

Realer Operationsverstärker

Zusammenfassung

Ideale Operationsverstärker können mit einem einfachen mathematischen Modell beschrieben werden. Unter der Annahme, dass die Eingangsströme verschwindend klein sind, reduziert sich die Schaltungs-Analyse und -Dimensionierung auf das Anwenden der Spannungsteilerregel.

Reale Operationsverstärker weichen von diesem Ideal ab. Im Einzelfall ist es wichtig zu wissen, welche Abweichungen so gross sind, dass sie berücksichtigt werden müssen und welche Abhilfe-Massnahmen möglich sind.

Die Darlegungen werden mit Schaltungsbeispielen, Übungen und Laboraufgaben vertieft.

Vorausgesetztes Vorwissen

Grundschaltungen mit Operationsverstärkern <http://de.wikipedia.org/wiki/Operationsverstärker>
Transistor-Schaltungen <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/TransistorVerstaerker/TransistorVerstaerker.pdf>

Ideale Operations-Verstärker werden besprochen in
<http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK1/IdealeOperationsverstaerker/IdealeOperationsverstaerker.pdf>

Zeitbedarf

Ungefähr 12 Lektionen: Theoriesequenzen, Übungen und Laboraufgaben im Wechsel

Unterlagen

Original-URL:

<http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/RealerOperationsverstaerker/RealerOperationsverstaerker.pdf>

Zu den besprochenen Schaltungen finden sie die Simulationsdateien für **LTspice** (Dateiendung **.asc** , Voreinstellung für Diagramme **.plt**) und **TINA** (Dateiendung **.tsc**) in diesem Ordner
<http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/RealerOperationsverstaerker/>

© Hanspeter Hochreutener, hhrt@zhaw.ch , 14. Oktober 2015

Zentrum für Signalverarbeitung und Nachrichtentechnik, <http://zsn.zhaw.ch>

School of Engineering <http://www.engineering.zhaw.ch>

Zürcher Hochschule für angewandte Wissenschaften <http://www.zhaw.ch>

Inhaltsverzeichnis

1. Idealer Operationsverstärker	3
1.1. Rezept für die Schaltungs-Analyse.....	3
1.2. Rezept für den realen Operationsverstärker	4
2. Aufbau eines realen Operationsverstärkers.....	5
2.1. Differenzverstärker bewirkt Gleichtaktunterdrückung.....	5
2.2. Spannungsverstärker mit hoher Verstärkung	6
2.3. Stromverstärker liefert Ausgangsstrom.....	7
2.4. Stromquellen und -spiegel verbessern die Performance	8
3. Kenngrößen eines realen Operationsverstärkers	11
3.1. Eingangs-Fehlspannung (input offset voltage).....	11
3.2. Eingangs-Strom (input bias current) und -Fehlstrom (input offset current).....	12
3.3. Eingangs-Rauschspannung (input voltage noise) und -strom (input current noise)	13
3.4. Eingangs-Spannungsbereich (common mode input voltage range).....	14
3.5. Gleichtakt-Unterdrückung (common mode rejection ratio)	16
3.6. Speisespannungs-Unterdrückung (power supply rejection ratio)	17
3.7. Ausgangs-Spannungsbereich (output voltage swing)	18
3.8. Ausgangs-Kurzschlussstrom (output short circuit current).....	18
3.9. Ausgangs-Spannungsanstiegs-Geschwindigkeit (slew rate).....	18
3.10. Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (gain bandwidth product = unity gain bandwidth)	20
4. Anhang.....	22
4.1. Tabellen mit typischen Operationsverstärker-Werten	22
4.2. Detaillierte Lösungen zu den Übungsaufgaben	24
4.3. Literaturhinweise, Links und Software	31
4.4. Lernziele	32

1. Idealer Operationsverstärker

Ein idealer Operationsverstärker ist beliebig schnell, kann viel Ausgangsstrom liefern, wird durch Schwankungen der Betriebsspannungen nicht beeinflusst, etc. Die Schaltungs-Analyse und -Dimensionierung einer gegengekoppelten Schaltung wird damit sehr einfach (Gegenkopplung heisst: ein Teil des Ausgangssignals wird zum invertierenden Eingang zurückgeführt.). Folgende zwei einfache Regeln reichen aus:

- In einer gegengekoppelten Schaltung verändert sich die Ausgangsspannung bis die Differenz der Eingangsspannungen null ist.
- Die Eingangsströme sind null.

Aus diesen zwei Regeln ergibt sich dieses

1.1. Rezept für die Schaltungs-Analyse

Folgendes Gleichungs-System muss für eine ideale Operationsverstärker-Schaltung in Gegenkopplung aufgestellt und gelöst werden (schrittweise nach Rezept vorgehen):

1. U_p (nicht-invertierender Eingang) = $f(U_{in1}, R_x)$ mit Spannungsteilerregel
2. U_n (invertierender Eingang) = $f(U_{in2}, U_{aus}, R_x)$ mit Spannungsteilerregel
3. $U_n = U_p$ oder $U_d = U_p - U_n = 0$ U_{aus} verändert sich, bis das erfüllt ist
4. $U_{aus} = f(U_{in1}, U_{in2}, R_x)$ Gleichungssystem auflösen
5. $v_U = U_{aus}/U_{in}$ falls Schaltung nur einen Eingang ($U_{in1} = 0$ oder $U_{in2} = 0$) hat

Probieren sie das anhand folgender Beispiele aus.

Tipp: Die detaillierten Lösungen zu den Übungsaufgaben befinden sich im Anhang.

Übungsaufgabe 1

Berechnen sie $U_{aus} = f(U_{in1}, U_{in2})$, wenn die vier Widerstände gegeben sind.

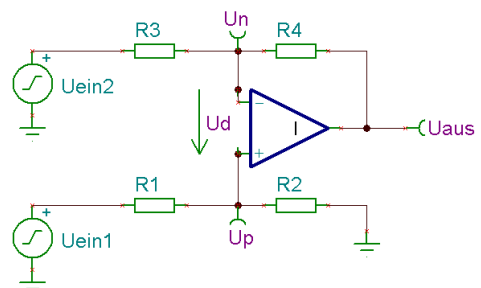
Wenn $R_3 = R_1$ und $R_4 = R_2$ gesetzt wird, liegt ein klassischer Subtrahierer vor. Überprüfen sie, ob die resultierende Formel stimmt: $U_{aus} = (R_2/R_1) \cdot (U_{in1} - U_{in2})$

Resultate

$$U_{aus} = U_{in1} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4) / R_3 - U_{in2} \cdot R_4 / R_3$$

$R_3 = R_1$ und $R_4 = R_2$ eingesetzt ergibt, wie erwartet:
 $U_{aus} = R_2 / R_1 \cdot (U_{in1} - U_{in2})$

Subtrahierer



Übungsaufgabe 2

Berechnen sie die Spannungsverstärkung $v_U = U_{aus}/U_{in}$ für beide Schalterpositionen.

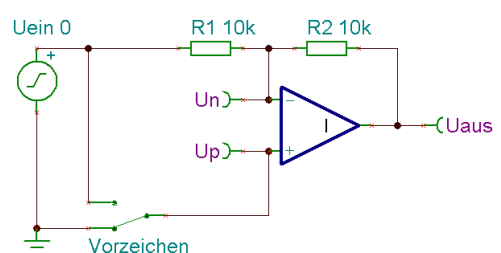
Resultate

Schalterstellung „unten“: $v_U = -1$

Schalterstellung „oben“: $v_U = +1$

Mit dem Schalter kann also das Signal wahlweise invertiert werden.

Vorzeichen wechseln



1.2. Rezept für den realen Operationsverstärker

Bei der Schaltungs-Analyse und -Dimensionierung mit realen Operationsverstärkern wird so vorgegangen:

1. Berechnungen gemäss Rezept für den idealen Operationsverstärker
2. Abschätzen welche Nicht-Idealitäten des realen Operationsverstärkers nicht vernachlässigt werden können. Das hängt wesentlich von der Amplitude und der Frequenz des Signals und der gewählten Schaltung ab.
3. Der zahlenmässigen Einfluss jeder Nicht-Idealität wird separat berechnet. Das ist möglich bei linearen Schaltungen, da hier der Überlagerungssatz angewendet werden kann.
4. Falls der Einfluss einer Nicht-Idealität zu gross ist, muss man deren Einfluss durch schaltungs-technische Massnahmen reduzieren oder einen besser geeigneten Operationsverstärkertyp suchen.

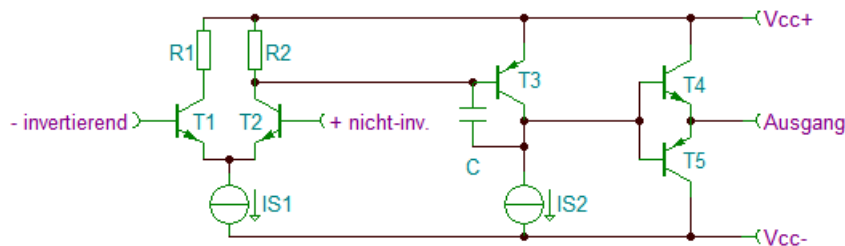
Konkrete Beispiele werden bei den Erklärungen der Nicht-Idealitäten in den folgenden Kapiteln detailliert vorgestellt.

2. Aufbau eines realen Operationsverstärkers

Die meisten Operationsverstärker sind aus diesen drei Stufen aufgebaut: Differenzverstärker am Eingang, Spannungsverstärker und Stromverstärker am Ausgang.

Anstelle von Lastwiderständen werden oft Stromquellen und Stromspiegel verwendet, da diese die Eigenschaften des Operationsverstärkers weiter verbessern.

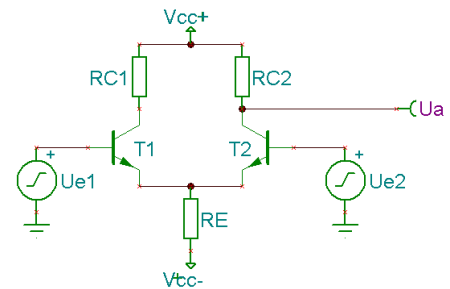
Prinzipieller Aufbau eines Operations-Verstärkers



2.1. Differenzverstärker bewirkt Gleichtaktunterdrückung

Der Differenzverstärker am Operationsverstärker-Eingang bildet die Differenz der Spannungen zwischen invertierendem und nicht-invertierendem Eingang und verstärkt diese.

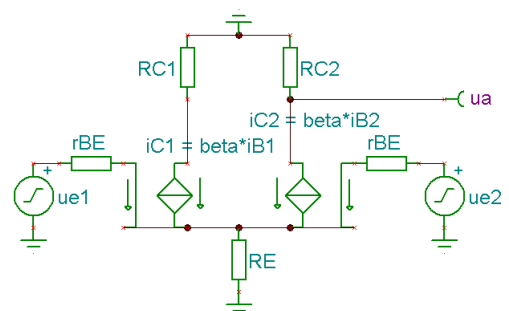
Zur Erklärung der Funktionsweise wird die Übertragungsfunktion $\Delta U_a = f(\Delta U_{e1}, \Delta U_{e2})$ hergeleitet. Für die Transistoren wird das Kleinsignal-Ersatzschaltbild verwendet, da nur die Differenzen zum Arbeitspunkt interessieren, weil für die Arbeitspunkte (identischer Transistoren) $I_{C1} = I_{C2}$ gilt, wenn $U_{e1} = U_{e2}$.



Hinweis: Unter <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/TransistorVerstaerker/TransistorVerstaerker.pdf> können sie in den Kapiteln 1.6 und 1.7 das Wichtigste zum Thema lineare Ersatzschaltbilder von Transistoren nachlesen.

Kleinersatzschaltbild des Differenzverstärkers:

Die Transistoren werden durch das lineare Kleinersatzschaltbild ersetzt: Die Basis-Emitter-Strecke wird durch den differentiellen Widerstand r_{BE} (= Steigung der Basis-Emitter-Kennlinie) und die Stromverstärkung $\beta = I_C/I_B$ durch die stromgesteuerte Stromquelle modelliert.



Alle konstanten Spannungen und Ströme werden weggelassen. Lineare Spannungs- und Stromquellen werden ersetzt durch deren Innenwiderstand. Vcc+ und Vcc- liegen signalmässig somit an Ground.

Differentielle Grössen werden mit Kleinbuchstaben geschrieben. Also statt ΔI_C wird i_C , statt ΔU_a u_a verwendet.

Um die Berechnung zu vereinfachen, wird vom Überlagerungssatz Gebrauch gemacht. Die Eingangsspannungen werden geschrieben als

$$\begin{aligned} u_{e1} &= u_{CM} + u_d/2 \\ u_{CM} &= (u_{e1} + u_{e2})/2 \\ u_d &= u_{e1} - u_{e2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_{e2} &= u_{CM} - u_d/2 \\ &\text{ist die Common-Mode- oder Gleichtakt-Spannung} \\ &\text{ist die Differenz-Spannung zwischen den Eingängen} \end{aligned}$$

Gleichtakt-Verstärkung $v_{CM} = u_a/u_{CM}$ ($u_d = 0$)

$$\begin{aligned} u_E &= u_{CM} = (u_{e1} + u_{e2})/2 \\ u_{CM} &= R_E \cdot i_{RE} \approx R_E \cdot (i_{C1} + i_{C2}) \\ &= R_E \cdot 2 \cdot i_C \\ &= R_E \cdot 2 \cdot (-u_a/R_C) \\ v_{CM} &= u_a/u_{CM} = -R_C/(2 \cdot R_E) \end{aligned}$$

Spannung an den Emitttern
Emitterstrom \approx Kollektorstrom
 $i_{C1} = i_{C2}$ wenn $u_d = 0$
 $u_a = -i_{C2} \cdot R_{C2}$ weil Potential u_a sinkt, wenn i_{C2} steigt

Mit $R_C \approx R_E$ wird $v_{CM} \approx -1/2$

Differenz-Verstärkung $v_d = u_a/u_d$ ($u_{CM} = 0$)

$$\begin{aligned} u_{e1} &= +u_d/2 \\ u_{e1} &= r_{BE} \cdot i_{B1} = r_{BE} \cdot i_{C1}/\beta = -r_{BE} \cdot i_{C2}/\beta \\ u_{e1} &= r_{BE} \cdot (u_a/R_C)/\beta \\ u_a &= u_{e1} \cdot R_C \cdot \beta / r_{BE} = u_{e1} \cdot R_C \cdot I_C / (m \cdot U_T) \end{aligned}$$

$u_{e2} = -u_d/2$
 $i_{C2} = -i_{C1}$ weil $i_{C1} + i_{C2} = 0$ wegen $u_{CM} = 0$
 $r_{BE} = m \cdot U_T / I_B = m \cdot U_T / (I_C / \beta) = \beta \cdot m \cdot U_T / I_C$
 $m =$ Korrektur für verwischten p-n-Übergang ≈ 1.6
 $U_T =$ Temperaturspannung = 25mV @ 25°C
 I_C ist der konstante Arbeitspunktstrom: $I_C > i_{C2}$

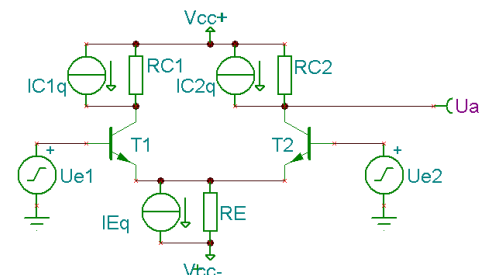
$$\begin{aligned} u_a &= u_d/2 \cdot R_C \cdot I_C / (m \cdot U_T) \\ v_d &= u_a/u_d = R_C \cdot I_C / (2 \cdot m \cdot U_T) \end{aligned}$$

Größenordnung: $I_C \approx 0.1\text{mA}$ und $R_C \approx 10\text{k}\Omega$ ergibt $v_d \approx 13$ was viel grösser ist als $v_{CM} \approx -1/2$

Ein idealer Differenzverstärker hat keine Gleichtakt-Verstärkung und eine hohe Differenz-Verstärkung. Aus den hergeleiteten Formeln folgt, dass R_E gross sein muss für kleine Gleichtakt-Verstärkung und R_C gross für hohe Differenz-Verstärkung bei möglichst grossen I_C . Diese Forderungen können erfüllt werden mit hohen Versorgungsspannungen oder indem man mit Hilfe von Konstant-Stromquellen parallel zu R_E und R_C den Strom höher macht, als dies mit Widerständen möglich wäre.

Der modifizierte Differenz-Verstärker sieht so aus:

Das Kleinsignal-Ersatzschaltbild ist immer noch genau gleich wie oben, weil die Konstant-Stromquellen im Kleinsignal-Ersatzschaltbild durch Unterbrüche ersetzt (also weggelassen) werden.



Die oben hergeleiteten Formeln gelten somit auch hier.

Für $R_{C1} = R_{C2} = R_E = 1\text{M}\Omega$ und $I_{C1q} = I_{C2q} = 100\mu\text{A}$ sowie $I_{Eq} = I_{C1q} + I_{C2q} = 200\mu\text{A}$ ergeben sich:

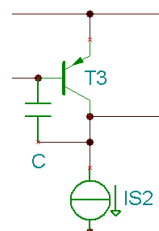
$$\begin{aligned} v_{CM} &= u_a/u_{CM} = -R_C/(2 \cdot R_E) = -1/2 \\ v_d &= u_a/u_d = u_a/(u_{e1} - u_{e2}) = R_C \cdot I_C / (2 \cdot m \cdot U_T) = 1250 \end{aligned}$$

Das würde bereits einer common mode rejection ratio von 68dB = v_d/v_{CM} entsprechen.

Problematisch an der gezeigten Schaltung ist, dass $I_{C1q} = I_{C2q}$ sowie $I_{Eq} = I_{C1q} + I_{C2q}$ für die Stromquellen mit hohem Innenwiderstand sehr genau eingehalten werden müssen; und zwar über den ganzen Versorgungsspannungs-, Eingangsspannungs- und Temperatur-Bereich! Man behilft sich damit, dass man die Stromquellen durch Stromspiegel ersetzt. Durch Gegenkopplung wird zudem der Arbeitspunkt immer auf ungefähr die Mitte geregelt. Stromquellen und -spiegel werden weiter hinten besprochen.

2.2. Spannungsverstärker mit hoher Verstärkung

Das Ausgangssignal des Differenz-Verstärkers wird in einer Emitter-Schaltung nochmals stark verstärkt. Anstelle eines Collector-Widerstandes wird meist ein Stromspiegel verwendet, da dessen hoher Innenwiderstand eine grosse Verstärkung garantiert.



Eine Besonderheit des Spannungsverstärkers ist der **Frequenzgangkompensations-Kondensator** (wirkt als Miller-Kapazität), welcher die Verstärkung proportional zur Frequenz senkt, wie nebenstehendes Diagramm illustriert.

Ist das Absenken der Verstärkung bei zunehmender Frequenz überhaupt erwünscht? Ja, denn ohne diese Frequenzgangkompensation würde der Operationsverstärker leider **instabil** und könnte zu schwingen beginnen.

Erklärung: Der Operationsverstärker verzögert die Signale vom Eingang zum Ausgang, weil die Transistoren eine endliche Schaltgeschwindigkeit haben. Für Sinus-Signale kann die Zeitverzögerung in eine Phasenverschiebung umgerechnet werden:

$$\varphi = 2 \cdot \pi \cdot \Delta t / T = 2 \cdot \pi \cdot \Delta t \cdot f \quad (\varphi \text{ im Bogenmass})$$

$$\varphi = 360^\circ \cdot \Delta t / T = 360^\circ \cdot \Delta t \cdot f \quad (\varphi \text{ in Grad})$$

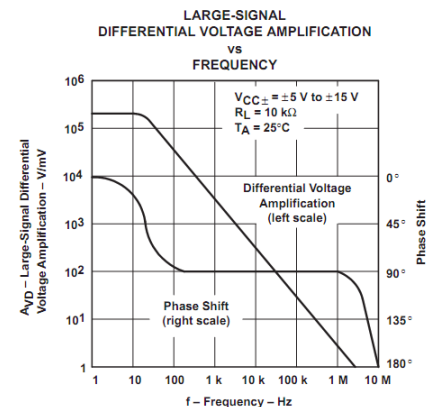
Eine Zeitverzögerung von z.B. $1\mu\text{s}$ entspricht bei 1kHz einer Phasenverschiebung von 0.4° . Bei 100kHz sind es 36° und bei 500kHz bereits 180° ! Bei 180° Phasenverschiebung wird das Sinus-Signal invertiert (= Vorzeichenwechsel). Das heisst, dass der invertierende Eingang für diese Frequenz wie ein nicht-invertierender Eingang wirkt und aus der Gegenkopplung via externer Beschaltung eine Mitkopplung wird. Wenn in einer mitgekoppelten Schaltung die Kreis-Verstärkung (closed loop gain) grösser als 1 ist, arbeitet sie als Oszillator statt als Verstärker. Das wird mit dem Frequenzgangkompensations-Kondensator verhindert.

Beim abgebildeten Frequenzgang des TL081 sieht man, dass ab einer Frequenz von ca. 30Hz die Verstärkung mit 20dB/Dekade abnimmt. Das ist auf den Frequenzgangkompensations-Kondensator zurückzuführen, welcher zusammen mit dem Ausgangswiderstand des Differenzverstärkers ein RC-Glied bildet. Über der Grenzfrequenz des RC-Gliedes ist die Phasenverschiebung etwa 90° . Die Reserve zur 180° -Stabilitätsgrenze ist also rund 90° .

Ab ca. 3MHz vergrössert sich die Phasenverschiebung nochmals stark. Bei diesen Frequenzen beginnen zusätzliche RC-Glieder (parasitären Kapazitäten der Transistoren), zu wirken. Aus der Abbildung ist auch ersichtlich, dass bei 3MHz die Verstärkung auf 1 absinkt und die Phasenverschiebung erst ca. 120° beträgt. Die Reserve (phase margin) ist also immer noch ca. 60° .

Bei der Frequenz, wo die Phasenverschiebung auf 180° ansteigt, beträgt die Verstärkung noch schätzungsweise 0.3 und der Operationsverstärker kann somit nicht oszillieren.

Hinweis: Die Grenzfrequenzen der beiden RC-Glieder werden relativ weit auseinander (pole splitting) festgelegt, um die Impulsantwort zu optimieren.

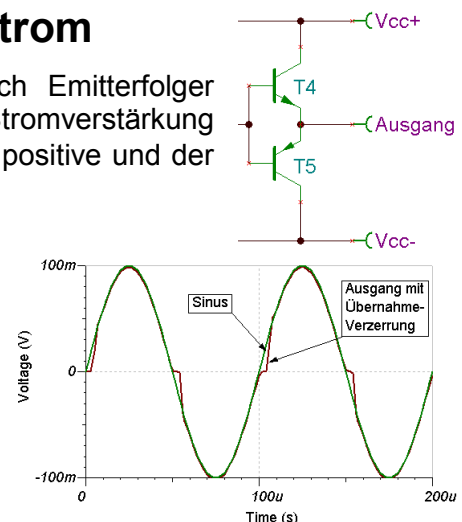


2.3. Stromverstärker liefert Ausgangsstrom

Bei vielen Operationsverstärkern wird der Ausgang durch Emitterfolger gebildet. Die Spannungsverstärkung ist 1 und die Stromverstärkung entspricht dem β des Transistors. Der npn-Transistor liefert positive und der pnp-Transistor negative Ausgangsströme.

Meist wird mit einem zusätzlichen Transistor und zwei Widerständen zwischen den Basis-Anschlüssen von T4 und T5 eine Vorspannung von ca. 1.2V erzeugt, welche dafür sorgt, dass immer mindestens ein Transistor leitet. Wenn das nicht optimal gelöst ist (wie z.B. beim LM324, siehe Application Hints im Datenblatt), kommt es beim Nulldurchgang zu einem stromlosen Zeitabschnitt welcher die nebenan gezeigten Übernahmeverzerrungen bewirkt.

Weitere Transistoren und Widerstände begrenzen den Ausgangsstrom (Kurzschlussfestigkeit).



2.4. Stromquellen und -spiegel verbessern die Performance

In den vorhergehenden Kapiteln wurde aufgezeigt, dass die Verstärkung im Wesentlichen proportional zum Lastwiderstand ist. Andererseits bewirkt ein hoher Widerstand bei gleichem Arbeitspunktstrom einen hohen Spannungsabfall und die Versorgungsspannung muss entsprechend hoch gewählt werden, was unpraktisch ist.

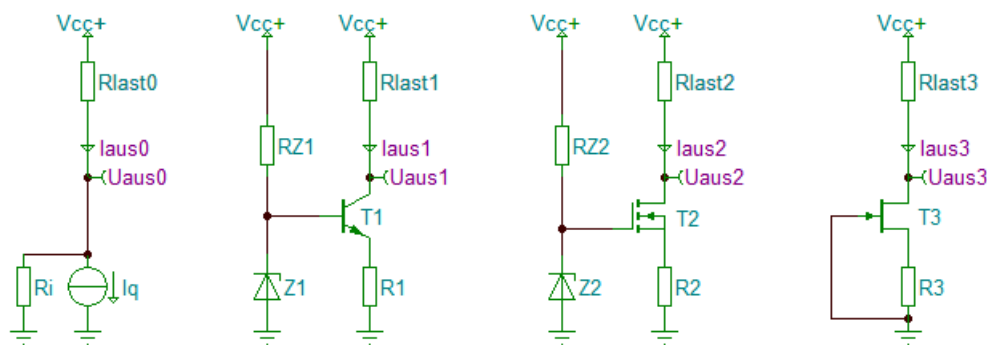
Eine Lösung ist das Verwenden einer linearen Stromquelle anstelle eines Lastwiderstandes. Der Arbeitspunktstrom wird von der Stromquelle übernommen und das Wechsel-Signal kann sich am hohen Innenwiderstand aufbauen. Allerdings muss der Wert der Stromquelle genau stimmen, damit der Arbeitspunkt ungefähr in der Mitte des Arbeitspunktes liegt.

Mit Hilfe von Stromspiegeln ist es möglich zu einem Referenzstrom proportionale Ströme bis in die einzelnen Teilschaltungen zu verteilen. Weil damit sämtliche Ströme zueinander proportional sind, stellt sich der gewünschte Arbeitspunkt ein, auch wenn der Wert der Referenz-Stromquelle von der Temperatur und der Speisespannung beeinflusst wird.

2.4.1. Stromquellen

Bei idealen Stromquellen ist der Strom durch den Lastwiderstand unabhängig von dessen Wert.

Das sind die Stromquellen, welche üblicherweise in Operationsverstärkern verwendet werden.



Simulation: TINA: [Stromquellen.tsc](#)

Links ist zum Vergleich das Symbol einer **linearen Stromquelle** mit Kurzschlussstrom I_q und Innenwiderstand R_i gezeichnet. Es gilt diese Formel: $I_{aus0} = I_q - U_{aus0}/R_i$

Z1 und Z2 erzeugen eine Referenzspannung. Anstelle einer Zenerdiode (Spannung wählbar), kann auch eine Bandgap-Referenz (genau 1.25V) oder zum Beispiel drei normale Dioden in Durchlassrichtung (ungefähr 2V) eingesetzt werden.

Die Spannung an R1 ist $U_{R1} = U_{Z1} - U_{BE1}$ und der Strom $I_{R1} = U_{R1}/R1$. Mit $I_{C1} \approx I_{E1}$ ergibt sich $I_{aus1} \approx (U_{Z1} - 0.6V)/R1$

Für I_{aus2} gilt alles analog. Anstelle von U_{BE1} tritt die Spannung U_{GS2} (ca. $U_{GS-threshold}$ aus dem Datenblatt). Nachteilig ist, dass $U_{GS-threshold}$ grossen Fertigungstoleranzen unterliegt und der Wert der Stromquelle recht ungenau ist.

Bei I_{aus3} wird die negative Spannung U_{GS3} (ca. $U_{GS-pich-off}$ aus dem Datenblatt) als Referenzspannung verwendet. Auch hier sind die Fertigungstoleranzen gross. Manchmal wird der Widerstand R3 weggelassen und die Ausgangskennlinie des FET direkt verwendet.

Laboraufgabe 1

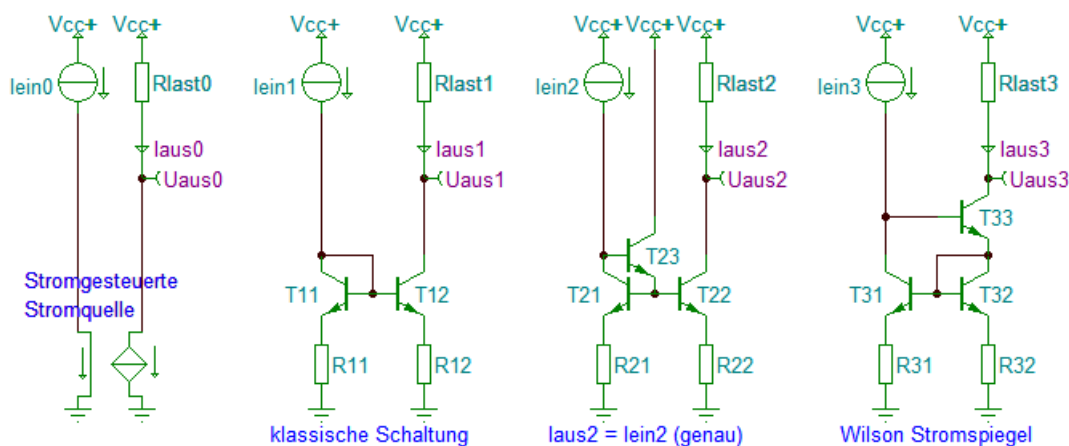
Wählen sie eine Stromquellen-Schaltung aus und dimensionieren sie die Elemente für einen Strom von 1mA. Bestimmen sie Kurzschlussstrom I_q und Innenwiderstand $R_i = \Delta U_{aus}/\Delta I_{aus}$.

2.4.2. Stromspiegel

In vielen Operationsverstärkern gibt es eine Stromquelle und mehrere Stromspiegel, welche den Teilschaltungen einen zur Stromquelle proportionalen Strom zur Verfügung stellen. Dadurch ist gewährleistet, dass sich Ungenauigkeiten der Stromquelle aufheben können.

Für die Teilschaltungen wirken die Stromspiegel genau gleich wie Stromquellen, womit eine hohe Verstärkung erreicht werden kann.

2.4.3. Stromspiegel mit $I_{aus} = I_{ein}$



Simulation: TINA: [Stromspiegel.tsc](#)

Links ist zum Vergleich eine **stromgesteuerte Stromquelle** gezeichnet. Der Ausgangsstrom I_{aus0} ist gleich gross wie der Eingangsstrom I_{ein0} .

Die zweite Schaltung ist der **klassische Stromspiegel**. Die Funktionsweise wird hergeleitet unter der Annahme, dass die Transistoren elektrisch identisch sind, was in hohem Masse zutrifft, wenn sie auf dem gleichen Chip hergestellt wurden. Mit $R_{12} = R_{11}$ soll zudem $I_{aus1} = I_{ein1}$ erreicht werden.

$$I_{ein1} = I_{C11} + I_{B11} + I_{B12}$$

Das heisst die Spannung U_{BE11} stellt sich so ein, dass diese Bedingung erfüllt ist.

$$U_{BE12} = U_{BE11}$$

$$U_{R12} = U_{R11}$$

Knotensatz

$$I_{R12} = I_{R11} = I_{E12} = I_{E11} = I_E$$

$$I_{C12} = I_{C11} = I_C \quad I_{B12} = I_{B11} = I_B = I_C / \beta$$

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_{ein1} = I_{C11} + I_{B11} + I_{B12} = I_C \cdot (1 + 2/\beta)$$

$$I_{aus1} = I_{C12} = I_C$$

$$I_{aus1} = I_{ein1} \cdot \beta / (\beta + 2) \approx I_{ein1}$$

$$\text{weil } \beta \approx 100 \quad \text{ist } \beta / (\beta + 2) \approx 0.98 \approx 1$$

Dieser klassische Stromspiegel genügt den meisten Anforderungen. Er hat jedoch zwei Abweichungen vom Ideal, welche durch die nächsten Schaltungen korrigiert werden.

Bei der dritten **genauen** Schaltung werden die Basisströme von T21 und T22 via T23 direkt von der Speisespannung bezogen. Vom Strom I_{ein2} wird nur noch der Basisstrom für T23 abgezogen:

$$I_{B23} = I_{C23} / \beta = 2 \cdot I_B / \beta \approx 2 \cdot I_C / \beta / \beta \approx 2 \cdot I_{ein2} / \beta^2$$

$$I_{aus2} = I_{ein2} - I_{B23} = I_{ein2} - 2 \cdot I_{ein2} / \beta^2 = (1 - 2/\beta^2) \cdot I_{ein2} = 0.99998 \cdot I_{ein2} = I_{ein2}$$

$$\text{weil } \beta \approx 100$$

Dieser Stromspiegel ist also sehr genau, wenn die Transistoren und Widerstände gleich sind.

Die vierte Schaltung (**Wilson-Stromspiegel**) erhöht den Innenwiderstand der Stromquelle massiv. Wenn man die Transistor-Ausgangs-Kennlinien betrachtet, fällt auf, dass der Collector-Strom nicht nur von der Basis-Emitter-Spannung, sondern auch noch von der Collector-Emitter-Spannung abhängt (Early-Effekt). Die Steigung der Kennlinie ist gerade der Innenwiderstand des Stromspiegels. Im **Wilson-Stromspiegel** werden die Collector-Emitter-Spannungen konstant gehalten: $U_{CE32} = 0.6V$ und $U_{CE31} = 1.2V$. Der variable Spannungsabfall wird durch T33 (Kaskoden-Schaltung) aufgenommen, welcher auf die Genauigkeit des Stromspiegels keinen Einfluss hat.

In integrierten Schaltungen werden die **Emitter-Widerstände oft weggelassen**, weil garantiert ist, dass die Transistoren auf einem Chip elektrisch identisch sind und die gleiche Temperatur aufweisen. Bei diskret aufgebauten Schaltungen sollten die Emitter-Widerstände so gewählt werden, dass beim gewünschten Strom etwa 1V Spannungsabfall resultiert.

Diese Stromspiegel-Schaltungen funktionieren auch mit **Isolierschicht-FETs (CMOS)**, jedoch nicht mit Sperrschicht-FETs, da diese eine Gate-Source-Spannung anderer Polarität benötigen.

Laboraufgabe 2

Wählen sie eine Stromspiegel-Schaltung aus und dimensionieren sie die Elemente für einen Maximalstrom von 10mA. Messen sie den Stromverstärkungsfaktor $k = I_{\text{aus}}/I_{\text{ein}}$ und den Innenwiderstand $R_i = \Delta U_{\text{aus}}/\Delta I_{\text{aus}}$ bei $I_{\text{ein}} = 10\text{mA}$, 1mA , $100\mu\text{A}$ und $10\mu\text{A}$.

2.4.4. Stromspiegel mit $I_{\text{aus}} = k \cdot I_{\text{ein}}$

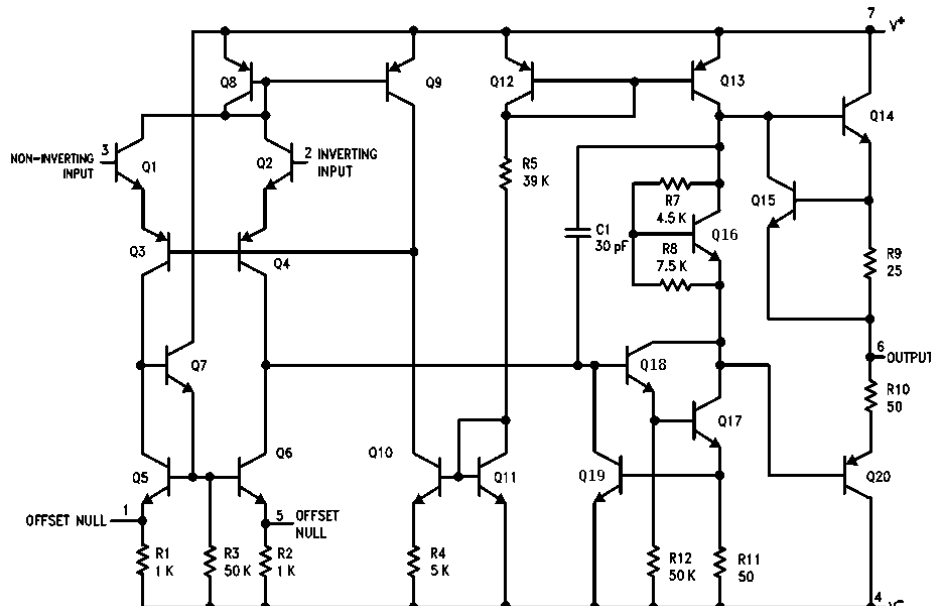
Für den Differenzverstärker am Eingang wird ein kleinerer Strom benötigt, als für den Strömverstärker am Ausgang. Für gute elektrische Eigenschaften ist es jedoch wichtig, dass alle Ströme im Operationsverstärker zueinander proportional sind.

Das kann erreicht werden durch:

- Unterschiedliche Emitter-Widerstände: $I_{\text{ein}}/R_{x1} = I_{\text{aus}}/R_{x2}$
- Parallelschalten mehrerer gleicher Transistoren ergibt ein ganzzahliges Stromverhältnis
- Vergrössern oder verkleinern der Transistorfläche: Ströme sind proportional zur Fläche

Übungsaufgabe 3

Markieren sie im Schema des LM741 (Quelle: Hersteller-Datenblatt) den Differenz-, den Spannungs- und den Stromverstärker, sowie Stromquellen und -spiegel.



Mit welchem Element wird der Strom für alle Stromspiegel festgelegt?

Der Ausgang des Differenzverstärkers wird nicht über einen Collector-Widerstand, sondern über Q4 ausgekoppelt. Erklären sie wie das funktioniert.

Was ist die Aufgabe von Q16?

Wie funktioniert die Kurzschlussstrom-Begrenzung für Q14 und wie jene für Q20?

Resultate

finden sie im Anhang.

3. Kenngrössen eines realen Operationsverstärkers

In diesem Kapitel werden die wichtigsten Nicht-Idealitäten eines realen Operationsverstärkers erklärt und auch wie diese gemessen werden können. Zudem werden Schaltungen aufgezeigt, welche diesen Einfluss mindestens zum Teil kompensieren können.

Natürlich müssen nur jene Nicht-Idealitäten berücksichtigt werden, welche für das Signal relevant sind.

Z.B. stört ein DC-offset von einigen mV bei einem Mikrofon-Vorverstärker nicht, da der DC-Anteil am Ausgang sowieso mit einem Kondensator geblockt wird.

Alle Grössen werden auch von der **Temperatur** beeinflusst. Je nach Einsatzbereich der Schaltung muss das ebenfalls berücksichtigt werden.

3.1. Eingangs-Fehlspannung (input offset voltage)

Beim idealen Operations-Verstärker ist die Ausgangsspannung = 0, wenn beide Eingänge an der gleichen Spannung liegen.

Da die beiden Transistoren des Differenzverstärkers am Eingang des Operations-Verstärkers einer gewissen Herstellungstoleranz unterliegen, müssen die beiden Eingangsspannungen leicht unterschiedlich sein, damit die Ausgangsspannung = 0 wird.

Die Differenz der Eingangsspannungen ist in gegengekoppelten Schaltungen nicht mehr = 0 wie beim idealen Operationsverstärker, sondern es gilt:

$$U_d = U_p - U_n = \text{inputOffsetVoltage}$$

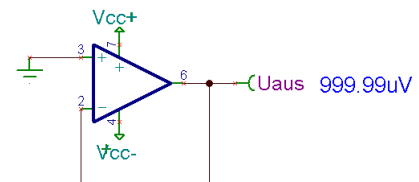
Messung

Die Eingangs-Fehlspannung ist die Differenz-Eingangsspannung bei der die Ausgangsspannung = 0 wird.

Am einfachsten lässt sie sich mit dieser Schaltung messen:

Die Eingangs-Fehlspannung entspricht der Ausgangsspannung und kann problemlos gemessen werden.

Anmerkung: Die Bedingung Ausgangsspannung = 0 ist nur näherungsweise erfüllt. Der so gemachte Fehler liegt aber im nV-Bereich, da die Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers sehr hoch ist.

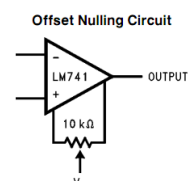


LaboraAufgabe 3

Messen sie von einigen Operationsverstärkern die Eingangs-Fehlspannung. Vergleichen sie die Werte mit dem Datenblatt.

Abhilfe

- Laserabgleich der Eingangs-Transistoren bei der Produktion. Das wird vor allem bei FETs gemacht, da deren Exemplarstreuung weit über jener der BJTs liegt.
- Manueller Abgleich mit Trimm-Potentiometer. Einige Operationsverstärker haben zwei zusätzliche Anschlüsse, um das Verhältnis der Ströme im Stromspiegel anzupassen. Im Allgemeinen ist ein abgeglicher Operationsverstärker aber billiger als ein manuell abzugleichender Trimmer.
- Einsatz von Chopper-Verstärkern, welche die Gleichspannung intern in eine Wechselfrequenz wandeln, diese verstärken und anschliessend gleichrichten. Offset und niederfrequentes Rauschen werden dadurch um Grössenordnungen reduziert.



3.2. Eingangs-Strom (input bias current) und -Fehlstrom (input offset current)

Beim idealen Operations-Verstärker sind die Eingangsströme = 0.

Falls die beiden Transistoren des Differenzverstärkers am Eingang des Operations-Verstärkers Bipolar-Transistoren sind, benötigen sie aber einen gewissen Basisstrom. Dieser Strom verursacht an externen Widerständen einen zusätzlichen Spannungsabfall.

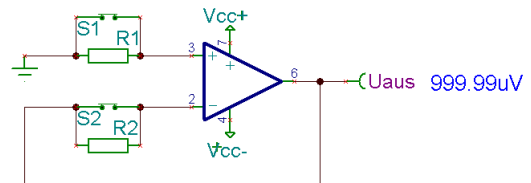
Operationsverstärker mit FET-Eingängen sind nicht betroffen, da der Leckstrom nur einige pA beträgt.

Messung

Die Eingangs-Ströme lassen sich nicht ohne weiteres messen, da sie sehr klein sind. Man kann den Spannungsabfall über einen grossen Widerstand (z.B. $1\text{M}\Omega$) messen und so den Strom ausrechnen. Hinweis: Die Spannung über dem Widerstand sollte nicht direkt gemessen werden, weil der Innenwiderstand des Messinstrumentes die Messung verfälscht.

Am einfachsten lassen sich die Eingangs-Ströme mit dieser Schaltung messen:

Wenn beide Schalter geschlossen sind, misst man am Ausgang die Eingangs-Fehlspannung (siehe oben). Wenn S1 geöffnet wird, entspricht die Änderung der Ausgangsspannung $\Delta U_{\text{aus}} = R1 \cdot I_p$ (Strom in den nicht-invertierenden Eingang). Wenn S2 geöffnet wird, erhält man $\Delta U_{\text{aus}} = R2 \cdot I_n$ (Strom in den invertierenden Eingang).



Die beiden Eingangsströme sind leicht verschieden. Die Differenz ist der Eingangs-Fehlstrom.

Laboraufgabe 4

Messen sie von einem Operationsverstärker die Eingangsströme und den Eingangs-Fehlstrom. Vergleichen sie die Werte mit dem Datenblatt.

Abhilfe

- Operationsverstärker mit FET-Eingängen verwenden, da die Gate-Leckströme sehr klein sind.
- Impedanz der Beschaltung beider Eingänge gleich gross machen, damit nur noch der Eingangs-Fehlstrom (= Differenz der Eingangsströme) einen Einfluss hat.

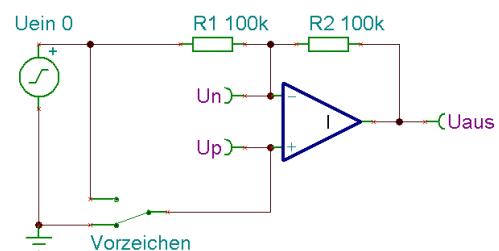
Übungsaufgabe 4

Bekannt sind diese Werte aus dem Operationsverstärker-Datenblatt:

- input offset voltage = 5mV
- input bias current = 80nA
- input offset current = 20nA

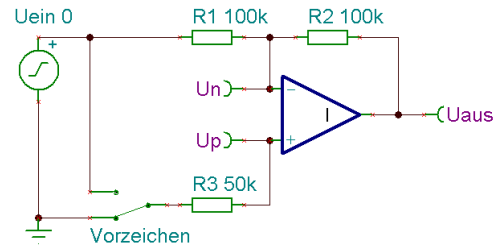
Berechnen sie (für $U_{\text{ein}} = 0$):

- Einfluss der input offset voltage alleine
Resultat: $U_{\text{aus}} = -10\text{mV}$
- Einfluss des input bias currents alleine
Resultat: $U_{\text{aus}} = 8\text{mV}$



Berechnen sie (für $U_{\text{ein}} = 0$):

- Einfluss der input offset voltage alleine
Resultat: keine Änderung, $U_{\text{aus}} = -10\text{mV}$
- Einfluss der Eingangsströme alleine mit $I_n = I_p = \text{inputBiasCurrent}$
Resultat: $U_{\text{aus}} = 0$
- Einfluss der Eingangsströme alleine
 $I_n = \text{inputBiasCurrent} - \text{InputOffsetCurrent}/2$
 $I_p = \text{inputBiasCurrent} + \text{InputOffsetCurrent}/2$
Resultat: $U_{\text{aus}} = -2\text{mV}$
- Was wurde verbessert?
Resultat: Auf die input offset voltage hat R_3 keinen Einfluss.
 R_3 eliminiert den Fehler des input bias current vollständig.
Es bleibt nur der Einfluss des wesentlich kleineren input offset currents.
- Ist der Widerstandswert für R_3 richtig?
Resultat: Ja, gleich grosse Eingangsströme werden vollständig kompensiert.
Allgemein gilt: die Impedanzen von den Eingängen her gesehen müssen gleich sein.



3.3. Eingangs-Rauschspannung (input voltage noise) und -strom (input current noise)

Die Rauschspannung wird meistens als Rauschspannungs-Dichte in $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ angegeben. Der Rauschstrom wird meistens als Rauschstrom-Dichte in $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ angegeben. Alternativ wird manchmal ein Effektivwert mit Angabe der Bandbreite verwendet.

Z.B. rauscht der Operationsverstärker mit der Angabe $20\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei 1kHz etwa gleich stark wie jener mit der Angabe $2\mu\text{V}_{\text{eff}}$ im Bereich 10Hz bis 10kHz . Und $5\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ entspricht $0.5\text{nA}_{\text{eff}}$.

Rauschspannung und -strom sind frequenzabhängig. Die Effektivwerte bleiben bis ca. 1kHz konstant. Darüber bleiben die Rausch-Dichten konstant. Details finden sich im Datenblatt.

Bei Chopper-Verstärkern hingegen sind niederfrequentes Rauschen, Offset und Offsetdrift sehr viel kleiner, weil die Gleichspannung intern in eine Wechsellspannung gewandelt, verstärkt und anschliessend gleichgerichtet wird. Chopper-Verstärker = Wechsellspannungs-Verstärker.

Zu beachten ist, dass jeder Widerstand thermisches Rauschen erzeugt (siehe <http://de.wikipedia.org/wiki/Johnson-Rauschen>), welches oft grösser ist, als das Rauschen des Operationsverstärkers.

Die Leerlaufspannung berechnet sich zu:

$$U_{R,\text{eff}} = \sqrt{u^2}, \quad U_{R,\text{eff}} = \sqrt{4k_B T R \Delta f}$$

und der Kurzschlussstrom zu:

$$I_{R,\text{eff}} = \sqrt{i^2} = \sqrt{\frac{4k_B T \Delta f}{R}}$$

k_B (Boltzmann-Konstante) = $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$, T = absolute Temperatur in K,
 R = Widerstand in Ω , Δf = Bandbreite in Hz

Übungsaufgabe 5

Berechnen sie die Rausspannung eines $1\text{M}\Omega$ -Widerstandes für den Audio-Frequenzbereich von 20Hz bis 20kHz .

Wie gross ist zum Vergleich die Eingangs-Rausspannung des Operationsverstärkers TL081 für den Audio-Frequenzbereich von 20Hz bis 20kHz . Tipp: Ein Datenblatt-Auszug befindet sich weiter hinten im Kapitel.

Resultate

$1\text{M}\Omega$ -Widerstand: $U_{\text{noise}} = 18\mu\text{V}$

TL081: $U_{\text{noise}} = 2.5\mu\text{V}$

Übungsaufgabe 6

Welcher Widerstand hat die selbe Leerlauf-Rauschspannungsdichte wie der Eingang des Operationsverstärkers LT1007?

Welcher Widerstand hat die selbe Kurzschluss-Rauschstromdichte wie der Eingang des Operationsverstärkers LT1007?

Welche Schlussfolgerung ziehen sie daraus?

Resultate

Die Rauschspannungs-Dichte entspricht einem 377Ω -, die Rauschstrom-Dichte einem $104k\Omega$ -Widerstand.

Wenn der am Eingang angeschlossene Widerstand unter 377Ω liegt, ist das Spannungsrauschen des Operationsverstärkers dominant. In diesem Bereich ist das Rauschen minimal. Über $104k\Omega$ dominiert das Stromrauschen des Operationsverstärkers. Dieser Bereich muss vermieden werden. Fall schaltungstechnisch ein so grosser Widerstand notwendig ist, sollte ein anderer Operationsverstärker gewählt werden.

Zwischen 377Ω und $104k\Omega$ ist das Widerstandsrauschen dominant.

Übungsaufgabe 7

Berechnen sie den Effektivwert der Rauschspannung am Ausgang des abgebildeten Vorverstärkers für den Audio-Frequenzbereich von 20Hz bis 20kHz.

Tip: Berechnen sie die Anteile des Operationsverstärkers und der Widerstände je separat. Resultat = Teil-Spannungen quadrieren, aufsummieren und Wurzelziehen. Das ist möglich, weil die Schaltung linear ist und die Rauschsignale unkorreliert sind.

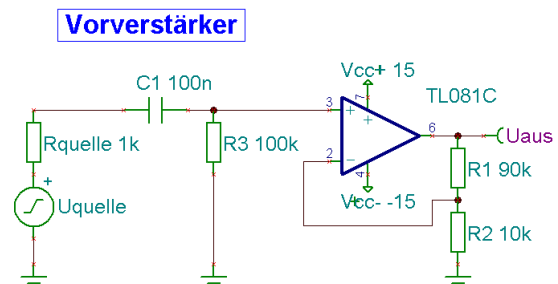
Wie könnte das Rauschen vermindert werden?

Resultate

Total Rauschspannung am Ausgang: $U_{aus} = \sqrt{(6^2 + 18^2 + 6^2 + 25^2 + 1^2)} \mu V = 32 \mu V$
Zur Kontrolle: Die LTspice-Simulation ergibt $25 \mu V$ Rauschen.

Um das Rauschen zu verringern, muss bei der grössten Komponente angesetzt werden, also beim Spannungsrauschen des Operationsverstärkers und beim Widerstand R2.

Achtung: Verkleinern von R3 bringt nichts, da das Rauschen dieses Widerstandes von Rquelle praktisch kurzgeschlossen wird. Im Gegenteil: Wenn $R3 = 1k\Omega$ gewählt würde, hätte man am Operationsverstärker-Eingang nur das halbe Signal => signal-to-noise-ratio 6dB schlechter.



3.4. Eingangsspannungsbereich (common mode input voltage range)

Der Eingangsspannungsbereich, bei dem der Differenzverstärker des Operationsverstärkers normal arbeitet, beginnt bei Standard-Typen ca. $1.5V$ über der negativen Versorgungsspannung und endet ca. $1.5V$ unter der positiven Versorgungsspannung, weil Stromquelle, Basis-Emitter-Strecke und Stromspiegel jeweils einen gewissen Spannungsabfall verursachen.

3.4.1. rail-to-rail-input

Beim LM324 wurde beim Differenzverstärker eine Darlington-Schaltung verwendet. Durch die zusätzliche Basis-Emitter-Strecke arbeitet der Differenzverstärker bis zur negativen Versorgungsspannung zuverlässig. Für den LM324 gilt:

common mode input voltage range includes Ground

Solche Operationsverstärker werden oft mit einer einzigen Versorgungsspannung betrieben: **single supply** (z.B. GND, +5V).

Wenn der Differenzverstärker mit npn-Transistoren gebildet wird, kann auf diese Weise der Eingangs-Spannungsbereich bis zur positiven Versorgungsspannung erweitert werden.

Beim TL081 wurde ein Differenzverstärker mit p-Kanal-JFETs verwendet. Der Eingangs-Spannungsbereich wird um die pinch-off-Spannung zur positiven Versorgungsspannung hin verschoben. Für den TL081 gilt:

common mode input voltage range includes Vcc+

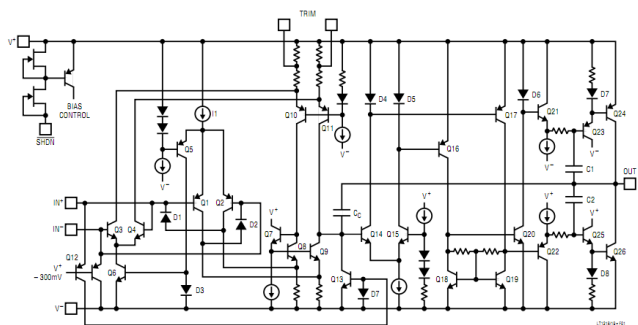
n-Kanal-JFET erreicht die negative Versorgungsspannung.

Analoges gilt für n- und p-Kanal-MOS-FETs (mit threshold-statt pinch-off-voltage).

Beide Versorgungsspannungen sind im erlaubten Eingangs-Spannungsbereich, heisst:

rail-to-rail common mode input voltage range

Beim LT1218 wurden zwei Differenzverstärker verschiedener Polarität (pnp: Q1+Q2 und npn: Q3+Q4) eingesetzt. Je nach Eingangsspannung wird zwischen den Differenzverstärkern umgeschaltet. Wegen leicht unterschiedlichen input offset voltage, input bias current und input offset current der Differenzverstärker, kann in der Kennlinie ein Knick entstehen, was zu nichtlinearen Verzerrungen führen kann.



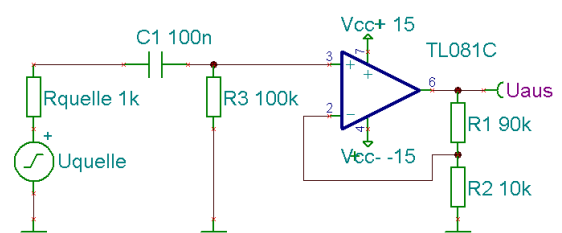
Ein anderer Ansatz wird beim LMC6482 verfolgt: Statt den Body der Differenzverstärker-FETs mit Source zu verbinden, wird der „body effect“ ausgenutzt (Body wirkt wie ein zweites Gate). Damit kann rail-to-rail-input mit nur einem Differenzverstärker realisiert werden.

Rail-to-rail-input-Operationsverstärker werden v.a. bis zu 3V (Batterie-) Speisung eingesetzt.

3.4.2. Virtuelle Masse, Arbeitspunkt (virtual ground, operating point)

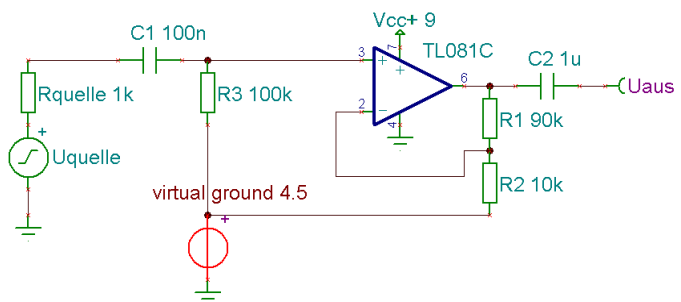
Die virtuelle Masse hat zwar nicht direkt mit den Operationsverstärker-Eigenschaften zu tun, ist aber wichtig bei single-supply-Schaltungen. Das soll anhand des Vorverstärkers erläutert werden, welcher statt mit $\pm 15V$ mit einer 9V-Batterie gespeist werden soll.

Die negative Versorgungsspannung wird durch 0V ersetzt. Wenn ein single-supply-Operationsverstärker (common mode input voltage range and output include ground) eingesetzt wird, kann der Ausgang Werte zwischen 0V und +9V annehmen. Für die positive Signal-Halbwellen arbeitet die Schaltung wie gewünscht; für die negative Halbwellen hingegen bleibt der Ausgang auf 0V.



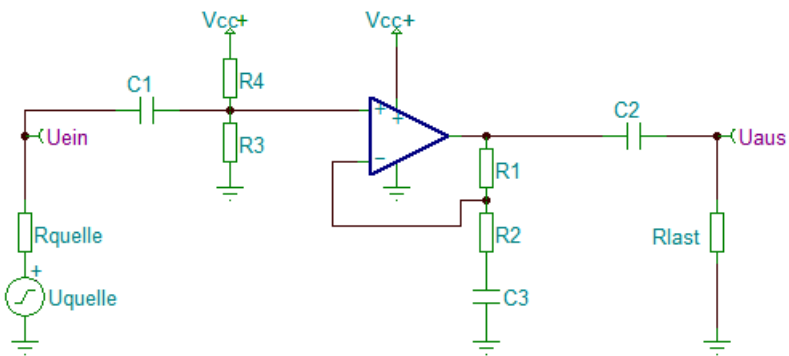
Damit die Schaltung für beide Signal-Polaritäten richtig funktioniert, muss dem Signal ein DC-Offset überlagert werden. Dieser DC-Offset wird **Virtuelle Masse** genannt und liegt oft **bei der halben Versorgungsspannung**.

Am Ausgang wird der DC-Offset mit einem Kondensator wieder entfernt.



Für die virtuelle Masse wird man natürlich nicht eine zweite Batterie einsetzen wollen: Sie kann durch einen Spannungsteiler und einen Siebkondensator gebildet werden.

Praktisch wird oft auch nebenstehende Schaltung eingesetzt, bei der der Arbeitspunkt der Schaltung einfach in die Mitte gelegt wird



Single-Supply-Operations-Verstärkerschaltungen werden ausführlich besprochen in <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK1/SingleSupplyOperationsverstaerker/SingleSupplyOperationsverstaerker.pdf>

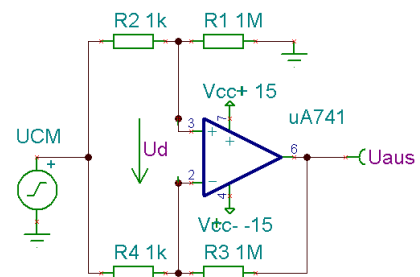
3.5. Gleichtakt-Unterdrückung (common mode rejection ratio)

Wenn bei einem idealen Operationsverstärker beide Eingänge gleichzeitig um die gleiche Spannung verändert werden, ändert sich der Ausgang nicht. Da der Differenzverstärker und die Spannungsverstärkerstufe nicht perfekt symmetrisch sind, ist das nur näherungsweise der Fall.

Die Gleichtakt-Unterdrückung wird so umgerechnet, dass sie mit der Eingangs-Fehlspannung verglichen werden kann. Verständlich wird das bei der Beschreibung der folgenden

Messung

Mit einer Subtrahierschaltung, lässt sich die Gleichtakt-Unterdrückung messen. U_{aus} wird gemessen für $U_{CM} = 0V$ und für $U_{CM} = 1V$, also $\Delta U_{CM} = 1V$. U_n und U_p ändern sich dabei in dieser Schaltung um $999mV \approx \Delta U_{CM}$. Die Differenz ΔU_{aus} ist auf den Gleichtakt-Fehler zurückzuführen. Dieser Differenz entspricht eine Änderung ΔU_d welche 1001-mal $\approx R1/R2$ kleiner ist. Die Gleichtakt-Unterdrückung wird in dB angegeben.



$$CMRR = 20 \cdot \log_{10}(\Delta U_{CM} / \Delta U_d) \approx 20 \cdot \log_{10}(\Delta U_{CM} / (\Delta U_{aus} / (R1/R2)))$$

Achtung: Wenn das Verhältnis $R1/R2$ nicht genau gleich ist wie $R3/R4$, erzeugt das einen zusätzlichen Gleichtakt-Fehler. Eine Abweichung von 1% in der obigen Schaltung entspricht einer Gleichtakt-Unterdrückung von 100dB.

Laboraufgabe 5

Messen sie von einem Operationsverstärker die Gleichtakt-Unterdrückung. Vergleichen sie die Werte mit dem Datenblatt.

3.6. Speisespannungs-Unterdrückung (power supply rejection ratio)

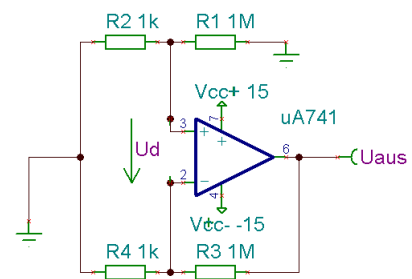
Wenn bei einem idealen Operationsverstärker die Versorgungsspannung verändert wird, ändert sich der Ausgang nicht. Bei einem realen Operationsverstärker ist das nur näherungsweise der Fall.

Die Speisespannungs-Unterdrückung wird so umgerechnet, dass sie mit der Eingangs-Fehlspannung verglichen werden kann. Verständlich wird das bei der Beschreibung der folgenden

Messung

Mit der gleichen Subtrahierschaltung wie für die Messung der Gleichtakt-Unterdrückung, lässt sich die Speisespannungs-Unterdrückung messen. Nur werden hier die Versorgungsspannungen V_{cc+} und V_{cc-} variiert.

U_{aus} wird gemessen für $V_{cc} = 30V (\pm 15V)$ und für $V_{cc} = 20V (\pm 10V)$, also $\Delta V_{cc} = 10V$. Die Differenz ΔU_{aus} zwischen den Messungen ist auf den Speisespannungs-Änderung zurückzuführen. Dieser Differenz entspricht eine Änderung ΔU_d welche 1001-mal $\approx R_1/R_2$ kleiner ist. Die Speisespannungs-Unterdrückung wird in dB angegeben.



$$PSRR = 20 \cdot \log_{10}(\Delta V_{cc} / \Delta V_d) \approx 20 \cdot \log_{10}(\Delta V_{cc} / (\Delta U_{aus} / (R_1 / R_2)))$$

Laboraufgabe 6

Messen sie von einem Operationsverstärker die Speisespannungs-Unterdrückung. Vergleichen sie die Werte mit dem Datenblatt.

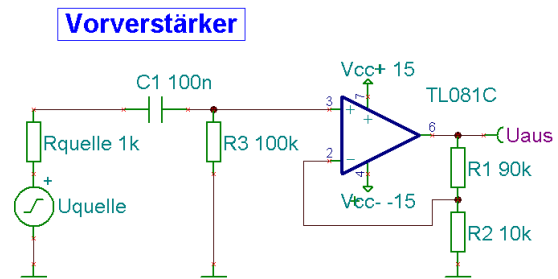
Übungsaufgabe 8

Der Vorverstärker wird von einem unstabilierten Netzgerät versorgt. Auf den Speisespannungen ist ein Brumm mit je 2Vpp Amplitude überlagert.

Wie viel Brumm erwartet man am Ausgang?

Resultat

$U_{aus} = 2mV_{pp}$ Brummspannung



3.7. Ausgangs-Spannungsbereich (output voltage swing)

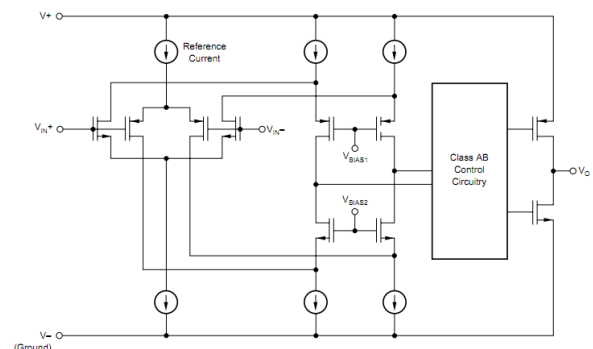
Bei Standard-Operationsverstärkern mit Emitterfolger als Ausgangsstufe (= Stromverstärker) geht der Ausgang bis ca. 1.5V an die Versorgungsspannungen heran, weil mindestens die Basis-Emitter-Spannung abfällt. Besonders bei kleinen oder einfachen Versorgungsspannungen schränkt das die Funktionalität der Schaltung ein.

3.7.1. rail-to-rail-output

Eine Möglichkeit den Ausgang bis an die Speisespannungen auszusteuern wurde im (oben beim rail-to-rail-input gezeigten) LT1218 umgesetzt: Die Emitter der Ausgangs-Transistoren sind an die Speisespannung angeschlossen und bei voll durchgesteuertem Transistor fallen am gesättigten Transistor nur noch Bruchteile eines Volts ab.

Anstelle von Bipolar-Transistoren kann man auch CMOS-Transistoren (Anreicherungs-Isolierschicht-FET) verwenden, wie das beim OPA349 gemacht wurde.

Um auch rail-to-rail-input zu erreichen, wurden beim OPA349 zwei Differenzverstärker mit IG-FET unterschiedlicher Polarität verwendet. Die Ausgangssignale der beiden Differenzverstärker werden im mittleren Schaltungsteil aufsummiert.



3.8. Ausgangs-Kurzschlussstrom (output short circuit current)

Bei üblichen Operationsverstärkern wird der Ausgangs-Strom begrenzt. Der Kurzschluss darf in der Regel beliebig lange dauern ohne den Operationsverstärker (thermisch) zu zerstören.

Laboraufgabe 7

Messen sie von einem, als Spannungsfolger geschalteten- Operationsverstärker den Kurzschluss-Ausgangsstrom für beide Polaritäten. Sind beide Ströme gleich gross? Vergleichen sie die Werte mit dem Datenblatt.

3.9. Ausgangs-Spannungsanstiegs-Geschwindigkeit (slew rate)

Gemessen wird wie schnell sich der Ausgang ändern kann, wenn der Eingang übersteuert (Grosssignal-Aussteuerung) wird. Die Geschwindigkeit wird begrenzt durch den sehr kleinen Ausgangsstrom der Differenzverstärkerstufe, welcher den Frequenzgangkompensations-Kondensator der Spannungsverstärkerstufe umladen muss.

Der Kondensator garantiert, dass der Operationsverstärker auch als Spannungsfolger ($v_U = 1$ unity gain follower) stabil bleibt und nicht zu schwingen beginnt.

Verkleinern dieses Kondensators erhöht zwar die slew rate, aber der Operationsverstärker arbeitet erst ab einer minimalen Verstärkung stabil. Z.B. wurde beim LT1037 gegenüber dem LT1007 lediglich der Frequenzgangkompensation-Kondensator verkleinert/weggelassen (= unkompensierter Operationsverstärker = decompensated operational amplifier). Der LT1007 kann als Spannungsfolger eingesetzt werden; der LT1037 ist erst ab einer Verstärkung von 5 stabil.

Das sind die resultierenden Unterschiede:

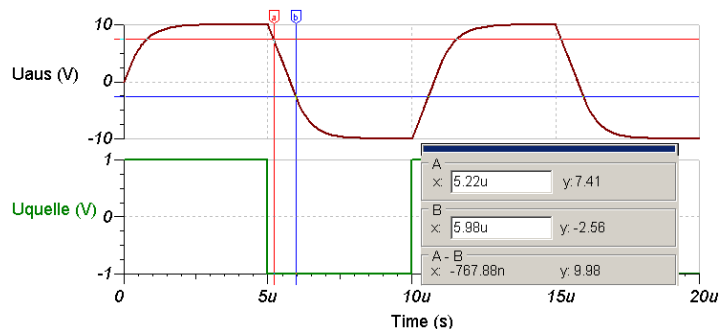
Eigenschaft	Symbol	Grösse	LT1007	LT1037
slew rate	SR	V/ μ s	2.5	15
full power bandwidth	Bmax	kHz	30	180
gain bandwidth product	B1	MHz	8	60
minimum closed loop gain	Avmin	-	1	5

Hinweis: **Komparatoren** werden durch Weglassen des Kondensators auf hohe slew rate und kurze Verzögerungszeit optimiert und Stabilität kann in gegengekoppelten Schaltungen nicht garantiert werden. Sie dürfen darum nicht gegengekoppelt (also nicht als lineare Verstärker) eingesetzt werden.

Messung

Die slew rate kann mit einer beliebigen Verstärkerschaltung gemessen werden. Am einfachsten nimmt man ein Rechtecksignal grosser Amplitude und misst die Anstiegsgeschwindigkeit am Ausgang.

Im Bild sieht man das Resultat $SR = 9.98V/767.88ns = 13V/\mu s$ für den oben verwendeten 10-fach-Vorverstärker.



Laboraufgabe 8

Messen sie von einem Operationsverstärker die Ausgangs-Spannungsanstiegs-Geschwindigkeit. Sind die positive und die negative Flanke gleich steil? Vergleichen sie die Werte mit dem Datenblatt.

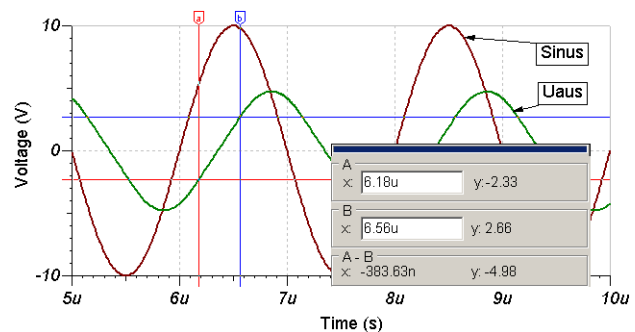
3.9.1. Leistungs-Bandbreite (full power bandwidth)

Sie wird auch **Grosssignal-Bandbreite (large signal bandwidth)** genannt.

Wenn man für ein Sinus-Signal die Frequenz erhöht, kommt der Punkt wo die Ausgangs-Spannungsanstiegs-Geschwindigkeit nicht mehr ausreicht, um dem Sollwert zu folgen. Der Ausgang ändert nur mit der slew rate und erreicht den Sollwert der Amplitude nicht mehr.

Resultat für den gleichen Vorverstärker wie oben: $SR = 4.98V/383.63ns = 13V/\mu s$

Die slew rate ist der begrenzende Faktor und gleich gross wie bei der obigen Messung.



Welches ist nun die höchste Frequenz, bei der ein Sinus-Signal unverzerrt verstärkt werden kann? Die Steigung des Sinus ist im Nulldurchgang am höchsten und beträgt: $dU/dt = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_p$

Wenn man $dU/dt = SR$ setzt und auflöst nach der Frequenz erhält man:

$$f = SR / (2 \cdot \pi \cdot U_p)$$

Die maximale Frequenz f hängt also nicht nur von der slew rate SR , sondern auch von der Signal-Amplitude U_p am Ausgang ab.

Setzt man U_p auf den maximal möglichen Ausgangs-Spannungswert (ca. $V_{cc} - 1.5V$) erhält man die Leistungs-Bandbreite (full power bandwidth).

Laboraufgabe 9

Messen sie von einem Operationsverstärker die Leistungs-Bandbreite. Vergleichen sie die Werte mit dem Datenblatt.

Übungsaufgabe 9

In der Tabelle oben wurde der LT1007 mit dem LT1037 verglichen. Berechnen sie aus den slew-rate-Angaben für Ausgangsamplitude $\pm 13V$ die full power bandwidth. Stimmen die berechneten Werte mit den Angaben in der Tabelle überein?

Resultat

Ja, für beide Operationsverstärker lassen sich die slew rate und die full power bandwidth mit der hergeleiteten Formel ineinander umrechnen.

Übungsaufgabe 10

Kann der LM741 für einen Audio-Vorverstärker eingesetzt werden, wenn ein Ausgangssignal mit 5Vp Amplitude bei 20kHz nicht verzerrt werden darf?

Resultat

Nein, die slew rate reicht relativ knapp nicht aus.

3.10. Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (gain bandwidth product = unity gain bandwidth)

Sie wird auch **Kleinsignal-Bandbreite (small signal bandwidth)** genannt.

Der Operationsverstärker alleine hat eine sehr hohe Gleichspannungsverstärkung (open loop amplification = large signal voltage gain). Bereits um 100Hz beginnt sie proportional zur Frequenz zu sinken. Die Ursache ist der Frequenzgang-Kompensations-Kondensator in der Spannungsverstärkungsstufe. Dieser Kondensator ist notwendig, um die Stabilität des Operationsverstärkers als Spannungsfolger zu gewährleisten. Er bildet (wie die Miller-Kapazität) zusammen mit dem Ausgangs-Widerstand der Differenzverstärkerstufe einen RC-Tiefpass.

Durch die Gegenkopplung mit externen Widerständen wird diese open-loop-Verstärkung auf den in der Schaltung gewünschten Wert reduziert. Die nicht ausgenutzte Verstärkungsreserve dient dazu die Genauigkeit und die Linearität der Schaltung zu verbessern.

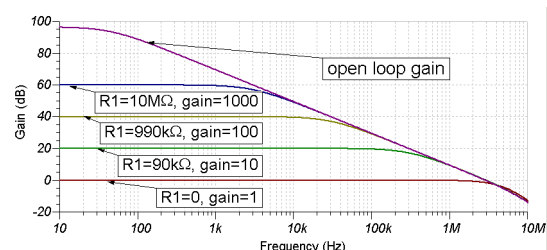
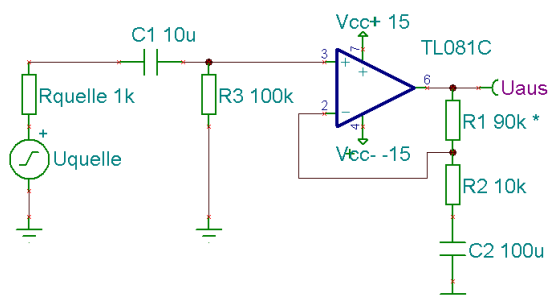
Messung

Der Amplitudengang (Verstärkung in Funktion der Frequenz) wird gemessen. Die Verstärkung wird dabei durch den kleineren von beiden Werten begrenzt: Dem open loop gain oder der extern mit Widerständen eingestellten Verstärkung.

Hinweis: Die Amplitude am Ausgang darf höchstens ca. 100mV betragen. Sonst misst man die slew rate statt dem gain bandwidth product.

Hinweis: Der Kondensator C2 verhindert, dass die input offset voltage bei hoher Verstärkung den Operationsverstärker in den Anschlag treibt.

Mit verschiedenen Widerstandswerten R1 kann gemäss der Formel $v_U = 1 + R1/R2$ die Verstärkung eingestellt werden. Bei tiefen Frequenzen stimmt die Verstärkung genau. Mit zunehmender Frequenz wird sie durch die open-loop-Verstärkung des Operationsverstärkers begrenzt. Z.B. ist 1000-fache Verstärkung nur bis ca. 3kHz möglich, 10-fache Verstärkung hingegen bis ca. 300kHz.



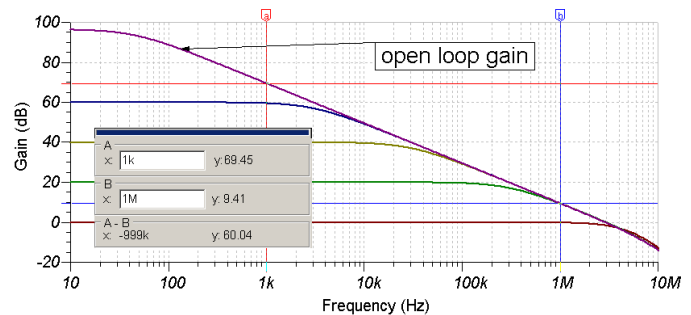
Diese Gesetzmässigkeit erlaubt die Charakterisierung mit einer einzigen Zahl: dem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (= gain bandwidth product = unity gain bandwith).

Cursor A: Gain = 69.45dB = 2968-fach
GBP = 2968·1kHz = 2.97MHz

Cursor B: Gain = 9.41dB = 2.95-fach
GBP = 2.95·1MHz = 2.95MHz

Schnittpunkt mit 0dB: Gain = 1-fach
GBP = 1·2.91MHz = 2.91MHz

Datenblatt: unity gain bandwidth = 3MHz



Übungsaufgabe 11

Kann der LM741 für einen Audio-Vorverstärker (20Hz bis 20kHz) mit 100-facher Verstärkung und kleiner Ausgangsamplitude eingesetzt werden?

Wie sieht es aus für 10-fache Verstärkung?

Was kann man tun, wenn 100-fache Verstärkung benötigt wird?

Resultat

Für 100-fache Verstärkung reicht das GBP von 1MHz nicht aus

Für 10-fache Verstärkung reicht das GBP von 1MHz aus. Es besteht noch eine 5-fache Reserve bezogen auf den typischen Wert.

Falls 100-fache Verstärkung benötigt wird, kann man einen schnelleren Operationsverstärker nehmen oder zwei 10-fach Verstärker in Serie schalten.

Hier sind noch zwei umfassende Übungsaufgaben:

Übungsaufgabe 12

Entwerfen sie eine Schaltung für einen Audio-Vorverstärker mit 30-facher Verstärkung, der mit einer 9V-Batterie betrieben werden kann. Bis zu einem Ausgangspegel von 2Vp an 600Ω Last soll der Vorverstärker linear arbeiten.

Gesucht ist eine passende Schaltung, inkl. Dimensionierung der Bauteile.

Aus der Tabelle im Anhang soll zu jedem Operations-Verstärker eruiert werden, ob er dafür geeignet ist oder nicht. Die Antworten sind zu begründen.

Musterlösung siehe Anhang

Übungsaufgabe 13

Das Signal einer Messbrücke muss für einen AD-Wandler-Eingang aufbereitet werden.

Messbrücke: ±20mV, mit ca. 2.5V Gleichtakt, Frequenz 0..1MHz, Quellenimpedanz ca. 10kΩ

AD-Wandler: Eingangsbereich 0..3.3V, Eingangsimpedanz > 10kΩ

Achtung: AD-Wandler wird zerstört, wenn der Eingang <-0.7 oder >4.0V wird

Versorgung: ideal wäre 5V single supply

Alternativ (Mehrkosten) kann ein Ladungspumpen-IC ±10V erzeugen.

Genauigkeit: Fehler < 1% des vollen Messbereichs.

Gesucht ist eine passende Schaltung, inkl. Dimensionierung der Bauteile.

Aus der Tabelle im Anhang soll zu jedem Operations-Verstärker eruiert werden, ob er dafür geeignet ist oder nicht. Die Antworten sind zu begründen.

Musterlösung siehe Anhang

4. Anhang

4.1. Tabellen mit typischen Operationsverstärker-Werten

In den folgenden Tabellen werden die Begriffe beschrieben.

Von einigen willkürlich ausgewählten Operationsverstärkern werden zur Veranschaulichung die Grenz- und Kennwerte angegeben.

Beachtlich ist, dass es möglich ist Operationsverstärker für den einen oder anderen Kennwert zu optimieren. Das heisst es gibt für praktisch jede Anwendung einen „idealen“ Operationsverstärker. Man muss ihn nur finden. Zum Glück gibt es bei den Herstellern und Distributoren Filter mit welchen die passenden Typen eingegrenzt werden können.

4.1.1. Grenzwerte (absolute maximum ratings)

Überschreiten dieser Werte (auch nur kurzzeitig) führt zur Zerstörung des Bauteils

Grösse	Beschreibung			TL081	LM741	LM324	LT1007	TLV2631	LT1226
Speisespannung supply voltage Vcc- und Vcc+		V _{CC+} V _{CC-}	V	±18	±18	±16 +32	±22	+6	±18
Eingangsspannungen input voltage range	muss innerhalb der Speisespannungen liegen	V _{ICR}	V	±15	±15	±16 0..32	±22	0..6	±18
Spannung zw. Eingängen differential input voltage	innerhalb der Speisespannungen	V _{ID}	V	±30	±30	±32	±44	±6	±6

4.1.2. Kennwerte (electrical characteristics)

Bei der Schaltungs-Dimensionierung muss unterschieden werden zwischen typischen und garantierten Maximal- und Minimal-Werten.

In der Tabelle sind die **typischen** Werte bei 25°C angegeben. Die garantierten **Maximalwerte sind oft eine Zehnerpotenz schlechter!**

Details und weitere Zahlenwerte (z.B. zur Temperatur-Abhängigkeit) können den jeweiligen Datenblättern entnommen werden.

dB ist ein Verhältnismass und kann in einen Faktor umgerechnet werden:

$$\text{dB} = 20 \cdot \log_{10}(\text{Faktor}) \quad \text{Faktor} = 10^{\text{dB}/20}$$

Je nach Datenblatt wird der Faktor angegeben oder ein dB-Wert. Z.B. ist $A_{VD} = 200\text{V/mV}$ gleichbedeutend mit $A_{VD} = 106\text{dB}$

Die speziellen Eigenschaften jedes Operationsverstärkers sind fett hervorgehoben.

Grösse	Beschreibung			TL081	LM741	LM324	LT1007	TLV2631	LT1226
Speisespannung supply voltage		V _{CC+} V _{CC-}	V	±4 ±18	bis ±18	±1.6..16 +3..32	±3..22	2.7..5.5	±2.5..15
Stromaufnahme supply current	ohne Last am Ausgang I _O = 0	I _{CC}	mA	1.4	1.7	1.5	2.7	0.7	7
Eingangs- Spannungsabstand zu Vcc- input voltage to negative rail	common mode input voltage range Spannung am Eingangstransistor	V _{ICR}	V	3	2	0 = rail	2.5	0 = rail	2
Eingangs- Spannungsabstand zu Vcc+ input voltage to positive rail	common mode input voltage range Spannung am Eingangstransistor	V _{ICR}	V	0 = rail	2	1.5	2.5	1	1

Grösse	Beschreibung			TL081	LM741	LM324	LT1007	TLV2631	LT1226
Eingangs-Fehlspannung input offset voltage	Differenz-Eingangs- spannung für Ausgangs- spannung = 0	V_{IO}	mV	3	5	2	0.02	0.25	0.3
Eingangs-Strom input bias current	Mittelwert der Eingangsströme	I_{IB}	nA	0.03	80	45	15	0.001	4
Eingangs-Fehlstrom input offset current	Differenz-Eingangs- strom für Ausgangs- spannung = 0	I_{IO}	nA	0.005	20	5	12	0.001	0.1
Eingangs- Widerstand input resistance	differentiell gemessen für kleine Eingangs- signale	r_i	M Ω	$10^{12}\Omega$ J-FET	2	?	?	$10^{12}\Omega$ CMOS	0.015
Eingangs-Rausch- spannung input voltage noise	wird je nach Beschaltung verstärkt	V_n	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	18	?	?	2.5	50	2.6
Eingangs-Rausch- strom input current noise	wird je nach Beschaltung verstärkt	I_n	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0.01	?	?	0.4	0.001	1.5
Gleichtakt- Unterdrückung common mode rejection ratio	Gleichtaktsignal wirkt wie ein um diesen Faktor kleineres Differenz- Eingangssignal	CMRR	dB	86	90	100	126	100	103
Speisesp.- Unterdrückung power supply rejection ratio	Speisespannungs- Schwankung wirkt wie ein um diesen Faktor kleineres Differenz- Eingangssignal	PSRR	dB	86	96	85	126	90	110
Spannungs- verstärkung large signal voltage gain	gemessen mit Gleichspannung ohne externe Beschaltung	A_{VD}	V/mV	200	200	100	20'000	100	150
Ausgangs- Spannungsabstand zu V_{CC} - output voltage to negative rail	output voltage swing Spannungsabfall am Ausgangstr.	V_{OM}	V	1.5	1	0 = rail	1.5	0 = rail	1.7
Ausgangs- Spannungsabstand zu V_{CC+} output voltage to positive rail	output voltage swing Spannungsabfall am Ausgangstr.	V_{OM}	V	1.5	1	2	1.5	0 = rail	1.7
Ausgangs- Widerstand output resistance	gemessen mit Gleichspannung ohne externe Beschaltung	R_O	Ω	200?	?	?	70	?	3
Ausgangs-Strom output current	Kurzschlussstrom- Begrenzung ist ca. das doppelte	I_O	mA	± 20	± 25	± 20	± 25	± 28	± 40
Ausgangs- Spannungs- anstiegs- geschwindigkeit slew rate	begrenzte Geschwindigkeit der Spannungs- verstärkerstufe	SR	V/ μs	13	0.5	0.4	2.5	6	400
Verstärkungs- Bandbreite-Produkt unity gain bandwidth	begrenzte Geschwindigkeit der Differenz- verstärkerstufe	B1	MHz	3	1	1	8	9	1000
Technologie				BiFET	Bipolar	Bipolar	Bipolar	CMOS	Bipolar
Preis in CHF	Stand 2010			0.40	0.40	0.30	3.-	2.-	6.-

4.2. Detaillierte Lösungen zu den Übungsaufgaben

Übungsaufgabe 1

Berechnen sie $U_{aus} = f(U_{ein1}, U_{ein2})$, wenn die vier Widerstände gegeben sind.

Simulationen: LTspice: [Subtrahierer.asc](#)

TINA: [Subtrahierer.tsc](#)

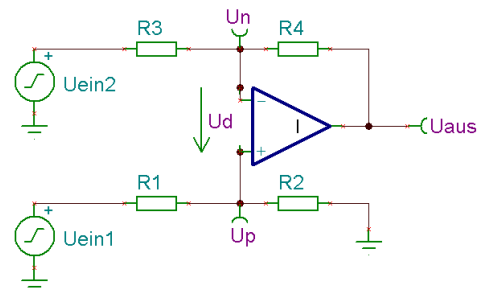
Vorgehen gemäss Rezept

1. $U_p = U_{ein1} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$
mit Spannungsteilerregel
2. $U_n = U_{aus} + (U_{ein2} - U_{aus}) \cdot R_4 / (R_3 + R_4)$
mit Spannungsteilerregel
3. $U_n = U_p \Rightarrow U_d = 0$
 U_{aus} verändert sich, bis diese Bedingung erfüllt ist
 $U_{aus} + (U_{ein2} - U_{aus}) \cdot R_4 / (R_3 + R_4) = U_{ein1} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$
4. $U_{aus} \cdot (1 - R_4 / (R_3 + R_4)) = U_{ein1} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) - U_{ein2} \cdot R_4 / (R_3 + R_4)$ Gl.system aufl.
 $U_{aus} = U_{ein1} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4) / R_3 - U_{ein2} \cdot R_4 / R_3$

Wenn $R_3 = R_1$ und $R_4 = R_2$ gesetzt wird, liegt ein klassischer Subtrahierer vor. Überprüfen sie, ob die resultierende Formel stimmt: $U_{aus} = R_2 / R_1 \cdot (U_{ein1} - U_{ein2})$

$R_3 = R_1$ und $R_4 = R_2$ eingesetzt ergibt, wie erwartet: $U_{aus} = R_2 / R_1 \cdot (U_{ein1} - U_{ein2})$

Subtrahierer



Übungsaufgabe 2

Berechnen sie die Spannungsverstärkung $v_U = U_{aus} / U_{ein}$ für beide Schalterpositionen.

Simulationen: LTspice: [Vorzeichen.asc](#)

TINA: [Vorzeichen.tsc](#)

Am einfachsten rechnet man beide Schalterpositionen separat durch.

Vorgehen gemäss Rezept für Schalter „unten“

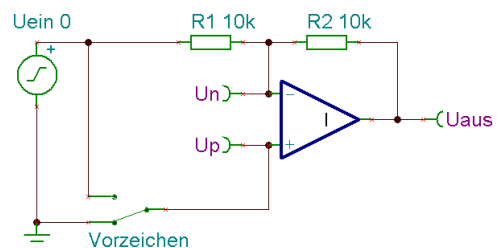
1. $U_p = 0$
2. $U_n = U_{aus} + (U_{ein} - U_{aus}) \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$
 $U_n = U_{aus} \cdot R_1 / (R_1 + R_2) + U_{ein} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$
3. $U_{aus} \cdot R_1 / (R_1 + R_2) + U_{ein} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 0$
4. $U_{aus} = -U_{ein} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) / R_1 \cdot (R_1 + R_2) = -U_{ein} \cdot R_2 / R_1$
5. $v_U = U_{aus} / U_{ein} = -R_2 / R_1 = -1$, wenn $R_2 = R_1$

Vorgehen gemäss Rezept für Schalter „oben“

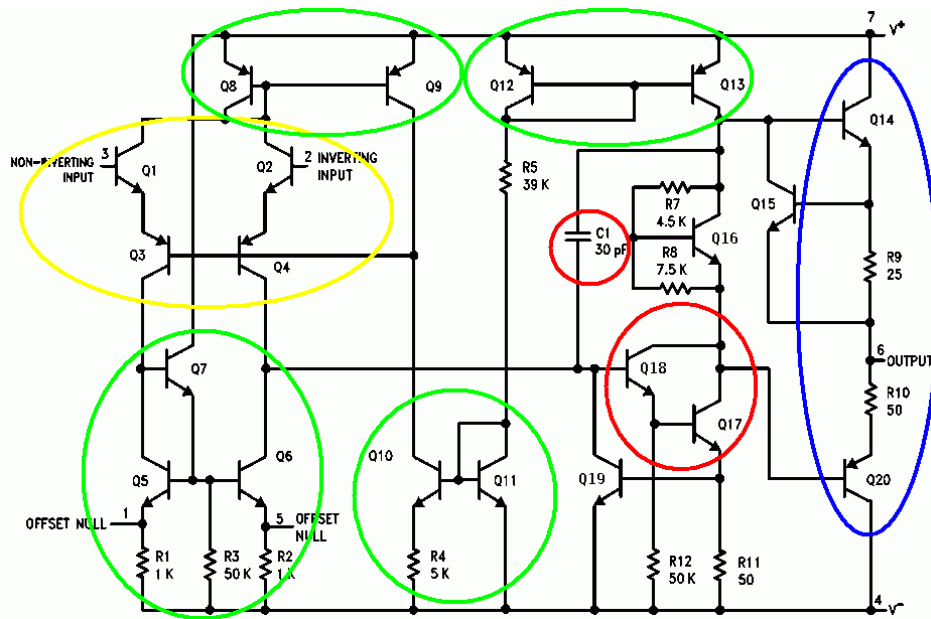
1. $U_p = U_{ein}$
2. $U_n = U_{aus} + (U_{ein} - U_{aus}) \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = U_{aus} \cdot R_1 / (R_1 + R_2) + U_{ein} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$
3. $U_{aus} \cdot R_1 / (R_1 + R_2) + U_{ein} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = U_{ein}$
4. $U_{aus} = U_{ein} (1 - R_2 / (R_1 + R_2)) / R_1 \cdot (R_1 + R_2) = U_{ein} \cdot R_1 / R_1$
5. $v_U = U_{aus} / U_{ein} = R_1 / R_1 = 1$

Mit dem Schalter kann also das Signal wahlweise invertiert werden.

Vorzeichen wechseln



Übungsaufgabe 3



Markieren sie im Schema des LM741 (Quelle: Hersteller-Datenblatt) den Differenz- (gelb), den Spannungs- (rot) und den Stromverstärker (blau), sowie Stromquellen (gibt es hier nicht) und -spiegel (grün).

Mit welchem Element wird der Strom für alle Stromspiegel festgelegt? Der Strom durch R5 wird über die 4 Stromspiegel proportional an alle Schaltungsteile weitergegeben. Der Strom durch R5 ist ungefähr proportional zur Versorgungsspannung.

Der Ausgang des Differenzverstärkers wird nicht über einen Collector-Widerstand, sondern über Q4 ausgekoppelt. Erklären sie wie das funktioniert. Q3 und Q4 arbeiten in Basis-Schaltung. Es folgt $ICQ3 \approx IEQ3 \approx IEQ1 \approx ICQ1$ und $ICQ4 \approx IEQ4 \approx IEQ2 \approx ICQ2$. Der Stromspiegel gebildet aus Q5, Q6 und Q7 hat einen hohen Innenwiderstand, was zu einer hohen Spannungsverstärkung bereits bei der Eingangstufe führt.

Was ist die Aufgabe von Q16? Q16 erzeugt zusammen mit R7 und R8 die Basis-Vorspannung für die Einstufen-Transistoren Q14 und Q20. Sie arbeitet also als Klasse AB-Endstufe mit kleinem Ruhestrom bei Ausgangsspannung = 0.

Wie funktioniert die Kurzschlussstrom-Begrenzung für Q14 und wie jene für Q20? Bei grossem Ausgangsstrom schaltet der Spannungsabfall an R9 Q15 ein, welcher dem Q14 Basisstrom entzieht. Proportional zum Emitterstrom durch Q20 ist der Basisstrom welcher via Q17 einen proportionalen Spannungsabfall an R11 erzeugt. Bei grossem Ausgangsstrom beginnt so Q19 zu leiten, welcher via Q18 und Q17 dem Q20 Basisstrom entzieht.

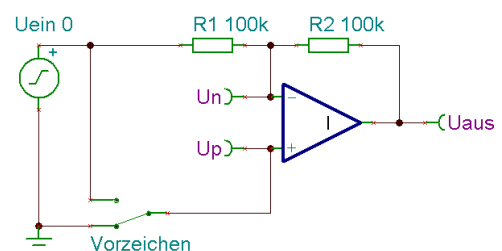
Übungsaufgabe 4

Bekannt sind diese Werte aus dem Operationsverstärker-Datenblatt:

- input offset voltage = 5mV
- input bias current = 80nA
- input offset current = 20nA

Berechnen sie (für $U_{ein} = 0$):

- Einfluss der input offset voltage alleine
 $U_p = 0$ $U_n = U_{aus} \cdot R1 / (R1 + R2)$
 $U_d = U_p - U_n = 5mV$ $U_n = -5mV$
 $U_{aus} = -5mV / (R1 + R2) / R1 = -10mV$

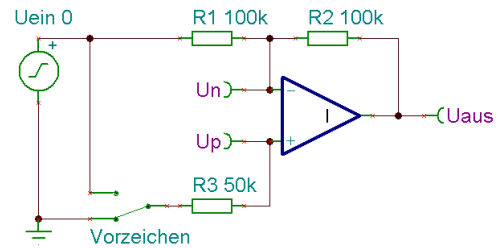


- Einfluss des input bias currents alleine
 $U_p = U_n = 0$ $I_n = 80\text{nA}$
 $U_{aus} = I_n \cdot R_2 = 8\text{mV}$

Berechnen sie (für $U_{ein} = 0$):

- Einfluss der input offset voltage alleine
 Keine Änderung zu oben: $U_{aus} = -10\text{mV}$

- Einfluss der Eingangsströme alleine
 mit $I_n = I_p = \text{inputBiasCurrent}$
 $U_p = -I_p \cdot R_3$ $I_n = -U_n/R_1 + (U_{aus} - U_n)/R_2$
 $U_n \cdot (1/R_1 + 1/R_2) = U_{aus}/R_2 - I_n$
 $U_n = (U_{aus}/R_2 - I_n) / (1/R_1 + 1/R_2)$
 $U_p = U_n$ $-I_p \cdot R_3 = (U_{aus}/R_2 - I_n) / (1/R_1 + 1/R_2)$
 $-I_p \cdot R_3 \cdot (1/R_1 + 1/R_2) = U_{aus}/R_2 - I_n$
 $U_{aus} = R_2 \cdot (I_n - I_p \cdot R_3 \cdot (1/R_1 + 1/R_2))$
 Zahlen einsetzen: $U_{aus} = 0$



- Einfluss der Eingangsströme alleine
 $I_n = \text{inputBiasCurrent} - \text{InputOffsetCurrent}/2$
 $I_p = \text{inputBiasCurrent} + \text{InputOffsetCurrent}/2$
 Formel von oben: $U_{aus} = R_2 \cdot (I_n - I_p \cdot R_3 \cdot (1/R_1 + 1/R_2))$
 Zahlen einsetzen: $U_{aus} = -2\text{mV}$
- Was wurde verbessert?
 Auf die input offset voltage hat R_3 keinen Einfluss.
 R_3 eliminiert den Fehler des input bias current vollständig.
 Es bleibt nur der Einfluss des wesentlich kleineren input offset currents.
- Ist der Widerstandswert für R_3 richtig?
 Einsetzen von $I_n = I_p$ und $U_{aus} = 0$ in $U_{aus} = R_2 \cdot (I_n - I_p \cdot R_3 \cdot (1/R_1 + 1/R_2))$ ergibt
 $0 = 1 - R_3 \cdot (1/R_1 + 1/R_2)$ $R_3 = 1 / (1/R_1 + 1/R_2) = R_1 || R_2$
 Allgemein gilt: die Impedanzen von den Eingängen her gesehen müssen gleich sein.

Übungsaufgabe 5

Berechnen sie die Rausspannung eines $1\text{M}\Omega$ -Widerstandes für den Audio-Frequenzbereich von 20Hz bis 20kHz.

Einsetzen in die Formel: $U_{noise} = 18\mu\text{V}$

Wie gross ist zum Vergleich die Eingangs-Rausspannung des Operationsverstärkers TL081 für den Audio-Frequenzbereich von 20Hz bis 20kHz. Tipp: Ein Datenblatt-Auszug befindet sich weiter hinten im Kapitel.

Aus Rausspannungs-Dichte = $18\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ folgt: $U_{noise} = 18\text{nV} \cdot \sqrt{(20000-20)\text{Hz}} = 2.5\mu\text{V}$, also viel weniger als der hochohmige Widerstand.

Übungsaufgabe 6

Welcher Widerstand hat die selbe Leerlauf-Rauschspannungsdichte wie der Eingang des Operationsverstärkers LT1007?

Auflösen nach R und einsetzen von $\Delta f = 1\text{Hz}$ ergibt: $R = (2.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 / (4 \cdot k_B \cdot T \cdot 1\text{Hz}) = 377\Omega$

Welcher Widerstand hat die selbe Kurzschluss-Rauschstromdichte wie der Eingang des Operationsverstärkers LT1007?

Auflösen nach R und einsetzen von $\Delta f = 1\text{Hz}$ ergibt: $R = (4 \cdot k_B \cdot T \cdot 1\text{Hz}) / (0.4\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}})^2 = 104\text{k}\Omega$

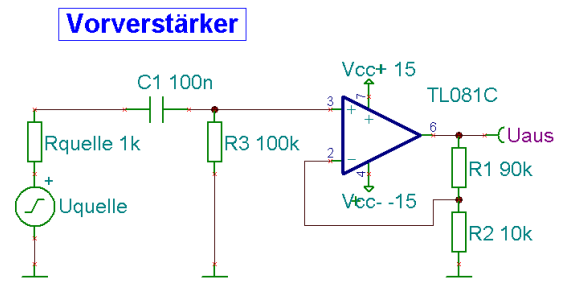
Welche Schlussfolgerung ziehen sie daraus?

Wenn der am Eingang angeschlossene Widerstand unter 377Ω liegt, ist das Spannungsrauschen des Operationsverstärkers dominant. In diesem Bereich ist das Rauschen minimal. Über $104k\Omega$ dominiert das Stromrauschen des Operationsverstärkers. Dieser Bereich muss vermieden werden. Fall schaltungstechnisch ein so grosser Widerstand notwendig ist, sollte ein anderer Operationsverstärker gewählt werden. Zwischen 377Ω und $104k\Omega$ ist das Widerstandsrauschen dominant.

Übungsaufgabe 7

Berechnen sie den Effektivwert der Rauschspannung am Ausgang des abgebildeten Vorverstärkers für den Audio-Frequenzbereich von 20Hz bis 20kHz.

Tipp: Berechnen sie die Anteile des Operationsverstärkers und der Widerstände je separat. Resultat = Teil-Spannungen quadrieren, aufsummieren und Wurzelziehen. Das ist möglich, weil die Schaltung linear ist und die Rauschsignale unkorreliert sind.



Simulationen: LTspice: [VorverstaerkerRauschen.asc](#) TINA: [Vorverstaerker.tsc](#)

R_{Quelle} und $R3$ sind signal-mässig parallel = $1k\Omega$:

Das Signal wird noch 10-fach verstärkt:

$$U_{noise} = 0.6\mu V$$

$$U_{aus} = 10 \cdot 0.6\mu V = 6\mu V$$

$R2$: Einsetzen in die Formel:

Das Signal wird noch 10-fach verstärkt:

$$U_{noise} = 1.8\mu V$$

$$U_{aus} = 10 \cdot 1.8\mu V = 18\mu V$$

$R1$: Einsetzen in die Formel:

$$U_{aus} = 6\mu V$$

Spannungsrauschen des Operationsverstärkers

Das Signal wird noch 10-fach verstärkt:

$$U_{noise} = 2.5\mu V$$

$$U_{aus} = 10 \cdot 2.5\mu V = 25\mu V$$

Stromrauschen des Operationsverstärkers

erzeugt an der Impedanz $R2 + R_{Quelle} || R3 = 101k\Omega$

Das Signal wird noch 10-fach verstärkt:

$$I_{noise} = 1.4pA$$

$$U_{noise} = 0.14\mu V$$

$$U_{aus} = 10 \cdot 0.14\mu V = 1\mu V$$

Total Rauschspannung am Ausgang:

$$U_{aus} = \sqrt{(6^2 + 18^2 + 6^2 + 25^2 + 1^2)}\mu V = 32\mu V$$

Zur Kontrolle: Die LTspice-Simulation ergibt $25\mu V$ Rauschen.

Wie könnte das Rauschen vermindert werden?

Um das Rauschen zu verringern, muss bei der grössten Komponente angesetzt werden, also beim Spannungsrauschen des Operationsverstärkers => besserer Typ muss gewählt werden. Die nächstgrössere Komponente stammt vom Widerstand $R2$. Wenn man $R2 = 1k\Omega$ und $R1 = 9k\Omega$ wählt, reduziert sich das Rauschen auf $26\mu V$ (Die LTspice-Simulation ergibt $19\mu V$).

Achtung: Verkleinern von $R3$ bringt nichts, da das Rauschen dieses Widerstandes von R_{Quelle} praktisch kurzgeschlossen wird. Im Gegenteil: Wenn $R3 = 1k\Omega$ gewählt würde, hätte man am Operationsverstärker-Eingang nur das halbe Signal => signal-to-noise-ratio 6dB schlechter.

Übungsaufgabe 8

Der Vorverstärker wird von einem unstabilisierten Netzgerät versorgt. Auf den Speisespannungen ist ein Brumm mit je 2Vpp Amplitude überlagert.

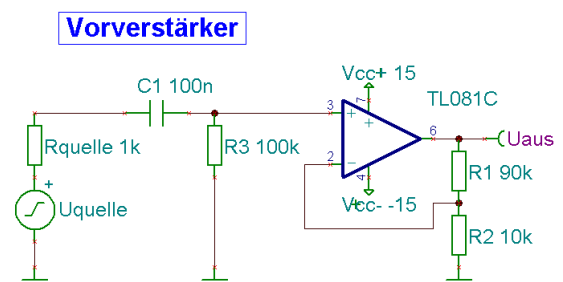
Wie viel Brumm erwartet man am Ausgang?

Simulation: LTspice: [VorverstaerkerBrumm.asc](#)

PSRR = 86dB umrechnen in Faktor =>

$$PSR = 10^{86/20} = 20'000$$

$$U_{ein} = 2 \cdot 2V_{pp} / 20000 = 0.2mV_{pp}$$



$$U_{aus} = U_{ein} \cdot (1 + R1/R2) = 2mV_{pp}$$

Übungsaufgabe 9

In der Tabelle oben wurde der LT1007 mit dem LT1037 verglichen. Berechnen sie aus den slew-rate-Angaben für Ausgangsamplitude $\pm 13V$ die full power bandwidth. Stimmen die berechneten Werte mit den Angaben in der Tabelle überein?

LT1007: Einsetzen in die Formel: $f = SR/(2 \cdot \pi \cdot U_p) = 2.5V/\mu s / (2 \cdot \pi \cdot 13V) = 31kHz$ stimmt überein

LT1037: Einsetzen in die Formel: $f = SR/(2 \cdot \pi \cdot U_p) = 15V/\mu s / (2 \cdot \pi \cdot 13V) = 184kHz$ stimmt überein

Übungsaufgabe 10

Kann der LM741 für einen Audio-Vorverstärker eingesetzt werden, wenn ein Ausgangssignal mit 5Vp Amplitude bei 20kHz nicht verzerrt werden darf?

$$SR = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_p = 2 \cdot \pi \cdot 20kHz \cdot 5V = 0.6V/\mu s$$

Im Datenblatt wird $0.5V/\mu s$ als typischer Wert angegeben. Da einige Exemplare schlechter sind, als der typische Wert lautet die Antwort: nein (bis ca. 2Vp könnte er verwendet werden).

Übungsaufgabe 11

Kann der LM741 für einen Audio-Vorverstärker (20Hz bis 20kHz) mit 100-facher Verstärkung und kleiner Ausgangsamplitude eingesetzt werden?

Benötigtes GBP = $20kHz \cdot 100 = 2MHz$ ist grösser als GBP(LM741) = 1MHz => ungeeignet

Wie sieht es aus für 10-fache Verstärkung?

Benötigtes GBP = $20kHz \cdot 10 = 0.2MHz$ ist 5-mal kleiner als GBP(LM741) = 1MHz => ok

Was kann man tun, wenn 100-fache Verstärkung benötigt wird?

Schnelleren Operationsverstärker nehmen oder zwei 10-fach Verstärker in Serie schalten.

Übungsaufgabe 12

Entwerfen sie eine Schaltung für einen Audio-Vorverstärker mit 30-facher Verstärkung, der mit einer 9V-Batterie betrieben werden kann. Bis zu einem Ausgangspegel von 2Vp an 600Ω Last soll der Vorverstärker linear arbeiten.

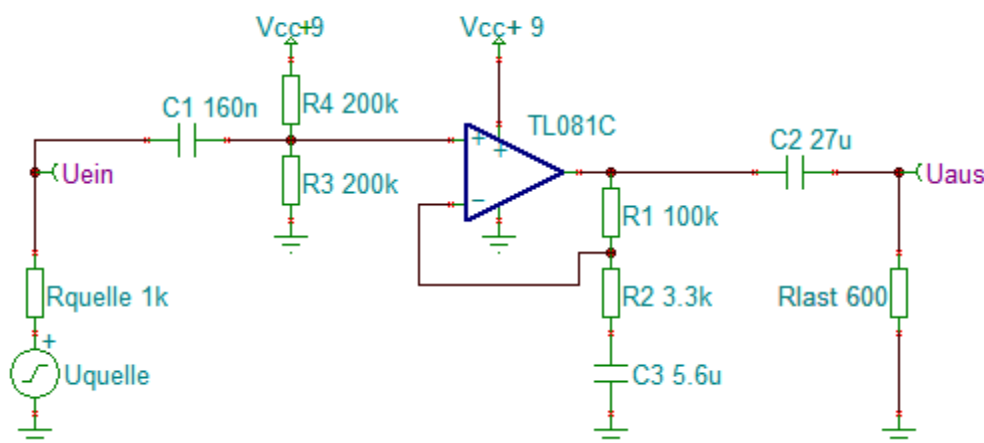
Gesucht ist eine passende Schaltung, inkl. Dimensionierung der Bauteile.

Aus der Tabelle im Anhang soll zu jedem Operations-Verstärker eruiert werden, ob er dafür geeignet ist oder nicht. Die Antworten sind zu begründen.

Das ist mein Schaltungsvorschlag (es gibt aber viele andere richtige Lösungen):

Simulationen: LTspice: [AudioVorverstaerker.asc](#) TINA: [AudioVorverstaerker.tsc](#)

Audio-Vorverstärker mit single-supply-Speisung



Wegen der Speisung mit einer Batterie wird ein DC-Offset für das Signal benötigt.

Dimensionierung:

$$v_U = 30 = 1 + R1/R2 \Rightarrow R1 = 29 \cdot R2$$

$$\text{Wahl: } R1 = 100k\Omega, R2 = 3.3k\Omega$$

Die Wahl ist einigermassen willkürlich: problemlose Werte liegen zwischen ca. $1k\Omega$ und $100k\Omega$. Grössere Werte verschlechtern das Rauschen. Kleinere Werte benötigen ein grösseres C3.

$$R3||R4 = R1 \text{ minimiert den Einfluss des input bias current. Wahl: } R3 = R4 = 200k\Omega$$

Die Kondensatoren C1, C2 und C3 sind Teil von RC-Hochpässen. Da drei Tiefpässe in Serie geschaltet sind, wird deren Grenzfrequenz auf etwa die Hälfte der tiefsten Signal-Frequenz ($f_{\text{audio}} = 20\text{Hz}$ bis 20kHz) festgelegt.

$$\text{Wahl: } f_g = 20\text{Hz}/2 = 10\text{Hz}$$

$$C1 = 1/(2 \cdot \pi \cdot 10\text{Hz} \cdot R3||R4) = 159\text{nF}$$

$$\text{Wahl: } C1 = 160\text{nF}$$

$$C2 = 1/(2 \cdot \pi \cdot 10\text{Hz} \cdot R_{\text{last}}) = 27\mu\text{F}$$

$$\text{Wahl: } C2 = 27\mu\text{F}$$

$$C3 = 1/(2 \cdot \pi \cdot 10\text{Hz} \cdot R2) = 4.8\mu\text{F}$$

$$\text{Wahl: } C3 = 5.6\mu\text{F}$$

Geeignete Operationsverstärker:

input offset voltage, input bias und input offset current sind bei AC-Signal kein Thema.

CMRR und PSRR sind bei Batteriespeisung und AC-Signal irrelevant.

Bezüglich Rauschen ist in der Aufgabe nichts spezifiziert.

	TL081	LM741	LM324	LT1007	TLV2631	LT1226
single supply: 9V	ja	ja?	ja	ja	nein	ja
common mode input voltage range: ca. 4V bis 5V	ja	ja	ja	ja	ja	ja
output voltage swing: ca. 2.5V bis 6.5V	ja	ja	ja	ja	ja	ja
$SR = 2 \cdot \pi \cdot 20\text{kHz} \cdot 2\text{V} = 0.25\text{V}/\mu\text{s}$	ja	ja	ja	ja	ja	ja
$GBP = 20\text{kHz} \cdot 30 = 600\text{kHz}$	ja	ja	ja	ja	ja	ja

Fazit: Alle Operationsverstärker können eingesetzt werden, ausser dem TLV2631.

Empfehlung: LM324 (am billigsten) oder TL081 (hochohmig und kleiner Stromverbrauch)

Übungsaufgabe 13

Das Signal einer Messbrücke muss für einen AD-Wandler-Eingang aufbereitet werden.

Messbrücke: $\pm 20\text{mV}$, mit ca. 2.5V Gleichtakt, Frequenz $0..1\text{MHz}$, Quellenimpedanz ca. $10k\Omega$

AD-Wandler: Eingangsbereich $0..3.3\text{V}$, Eingangsimpedanz $> 10k\Omega$

Achtung: AD-Wandler wird zerstört, wenn der Eingang < -0.7 oder $> 4.0\text{V}$ wird

Versorgung: ideal wäre 5V single supply

Alternativ (Mehrkosten) kann ein Ladungspumpen-IC $\pm 10\text{V}$ erzeugen.

Genauigkeit: Fehler $< 1\%$ des vollen Messbereichs.

Gesucht ist eine passende Schaltung, inkl. Dimensionierung der Bauteile.

Aus der Tabelle im Anhang soll zu jedem Operations-Verstärker eruiert werden, ob er dafür geeignet ist oder nicht. Die Antworten sind zu begründen.

Schaltungs-Topologie:

Wegen dem Gleichtakt-Anteil auf dem Signal muss eine Subtrahierschaltung oder ein Instrumentenverstärker gewählt werden.

Das Ausgangssignal benötigt einen Offset von $3.3\text{V}/2 = 1.65\text{V}$

Die Verstärkung berechnet sich zu $3.3\text{V}/\pm 20\text{mV} = 3.3\text{V}/40\text{mV} = 82.5$

Die Eingangs-Impedanz muss mindestens das 100-fache der Quellenimpedanz betragen, um das Signal nicht zu verfälschen.

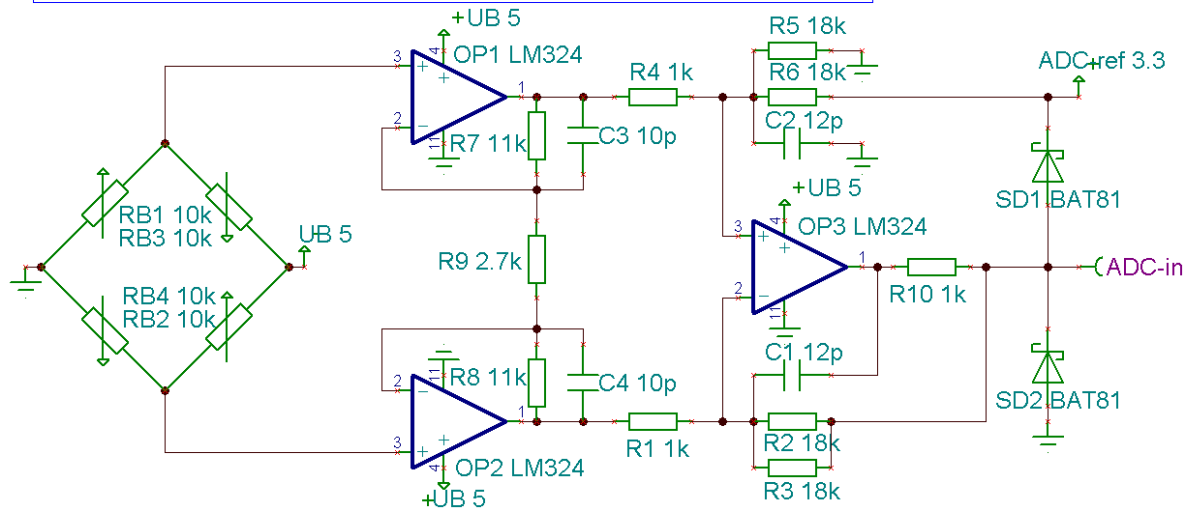
Ein Subtrahierverstärker mit 82.5-facher Verstärkung mit $1\text{M}\Omega$ Eingangs-Impedanz kann kaum sinnvoll gebaut werden, weil Widerstände im 2-stelligen $\text{M}\Omega$ -Bereich nötig wären. Es bleibt also nur der Instrumentenverstärker übrig.

Der Eingang des AD-Wandlers muss vor Überspannung vom Operationsverstärker-Ausgang geschützt werden.

Hier ist das Schema des Instrumentenverstärkers (= eine mögliche Lösung):
Achtung: LM324 ist ungeeignet, da zu langsam für 1MHz: siehe weiter unten.

Simulationen: LTspice: [Messbruecke.asc](#) TINA: [Messbruecke.tsc](#)

Messbrücke > Instrumenten-Verstärker > AD-Wandler



Dimensionierung:

Der Eingangssignal-Bereich von $\pm 20\text{mV}$ soll auf den Bereich **0 bis 3.3V** abgebildet werden.

Es wird also am Ausgang ein **Offset** von $3.3\text{V}/2 = 1.65\text{V}$ benötigt. Er wird mit den Widerständen R5 und R6 (anstelle einer Virtuellen Masse) erzeugt.

Die geforderte **Verstärkung** von $3.3\text{V}/40\text{mV} = 82.5\text{-fach}$ wird gleichmässig auf beide Stufen aufgeteilt, das gibt die geringsten Anforderungen an die Geschwindigkeit des Operationsverstärkers.

$$V_{U\ 1.\text{Stufe}} = 1 + (R7 + R8)/R9 = 9.15 \quad V_{U\ 2.\text{Stufe}} = (R2 || R3)/R1 = 9.00 \quad V_{U\ \text{total}} = 82.3$$

Die **Widerstandswerte** wurden relativ niedrig gewählt, um das Rauschen zu minimieren.

Die Dioden SD1 und SD2 garantieren, dass die **Spannung am ADC-Eingang** im erlaubten Bereich bleibt. Der Widerstand R10 begrenzt den Strom, der über SD1 in die ADC-Referenz fließt, wenn der Operationsverstärker-Ausgang über ca. 3.5V oder unter 0V ist. Wieviel Strom der **ADC-Referenz** zugemutet werden darf, muss aus dem **ADC-Datenblatt** herausgelesen werden. Für R10 gilt:

$$R10 < U_{\text{Operationsverstärker_maximal}} / I_{\text{ADC-Referenz_maximal}}$$

Falls der ADC-Eingang eine kapazitive Last darstellt, könnte der Operationsverstärker zu **schwingen** beginnen. Bei tiefen Frequenzen wirken C1 und C2 nicht und am ADC-Eingang erscheint die 82.5-fach verstärkte Spannung. Bei hohen Frequenzen wird die Verstärkung des Subtrahierers durch C1 und C2 begrenzt (RC-Tiefpässe) und die kapazitive Last des ADC-Eingangs ist über R10 vom Operationsverstärker abgekoppelt.

Vor dem ADC muss ein **Anti-Aliasing-Filter** vorgesehen werden. Mit den RC-Tiefpässen C1·(R2||R3), C2·(R5||R6), C3·R7 und C4·R8 entsteht, praktisch ohne Mehraufwand, ein Tiefpassfilter 2. Ordnung. Ein weiterer Kondensator parallel zu SD2 würde die Ordnung fast zum Nulltarif um 1 erhöhen. Die Grenzfrequenz der einzelnen RC-Filter wurde auf 1.55MHz gelegt $f_g = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)$, um 1MHz Grenzfrequenz für die Gesamtschaltung zu erhalten.

Geeignete Operationsverstärker:

Eingangstrom vernachlässigbar bei $1\text{k}\Omega$ und symmetrischer Schaltung.

PSRR ist irrelevant, da die Speisung stabilisiert ist.

CMRR spielt eine untergeordnete Rolle, da Signal in der Mitte der Messbrückenspeisung ist
Bezüglich Rauschen ist in der Aufgabe nichts spezifiziert.

	TL081	LM741	LM324	LT1007	TLV2631	LT1226
single supply: 5V	nein	nein	ja	nein	ja	ja
symmetrische Speisung mit $\pm 10V$	ja	ja	ja	ja	nein	ja
common mode input voltage range: falls single supply: bei ca. 2.5V	-	-	ja	-	ja	ja
output voltage swing: falls single supply: 0 bis 3.3V	-	-	knapp	-	ja	nein
input offset voltage: $< 0.2mV$	Abgleich	Abgleich	nein	ja	fast	fast
$SR = 2 \cdot \pi \cdot 1MHz \cdot 1.65V = 10V/\mu s$	ja	nein	nein	nein	fast	ja
$GBP = 1MHz \cdot \sqrt{82.5} = 9MHz$ $\sqrt{82.5} = \text{Verstärkung pro Stufe}$	nein	nein	nein	knapp	ja	ja

Fazit: Der TLV2631 kann mit single supply eingesetzt werden, aber SR und input offset voltage ist knapp nicht und GBP nur knapp ausreichend. Der LT1226 wäre mit symmetrischer Speisung möglich, aber der Operationsverstärker ist teuer und die Kosten für die Ladungspumpe kommen dazu.

Empfehlung: Einen besser geeigneten Operationsverstärker suchen.

4.3. Literaturhinweise, Links und Software

Ralf Kories, Heinz Schmidt-Walter
Taschenbuch der Elektrotechnik: Grundlagen und Elektronik
 Verlag Harri Deutsch, 777 Seiten, Fr. 48.-, 8. Auflage, 2008
 ISBN: 978-3-8171-1830-4
 Kapitel 8.6 Operationsverstärker

Ekbert Hering, Klaus Bressler, Jürgen Gutekunst
Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler
 Springer-Verlag, 676 Seiten, Fr. 76.-, 5. Auflage, 2005
 ISBN: 978-3540243090
 Kapitel 8.2 Operationsverstärker

<http://www.elektronik-kompodium.de/>

Das Elektronik-Kompodium ist ein umfangreiches, leicht verständliches Online-Nachschlagewerk.

Online-Datenblätter elektronischer Bauteile: <http://www.datasheetcatalog.com/>

LTspice

is a high performance Spice III simulator, schematic capture and waveform viewer with enhancements and models for easing the simulation of switching regulators.
 Windows- und Linux-SW, gratis Download, vom Halbleiter-Hersteller Linear Technology,
<http://www.linear.com/designtools/software/>
 Hier ist eine Anleitung (inkl. Library, mit den in den Elektronik-Grundkursen der ZHAW eingesetzten Halbleiter) http://www.zhaw.ch/~hhr/LTspice/LTspice_Einfuehrung.pdf

TINA Design Suite

Analyse, Design & Echtzeit-Test von analogen, digitalen, VHDL- und gemischten elektronischen Schaltkreisen und deren Layouts.
 Windows-SW, Studenten-Version 59€, <http://www.tina.com/>

4.4. Lernziele

Ohne schriftliche Unterlagen können die Studierenden

- Schaltungen mit idealen Operationsverstärkern analysieren und dimensionieren.
- folgende Begriffe definieren: common mode input voltage range, rail-to-rail input, single supply, virtual ground, input offset voltage, input bias current, input offset current, common mode rejection ratio, power supply rejection ratio, output voltage swing, rail-to-rail output, slew rate, unity gain bandwidth und full power bandwidth.
- folgende Merkmale messtechnisch bestimmen: common mode input voltage range, input offset voltage, input bias current, input offset current, common mode rejection ratio, power supply rejection ratio, output voltage swing, slew rate, unity gain bandwidth und full power bandwidth.
- den Einfluss folgende Merkmale auf das Ausgangssignal berechnen: input offset voltage, input bias current, input offset current, common mode rejection ratio, power supply rejection ratio, slew rate, unity gain bandwidth und full power bandwidth.
- die dominante Nicht-Idealität für eine konkrete Schaltung mit einem bestimmten Operationsverstärker ermitteln und Lösungsvorschläge machen.
- den prinzipiellen Aufbau eines Operationsverstärkers skizzieren und die Aufgabe der einzelnen Funktionsblöcke darlegen.

Mit Hilfe dieses Skripts können die Studierenden

- aus dem Datenblatt folgende Werte herauslesen oder aus den gegebenen Werten ableiten: common mode input voltage range, Eignung für single supply, input offset voltage, input bias current, input offset current, input voltage noise, input current noise, common mode rejection ratio, power supply rejection ratio, output voltage swing, slew rate, unity gain bandwidth und full power bandwidth.
- die Diagramme aus dem Datenblatt korrekt interpretieren und in einen Zusammenhang zu den tabellarischen Werten stellen.
- begründen, ob ein Operationsverstärker für eine gegebene Schaltung mit definierten Signalen geeignet ist.
- eine Stromquelle oder einen Stromspiegel analysieren und dimensionieren.