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

Lösung Rechenübung 3

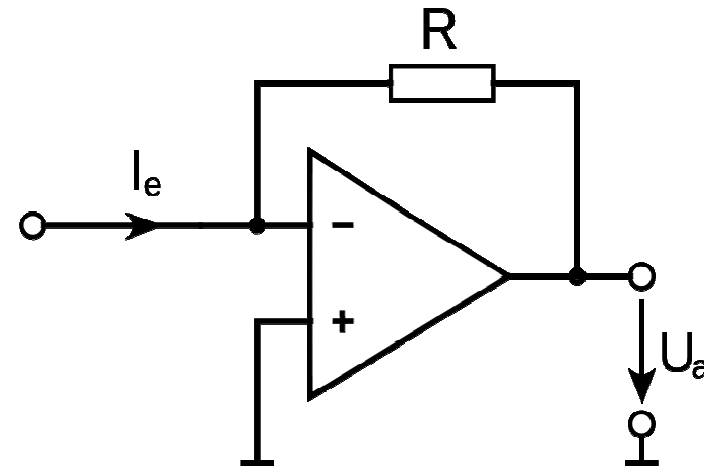
Kompensationsbasierte

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: $[0 \dots 100 \text{pA}] \rightarrow [0 \dots 0.5 \text{mV}]$

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

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:

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

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

→ $U_a := 3V$

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

z.B. $R_1 = 100, R_2 = 600k$

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

→ $U_a = 7U_{ref} - 6kU_{OS} := 0$

→ $U_{ref} = \frac{6k}{7} U_{OS}$

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

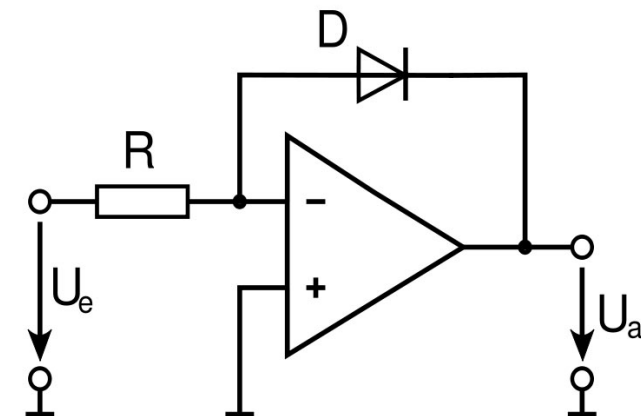
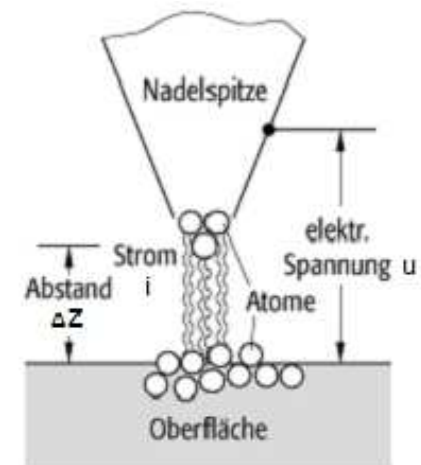
Bsp. 2 – Linearisierung eines Tunnelstrom-Accelerometers

- 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.



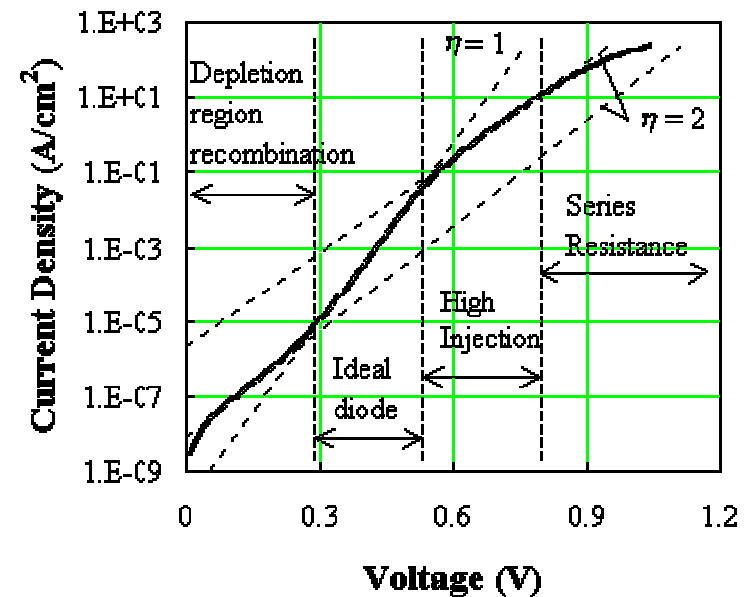
Basierend auf Schrüfer, E., et al., 2012, Elektrische Messtechnik, München: Hanser

Bsp. 2 – Linearisierung eines Tunnelstrom-Accelerometers

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

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

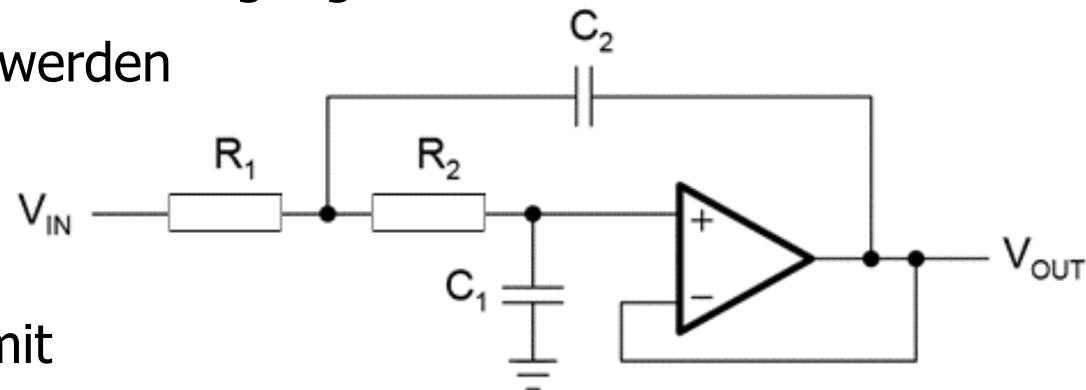
3. OPV Wahl:

- 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 ω_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:

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

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

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

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

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

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

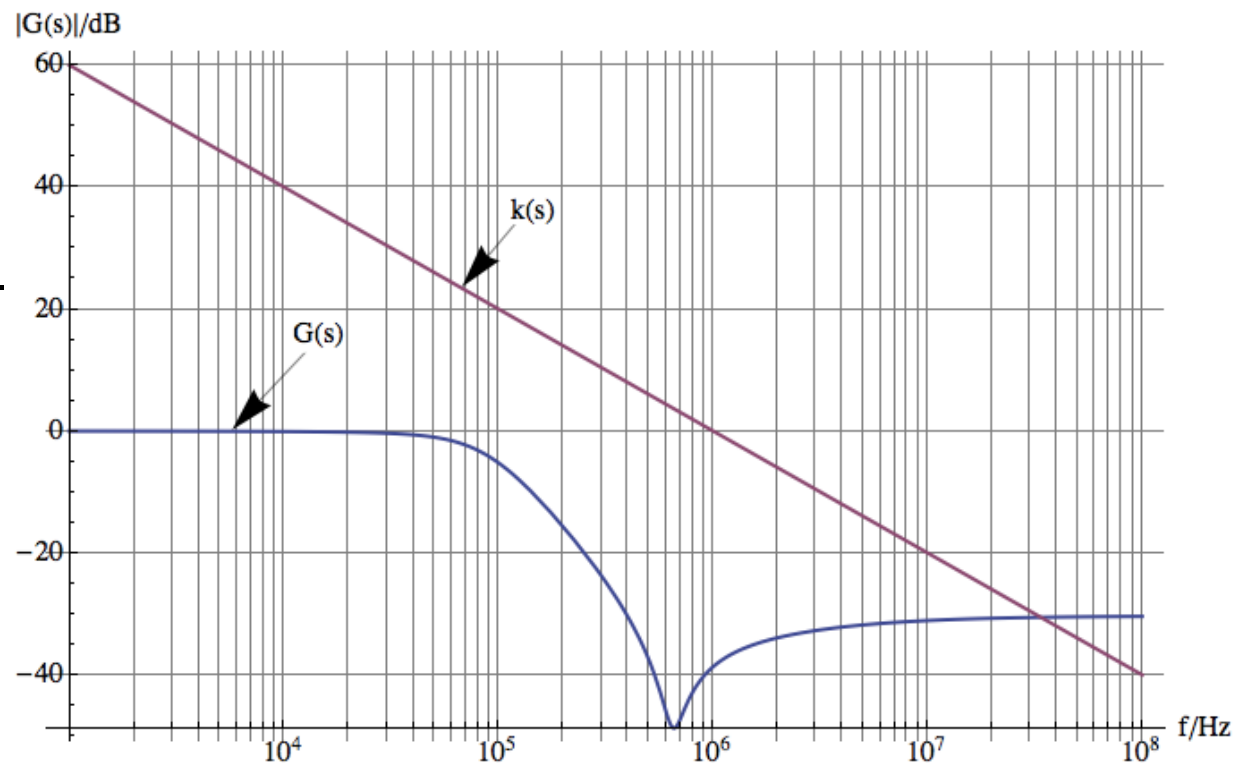
Bsp. 3 – Sallen-Key Tiefpass Filter

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

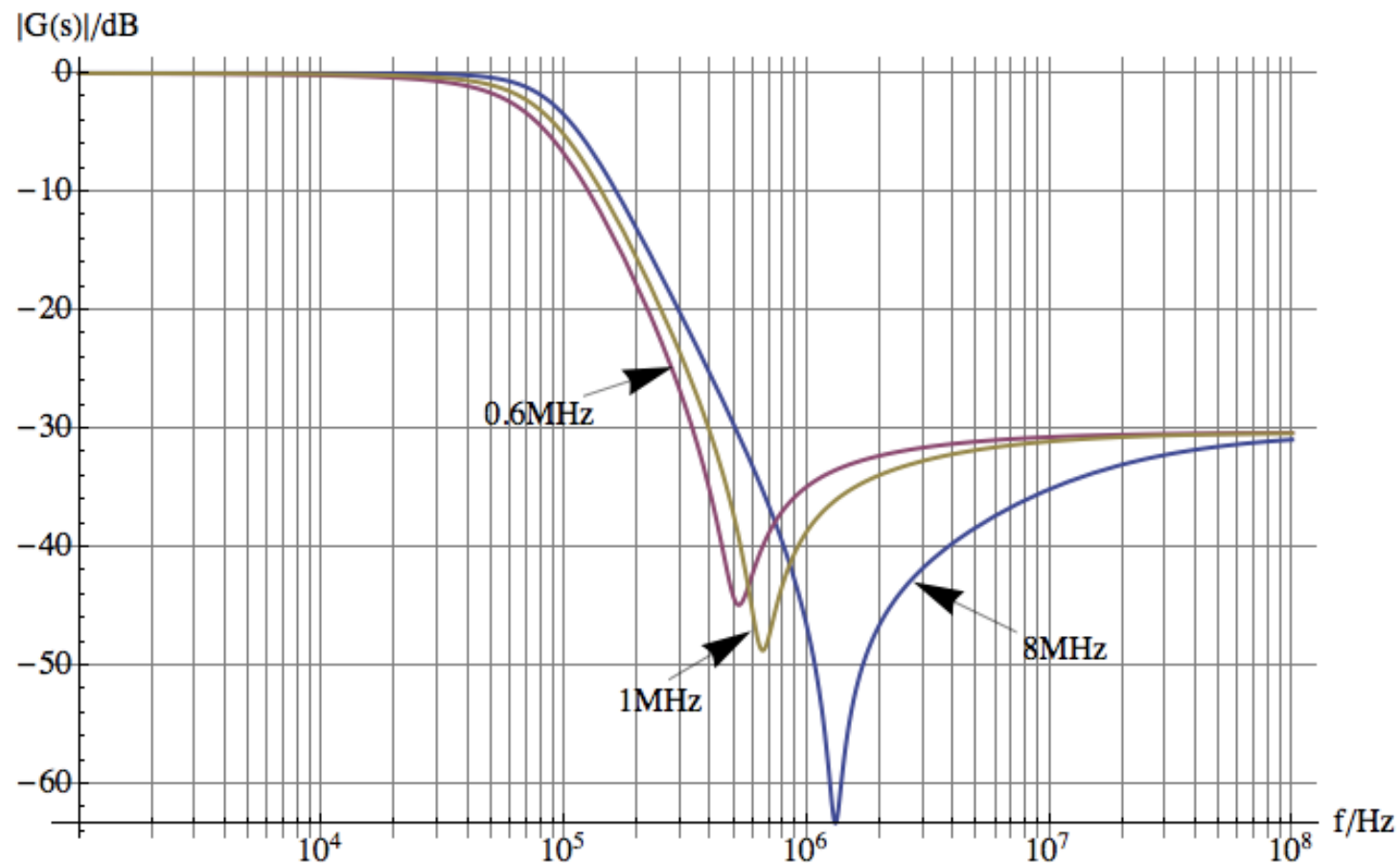
5. $|G(10\text{MHz})| = -31\text{dB}$
Signal wird doch nicht so stark unterdrückt wie zuvor berechnet.



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

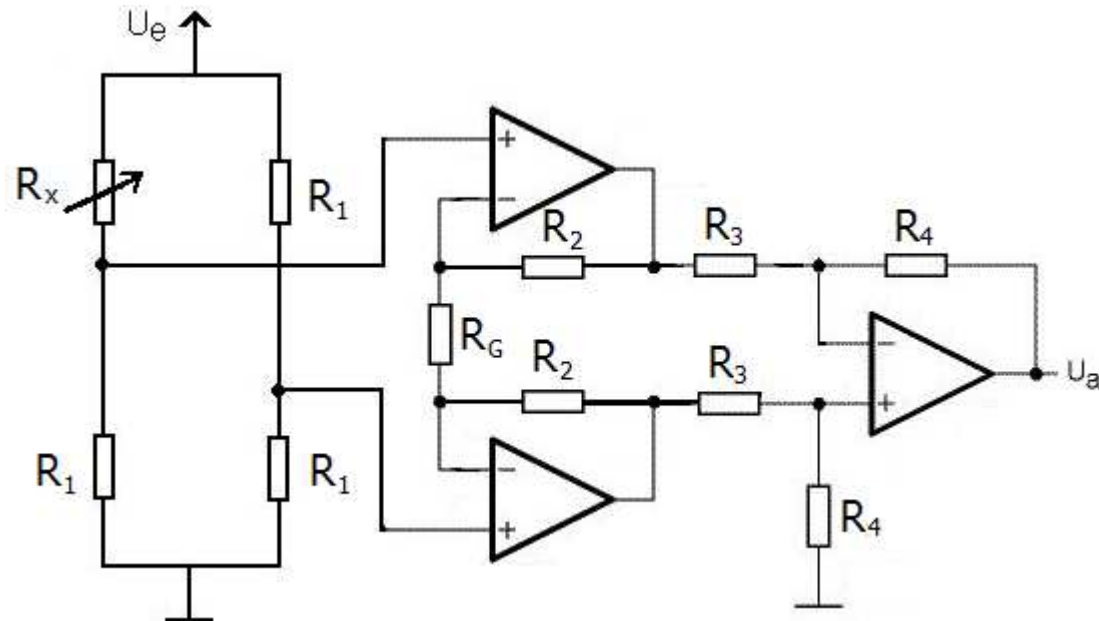
Bsp. 3 – Sallen-Key Tiefpass Filter

- 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)

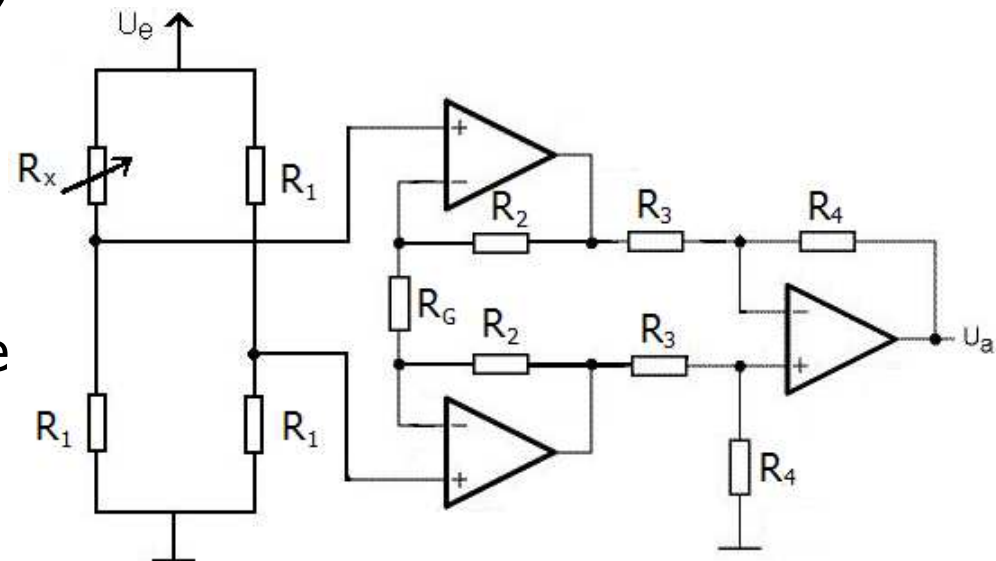
- Ein Instrumentenverstärker wird benützt um die Ausgangsspannung einer Messbrücke zu erfassen: $U_e = 10V$, $R_x = 10k\Omega \pm 20\Omega$
Ihnen stehen OPVs der Type OP27 und AD8675 zur Verfügung.
- Dimensionieren sie die Schaltung so, dass die Widerstandsänderung in ein Signal mit $\pm 1V$ transformiert 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

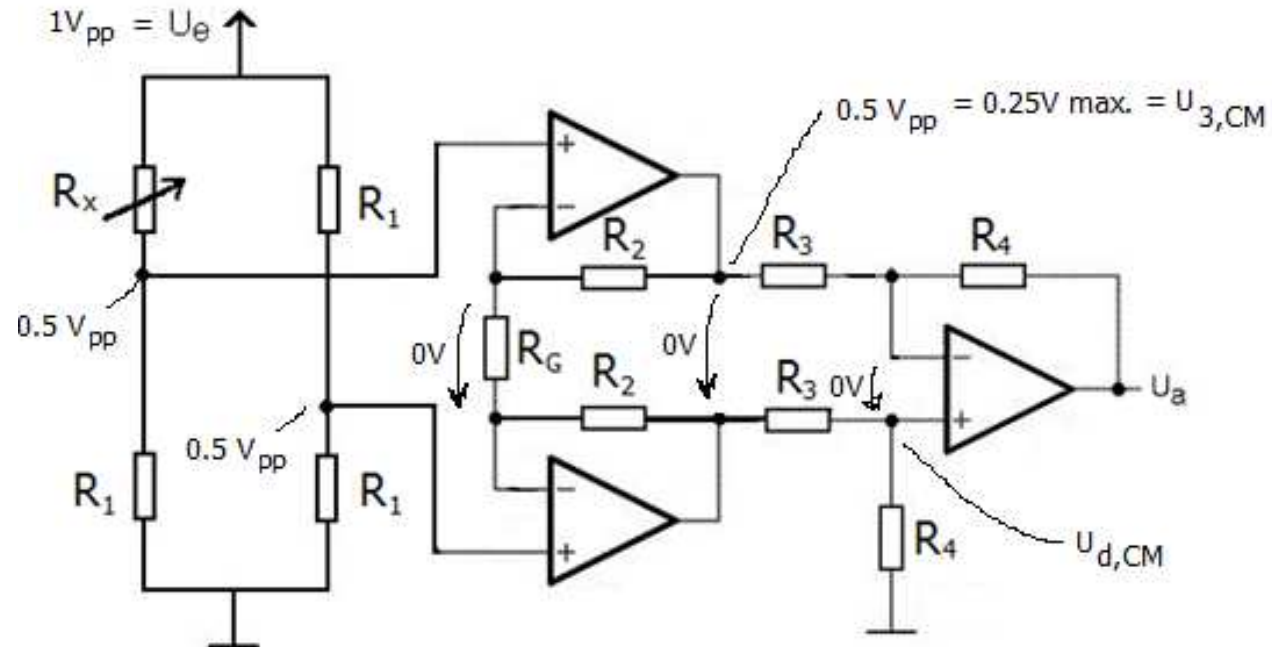
Wahl je nach Design Goal:

→ geringes Rauschen: AD8675

→ geringe DC Offsets: OP27

Bsp. 4 – Instrumentenverstärker

4. Netzbrummen:



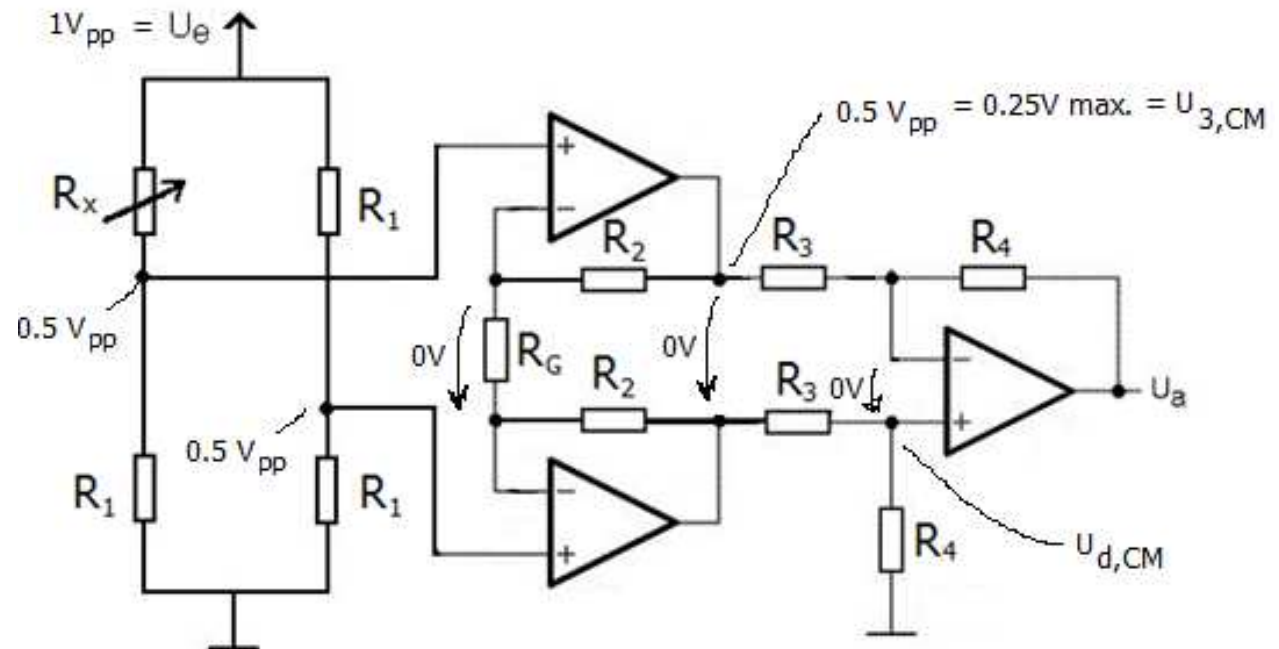
Lösen mittels linearer Schaltungsanalyse:

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:



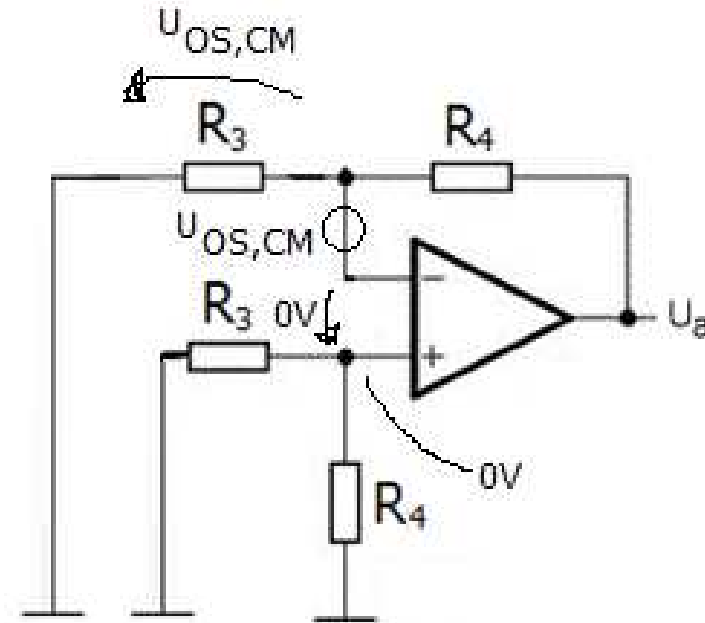
$U_{3,CM}$ wirkt an den Eingängen des OPVs der 2. Stufe abgeschwächt über den Spannungsteiler von R_3 & R_4

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

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

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

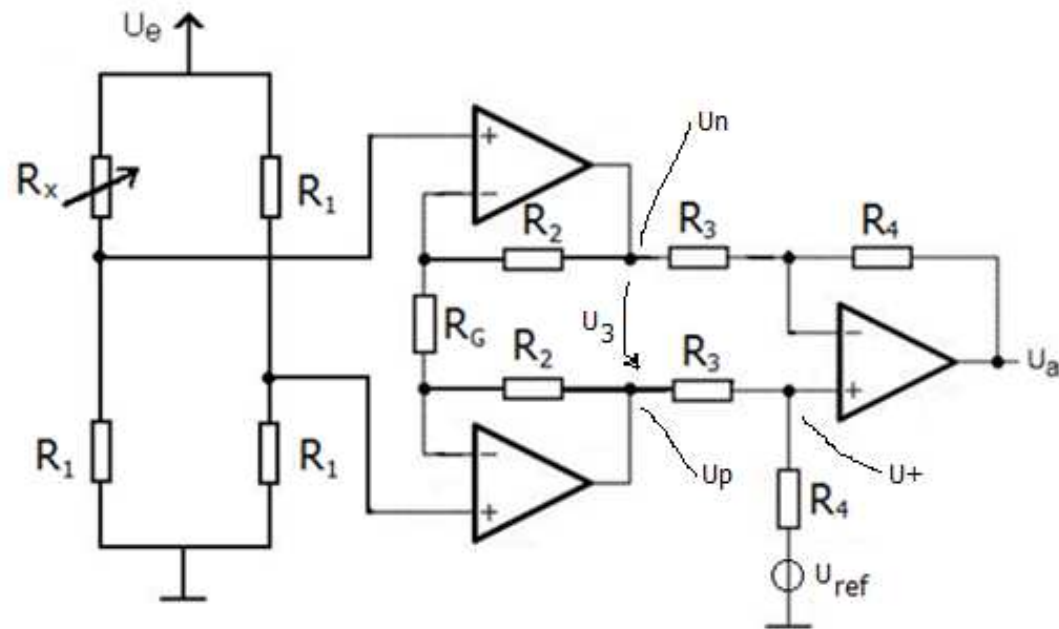
$$U_a = U_+ \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) - U_n \frac{R_4}{R_3}$$

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

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.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