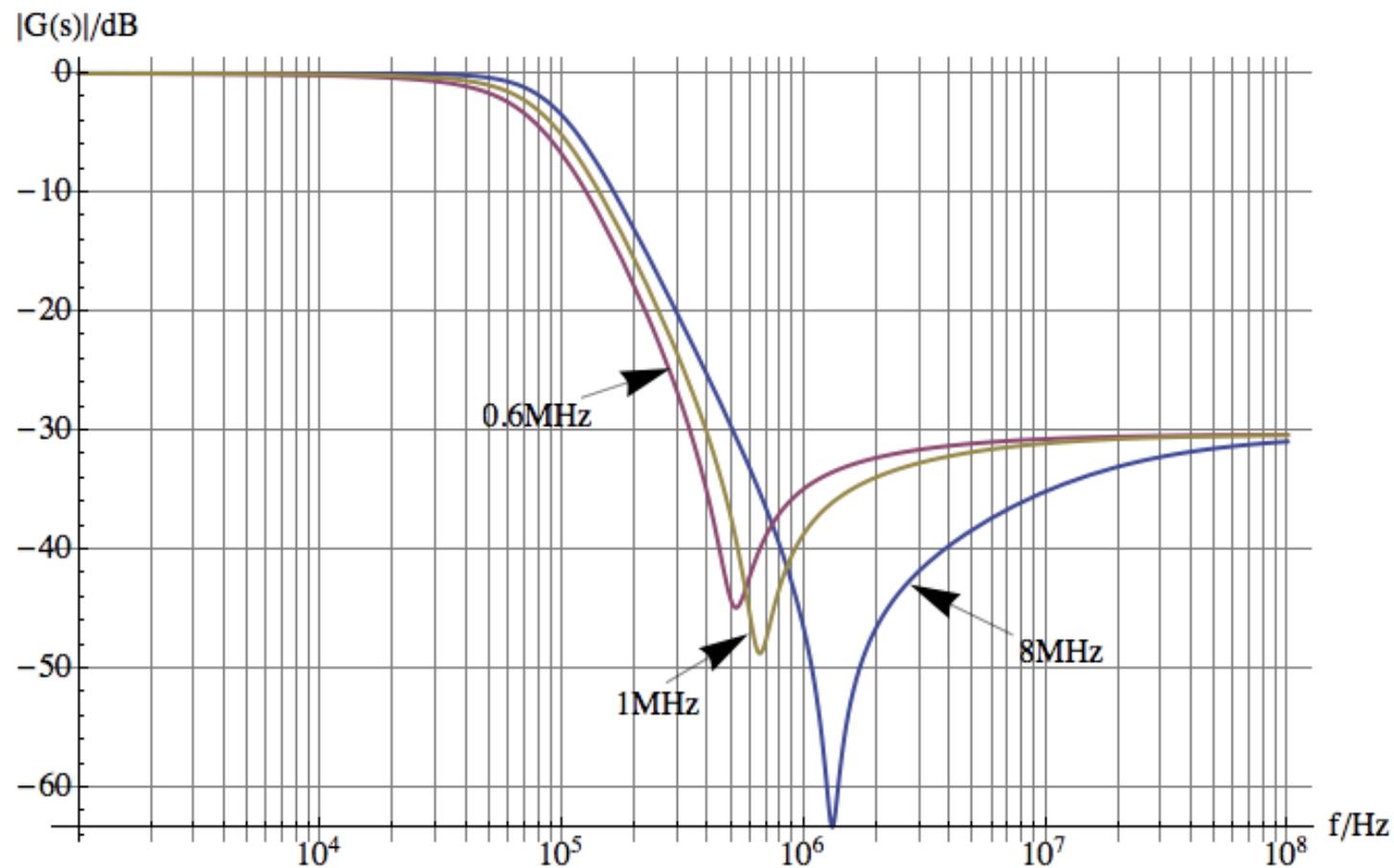
5.  $|G(10\text{MHz})| = -31\text{dB}$   
Signal wird doch nicht so stark unterdrückt wie zuvor berechnet.



Basierend auf Schrüfer, E., et al., 2012, Elektrische Messtechnik, München: Hanser

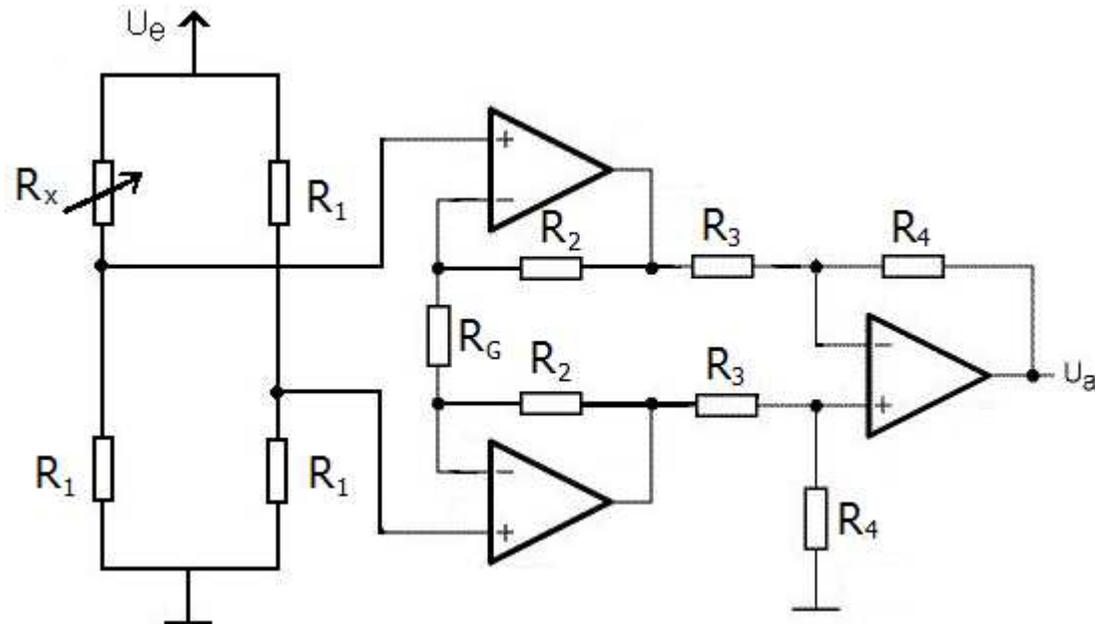
# Bsp. 3 – Sallen-Key Tiefpass Filter

- OPV muss auch bei hohen Frequenzen noch genügend Verstärkung besitzen um die richtige Funktion der Schaltung sicher zu stellen. OPA277 besitzt höheres GBWP als OPA177 daher besser geeignet.



# Bsp. 4 – Instrumentenverstärker (1)

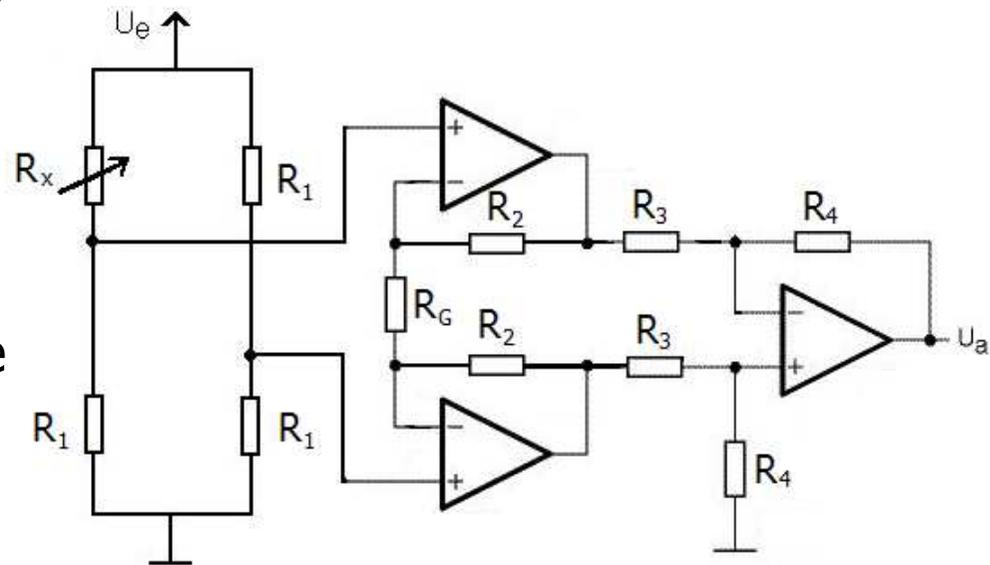
- Ein Instrumentenverstärker wird benützt um die Ausgangsspannung einer Messbrücke zu erfassen:  $U_e = 10V$ ,  $R_x = 10k\Omega \pm 20\Omega$   
Ihnen stehen OPVs der Type OP27 und AD8675 zur Verfügung.
- Dimensionieren sie die Schaltung so, dass die Widerstandsänderung in ein Signal mit  $\pm 1V$  transformiert wird. Dabei sollen Änderungen mit bis zu 500kHz detektiert werden.
- Wie wirken sich  $U_{os}$  und  $I_b$  auf die Ausgangsspannung aus?  
(Berücksichtigen sie nur die nichtidealen Eigenschaften der 1. Stufe)
- Welchen OPV wählen sie für diese Schaltung?



Basierend auf Schrüfer, E., et al., 2012, Elektrische Messtechnik, München: Hanser

# Bsp. 4 – Instrumentenverstärker (2)

- Wie wirkt sich eine Netzbrummen mit 50Hz und  $1V_{pp}$  welches  $U_e$  überlagert ist auf die Ausgangsspannung aus? (Berücksichtigen sie nur die nichtidealen Eigenschaften der 2. Stufe)
- Die Schaltung soll am Eingang AC-gekoppelt werden (d.h. nur Frequenzen ab einer gewissen Grenzfrequenz sollen verstärkt werden). Dimensionieren sie einen Filter 1. Ordnung mit  $f_c = 10\text{Hz}$  für diese Aufgabe (pro Eingang ein Filter).
- Wie ist die Schaltung zu ändern um eine unipolare Versorgung ( $V_+ = 10\text{V}$ ,  $V_- = 0\text{V}$ ) zu ermöglichen.
- Zeichnen sie das entsprechende Versorgungsnetz mit Entkoppelkondensatoren in den Schaltplan ein.



Basierend auf Schrüfer, E., et al., 2012, Elektrische Messtechnik, München: Hanser

# Bsp. 4 – Instrumentenverstärker

## 1. Brücke:

$$U_x = U_e R \left( \frac{1}{R + R_x} - \frac{1}{2R} \right) = [-5mV \dots + 5mV]$$

Erste Stufe:

$$U_3 = U_x \frac{(R_g + 2R_2)}{R_g} = U_x \left( 1 + \frac{2R_2}{R_g} \right)$$

Zweite Stufe:

$$U_a = -U_3 \frac{R_4}{R_3}$$

$$U_a = -U_x \left( 1 + \frac{2R_2}{R_g} \right) \frac{R_4}{R_3}$$

GBWP: 8MHz (OP27) bzw. 10MHz (AD8675 )

Gain: 200

Erste Stufe, höchstmögliche Verstärkung  $\rightarrow G_1 = 16/20$

Zweite Stufe, Rest  $\rightarrow G_2 = 12.5/10$

z.B.:  $R_g = 160\Omega$ ,  $R_2 = 1.2k\Omega$ ,  $R_3 = 1.2k\Omega$ ,  $R_4 = 15k\Omega$  (Gain=16/12.5)

bzw.  $R_g = 160\Omega$ ,  $R_2 = 1.5k\Omega$ ,  $R_3 = 1.5k\Omega$ ,  $R_4 = 15k\Omega$  (Gain=20/10)

# Bsp. 4 – Instrumentenverstärker

## 2. Offsetspannungen:

Wirken sich gleich wie  $U_x$  aus, also  $U_a = 200 U_{OS}$

Input Bias Currents:

n-Input: Kein Strom durch  $R_g$ ,  $U_3 = -R_2 I_{n1} + R_2 I_{n2}$

für  $I_{n1} = I_{n2} \rightarrow U_3 = 0$

p-Input:  $U_x = \frac{R}{2} I_{p1} - \frac{R}{2} I_{p2}$ , für  $I_{p1} = I_{p2} \rightarrow U_3 = 0$

## 3. OP27: geringere Offsetspannung bei höherem Bias Current, GBWP mit 8MHz etwas geringer.

AD8675: höhere Offsetspannung, geringerer Bias Current, mit 10MHz etwas höheres GBWP.

Rauschen quasi ident, OP27 mehr Current Noise

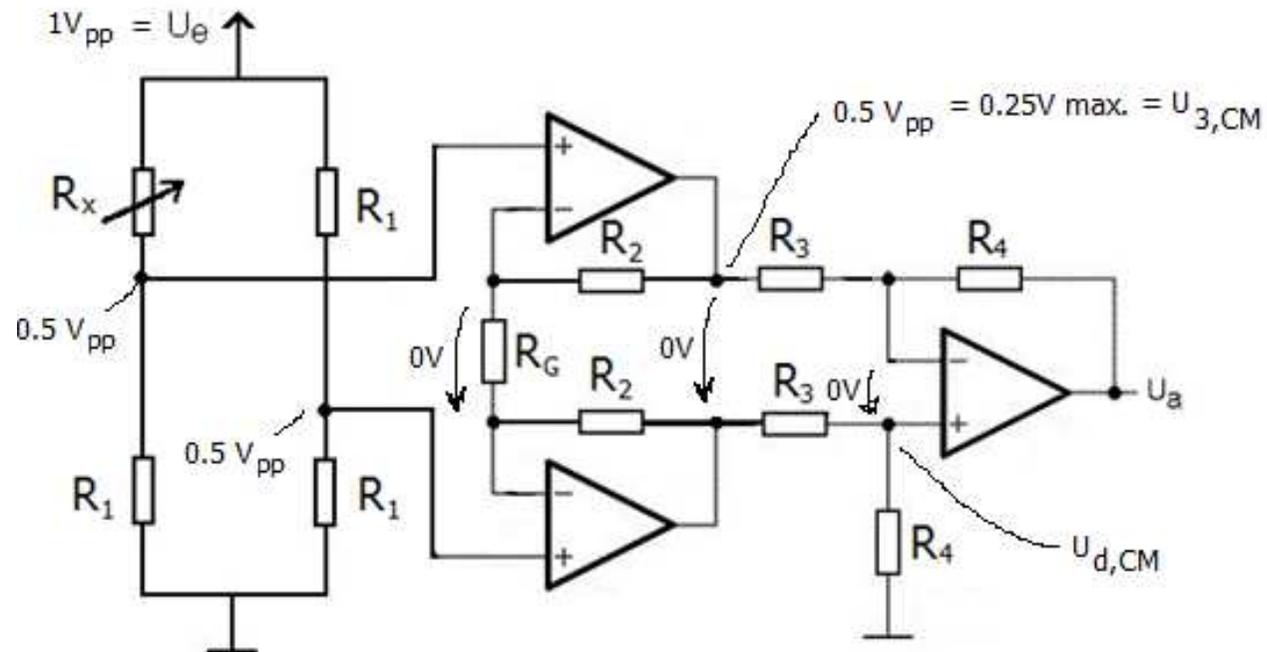
Wahl je nach Design Goal:

→ geringes Rauschen: AD8675

→ geringe DC Offsets: OP27

# Bsp. 4 – Instrumentenverstärker

## 4. Netzbrummen:



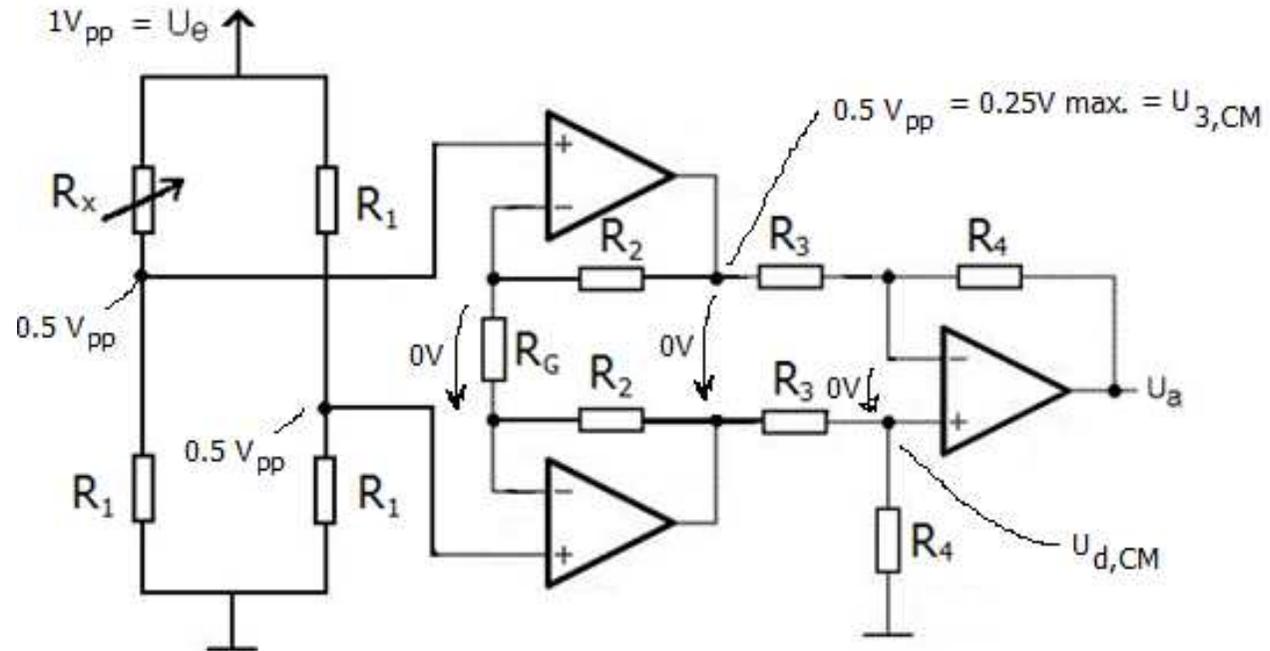
Lösen mittels linearer Schaltungsanalyse:

Brummen am Eingang der 1. Stufe wegen Brücke um 0.5 abgeschwächt  
 Da beiden Eingangspg. gleich sind keine Spannung an  $R_G \rightarrow$  kein Strom durch  $R_2 \rightarrow$  Ausgangsspannung der 1. Stufe gleich der Eingangsspannung

$$U_{3,CM} = 0.25V_p \text{ oder } 0.5V_{pp}$$

# Bsp. 4 – Instrumentenverstärker

## 4. Netzbrummen:



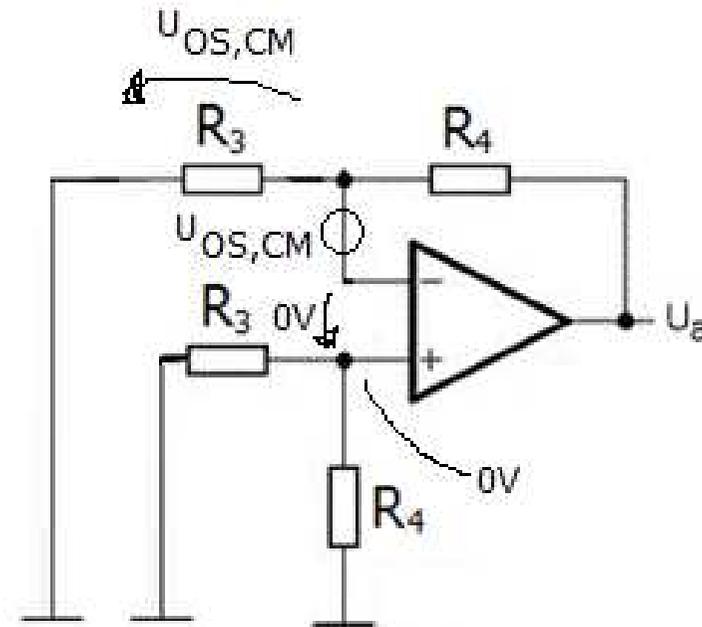
$U_{3,CM}$  wirkt an den Eingängen des OPVs der 2. Stufe abgeschwächt über den Spannungsteiler von  $R_3$  &  $R_4$

$$U_{d,CM} = U_{3,CM} \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 0.231V \text{ für } R_3 = 1.2k\Omega, R_4 = 15k\Omega$$

# Bsp. 4 – Instrumentenverstärker

4. Netzbrummen:  
Die CM Spannung am OPV wirkt wie eine zusätzliche Offset-Spg, abgeschwächt um das CMRR, welches im Datenblatt mit 120dB angegeben ist (OP27)

$$U_{OS,CM} = -CMRR U_{d,CM} = 231nV$$



Der Effekt der Offset-Spg wird wieder über lineare Schaltungsanalyse untersucht, sie wirkt im inv. als auch im nicht-inv. Zweig gleich:  $U_{OS,CM}$  fällt an  $R_3$  ab, gesamter Strom durch  $R_4$ , Spannungsabfall an  $R_3$  und  $R_4$  verursachen  $U_a$ :

$$U_a = U_{OS,CM} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = 3.1\mu V$$

# Bsp. 4 – Instrumentenverstärker

---

5. Hochpass:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

z.B.: R=24kΩ, C=680nF

# Bsp. 4 – Instrumentenverstärker

## 6. Single-Supply:

Einzig  $U_{ref}$  muss angepasst werden

$$U_+ = U_p \frac{R_4}{R_3 + R_4} + U_{ref} \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

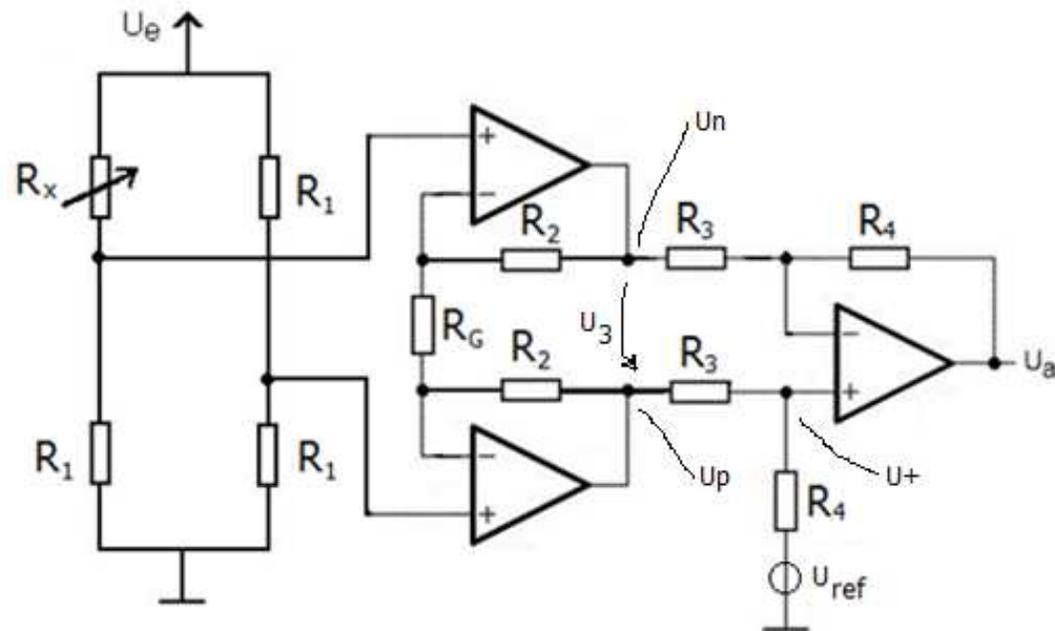
$$U_a = U_+ \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) - U_n \frac{R_4}{R_3}$$

$$U_a = U_p \frac{R_4}{R_3} - U_n \frac{R_4}{R_3} + U_{ref}$$

mit  $U_3 = U_n - U_p$  folgt

$$U_a = U_{ref} - U_3 \frac{R_4}{R_3}$$

$U_{ref}$  geht mit einem Faktor = 1 in die Ausgangsspannung ein also kann sie mit 5V gewählt werden um einen Ausgangsspg. Bereich von [0...10V] zu erreichen



# Datasheets

---

- [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/OP27.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/OP27.pdf)
- <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa277.pdf>
- <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa177.pdf>
- <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/opa129.pdf>
- [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD8675.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8675.pdf)