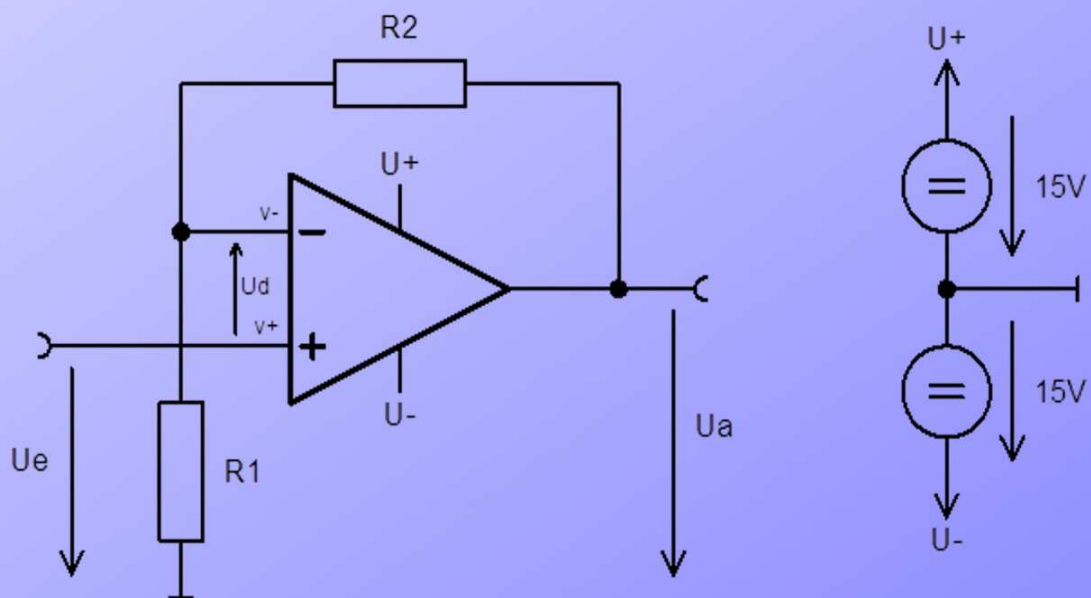


Udo John

- Elektronik II -

- Operationsverstärker -



www.lmt-verlag.de

Haben Sie Anregungen oder Kritikpunkte zu diesem Script?
Dann senden Sie bitte eine E-Mail an info@lmt-verlag.de!
Der Autor freut sich auf eine Rückmeldung.

Alle Rechte vorbehalten. Kein Teil des Werkes darf in irgendeiner Form (Druck, Fotokopie, Mikrofilm oder einem anderen Verfahren) ohne schriftliche Genehmigung des Autors reproduziert oder unter Verwendung elektronischer Systeme verarbeitet, vervielfältigt oder verbreitet werden.

Alle Teile dieses Scriptes wurden mit großer Sorgfalt erstellt und geprüft. Trotzdem können Fehler nicht vollkommen ausgeschlossen werden. Der Autor und Herausgeber können für fehlerhafte Angaben und deren Folgen weder eine juristische Verantwortung noch irgendeine Haftung übernehmen.

Das Script enthält Links bzw. Verweise auf Internetseiten anderer Anbieter. Für den Inhalt dieser Seiten sind alleine die jeweiligen Anbieter verantwortlich.

1. Auflage, Dezember 2017

Inhalt

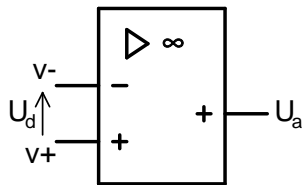
	Seite
1. Der ideale Operationsverstärker.....	4
- Komparator	
- Spannungsregler	
2. Der Differenzverstärker.....	8
3. Aufbau des Operationsverstärkers	10
- Stromquelle	
- Stromspiegel	
- IC-Schaltung	
4. Der nicht invertierende Verstärker	17
- Impedanzwandler	
5. Der invertierende Verstärker	21
6. Der Addierer.....	23
- Digital-Analog-Wandler	
7. Der Subtrahierer.....	26
8. Der Integrierer.....	28
9. Der Differenzierer.....	31
10. Der Schmitt-Trigger	34
- Dreieck-Rechteck-Generator	
- Multivibrator	
11. Sinus-Oszillatoren.....	40
- RC-Phasenschieber-Oszillator	
- Wien-Robinson-Oszillator	
- LC-Oszillator	

1. Der ideale Operationsverstärker

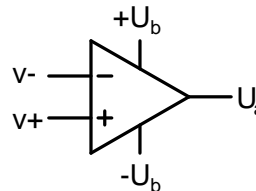
Operationsverstärker (OP) sind i.a. nur als integrierte Schaltkreise verfügbar. Der OP besitzt zwei Eingänge (V+ und V-) und einen Ausgang (U_a). Verstärkt wird jedoch nur die Differenz der Eingangsspannung $U_d = V_+ - V_-$. Sind die Eingangsspannungen gleich groß ist die Ausgangsspannung 0 Volt. Bei einem als ideal angenommenem OP ist die Verstärkung unendlich hoch (d.h.: $\frac{U_a}{V_+ - V_-} = \frac{U_a}{U_d} \geq 10^5$) und außerdem der Eingangswiderstand sehr groß (>1MΩ).

Um eine Ausgangsspannung von 0 Volt zu erreichen wird i.a. eine symmetrische Betriebsspannung +U_b und -U_b verwendet.

Schaltbild nach DIN



Vereinfachtes Schaltbild

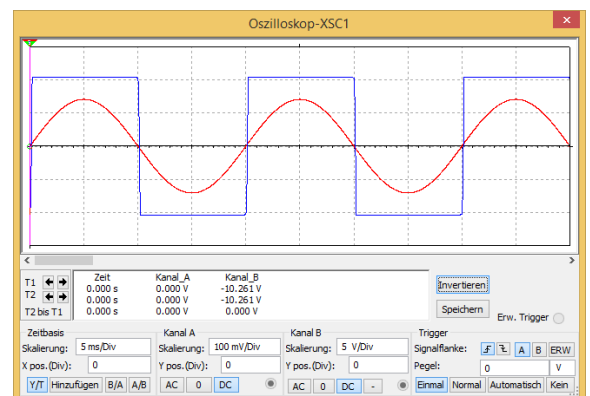
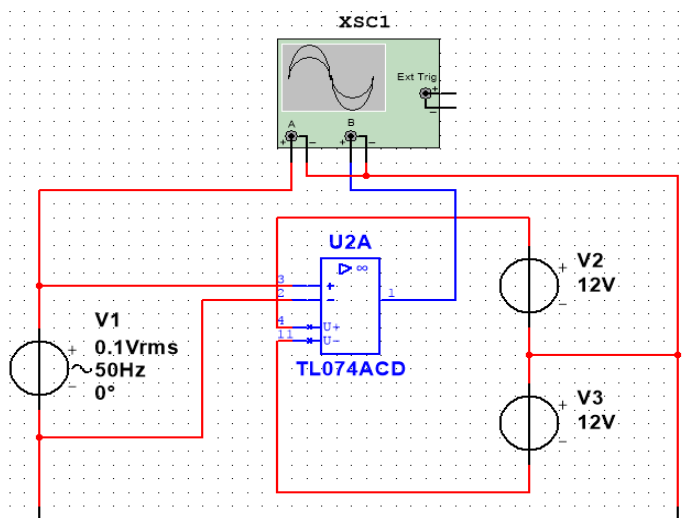


Auf Grund der hohen Verstärkung gelangt die Ausgangsspannung schon bei geringer Differenz-Eingangsspannung an die Aussteuerungsgrenze bis +/- U_b. Unter diesen Bedingungen lässt sich der OP als Nullspannungsdetektor (Komparator) verwenden. Bei Übergang von Minus- nach Plus-U_d verläuft U_a von nahezu -U_b nach +U_b. Ein Komparator ist die einfachste Schaltung, um ein Analogsignal – beispielsweise das Signal eines Sensors – zu digitalisieren (0 und 1-Signal).

Übung 1.1:

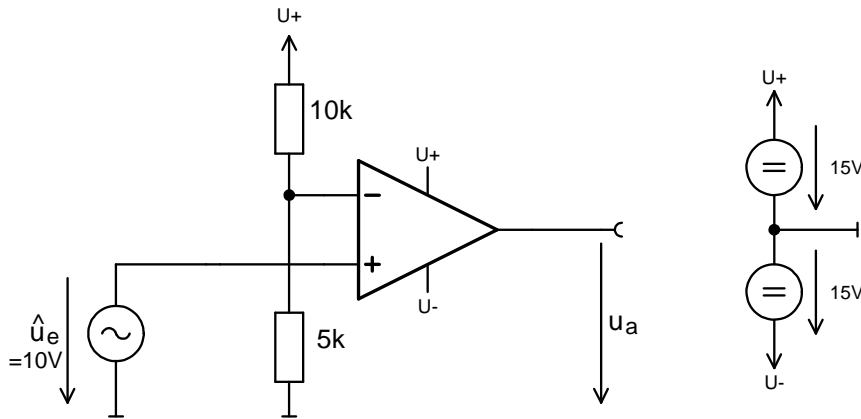
Simulieren Sie die Schaltung eines Komparators gemäß Abb. 1.1!

Abb. 1.1: OP als Komparator

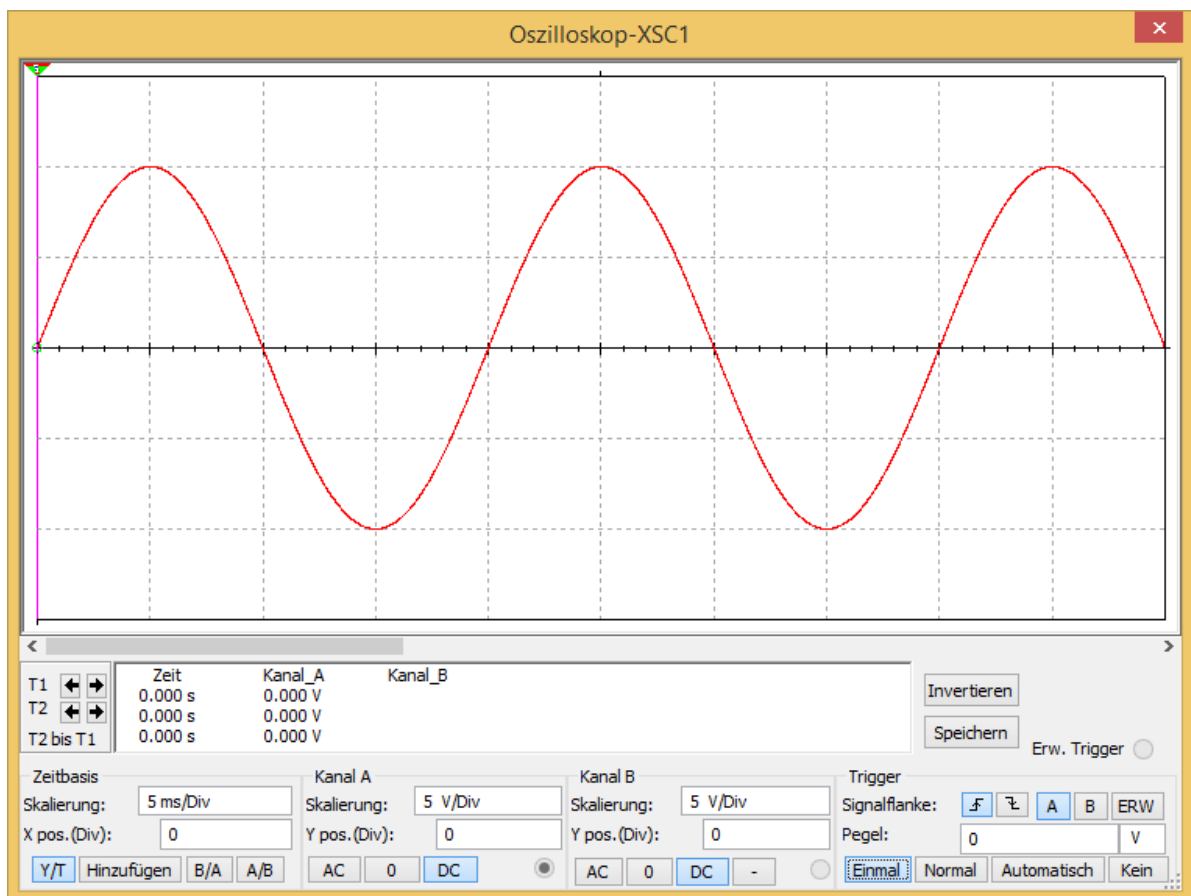


Übung 1.2:

Bei folgender Schaltung liegt an v_+ eine Sinusspannung mit einer Amplitude von 10V (siehe untenstehendes Oszillogramm!).



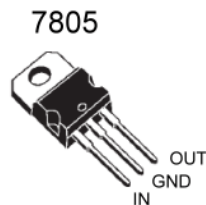
- Zeichnen Sie maßstäblich den Verlauf der Ausgangsspannung!
- Simulieren Sie die Schaltung mit Multisim!



Übung 1.3:

Gegeben ist die Schaltung eines Spannungsreglers gemäß Abb. 1.3. Die Schaltung zeigt im Prinzip den Aufbau eines integrierten Festspannungsreglers vom Typ 78xx (für positive Ausgangsspannung) oder 79xx (für negative Ausgangsspannung).

Abb. 1.2: 5 Volt Festspannungsregler

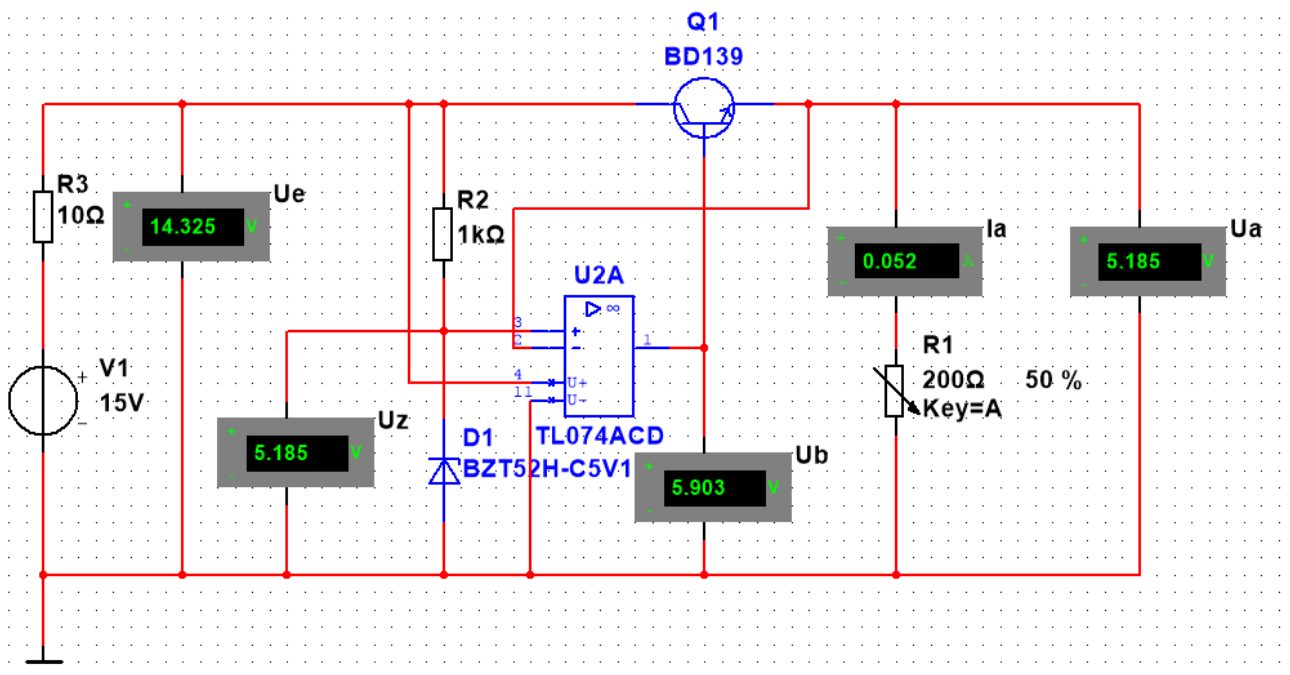


a) Beschreiben Sie die Wirkungsweise der Schaltung als Regeleinrichtung!

b) Bestimmen Sie die folgenden Komponenten des Regeleinrichtung:

- Energieversorgung
- Regler
- Stellglied
- Strecke
- Sollwert
- Istwert
- Regeldifferenz
- Stellgröße

Abb. 1.3: Spannungsregler



c) Simulieren Sie die Schaltung und bestimmen sie die fehlenden Größen in der folgenden Tabelle!

<i>R1 in %</i>	<i>R1/Ohm</i>	<i>Ue</i>	<i>Uz</i>	<i>Ub</i>	<i>Ua</i>	<i>Ia</i>
10%						
20%						
30%						
40%						
50%						
60%						
70%						
80%						
90%						
100%						

d) Wovon hängt im wesentlichen die Güte der Regelung ab?

e) Entwickeln Sie unter Zuhilfenahme des Datenblattes die Schaltung eines 5V-Netzteiles für 230V~ mit dem Festspannungsregler LM7805! Erstellen Sie eine (Bestell-)Liste mit den benötigten Bauteilen!

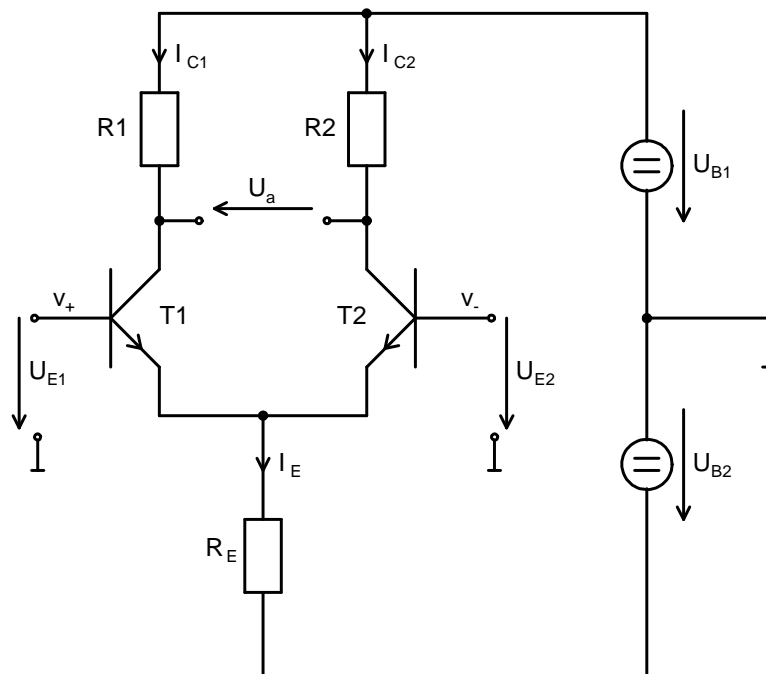
2. Der Differenzverstärker

Die Wirkungsweise von Schaltungen mit Operationsverstärkern wird durch die äußere Beschaltung mit Widerständen, Kondensatoren,... festgelegt.

Für das Verständnis dieser Schaltungen sind Kenntnisse über den inneren Aufbau von OPs nicht unbedingt erforderlich. Zum besseren Verständnis soll trotzdem in den folgenden Kapiteln das Grundprinzip von OP-Schaltungen erklärt werden.

Als Eingangsstufe eines Operationsverstärkers wird der Differenzverstärker gemäß Abb. 2.1 verwendet.

Abb. 2.1: Der Differenzverstärker



Der Differenzverstärker besteht aus zwei Transistoren in Emitterschaltung mit gemeinsamen Emittterwiderstand R_E und symmetrischer Spannungsversorgung. Die Schaltung besitzt zwei Eingänge U_{E1} und U_{E2} an den Basisanschlüssen von T1 und T2. Die Ausgangsspannung U_a ist (vorläufig) die Differenzspannung zwischen den Kollektoren von T2 und T1.

Unter den Voraussetzungen, dass U_{E1} und U_{E2} gleich groß sind (z.B. 0 Volt) und die Transistoren gleiche Stromverstärkung besitzen, teilt sich der Emittterstrom I_E bei Vernachlässigung der Basisströme gleichmäßig über auf I_{C1} und I_{C2} auf. Da die Spannungsabfälle über $R1$ und $R2$ gleich groß sind, ist die Ausgangsspannung $U_a = 0$ Volt.

Der Emittterstrom I_E errechnet sich zu:

$$I_E = \frac{U_{B2} - U_{BE}}{R_E} = \frac{U_{B2} - 0,75V}{R_E} \quad \text{für} \quad U_{E1} = U_{E2} = 0V$$

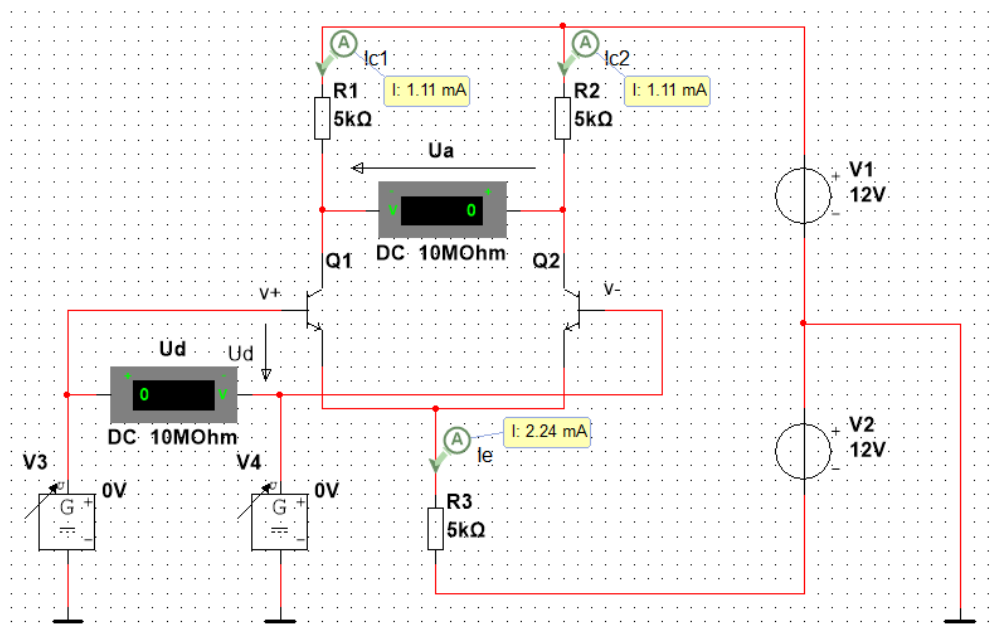
Wenn beispielsweise U_{E1} positiv gegenüber U_{E2} ansteigt, sinkt der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke von T1 und I_{C1} steigt an. Da I_E annähernd konstant ist, sinkt I_{C2} in gleichem Maße wie I_{C1} ansteigt. Das Potenzial am Kollektor von T1 sinkt und das Potenzial am Kollektor von T2 steigt. Somit wird U_a positiv. Entsprechend umgekehrt wird U_a negativ, wenn U_{E2} gegenüber U_{E1} ansteigt. Verstärkt wird somit nur die **Differenz der Eingangsspannung** zwischen U_{E1} (dem entspricht $V+$ beim OP) und U_{E2} ($V-$ beim OP).

Übung 2.1:

- a) Erstellen Sie die Schaltung eines Differenzverstärkers mit Multisim gemäß Abb. 2.2!
- b) Führen Sie Messungen mit unterschiedlichen Eingangsspannungen aus und füllen Sie die untenstehende Tabelle aus! Bestimmen Sie dabei die erreichte Spannungsverstärkung

$$V_U = \frac{U_a}{V3 - V4} = \frac{U_a}{v_+ - v_-} = \frac{U_a}{U_d}$$

Abb. 2.2: Simulation des Differenzverstärkers

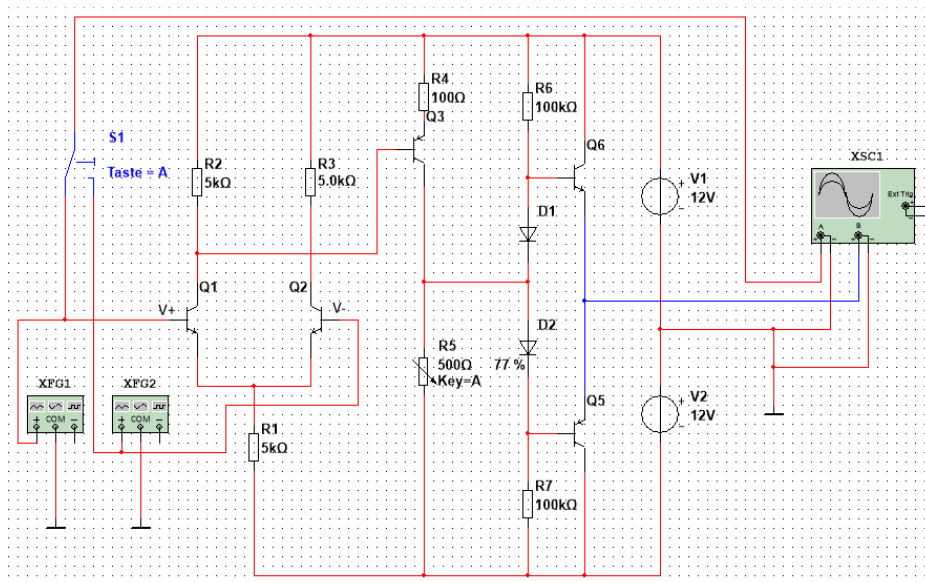


V3/mV	V4/mV	Ic1/mA	Ic2/mA	Ud	Ua	Vu
0	0					---
10	10					---
-10	-10					---
10	0					
0	10					
-10	0					
0	-10					
10	-10					
-10	10					

3. Aufbau des Operationsverstärkers

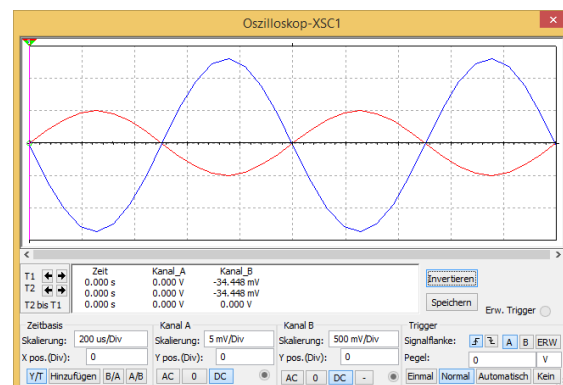
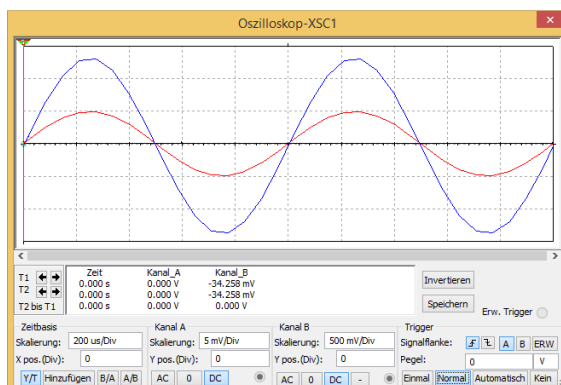
Bei einem realen OP wird die Ausgangsspannung gegenüber dem Masseanschluss entnommen. Außerdem soll bei einer Differenzeingangsspannung von 0 Volt die Ausgangsspannung ebenfalls 0 Volt sein. Abb. 3.2 zeigt das grundlegende Prinzip der Schaltung. In dieser Schaltung gelangt die Spannung vom Kollektor des Transistors Q1 zu dem PNP-Transistor Q3, welcher in Emitterschaltung arbeitet. Q3 dient sowohl zur weiteren Verstärkung als auch zur Pegelanpassung für die Ausgangsspannung. Sinkt beispielsweise die Spannung an der Basis von Q3, steigt der Kollektorstrom von Q3 an und damit der Spannungsabfall am Potenziometer R5. Eine Gegentakt-Endstufe mit Q5 und Q6 ermöglicht eine höhere Belastung für den Ausgang. R5 wird so abgeglichen, dass bei $V_+ = V_- = 0$ Volt die Ausgangsspannung ebenfalls 0 Volt beträgt.

Abb. 3.1: Prinzipschaltung eines Operationsverstärkers



Ausgangsspannung bei Sinusspannung an V_+ und an $V_-=0V$

Ausgangsspannung bei Sinusspannung an V_- und an $V_+=0V$

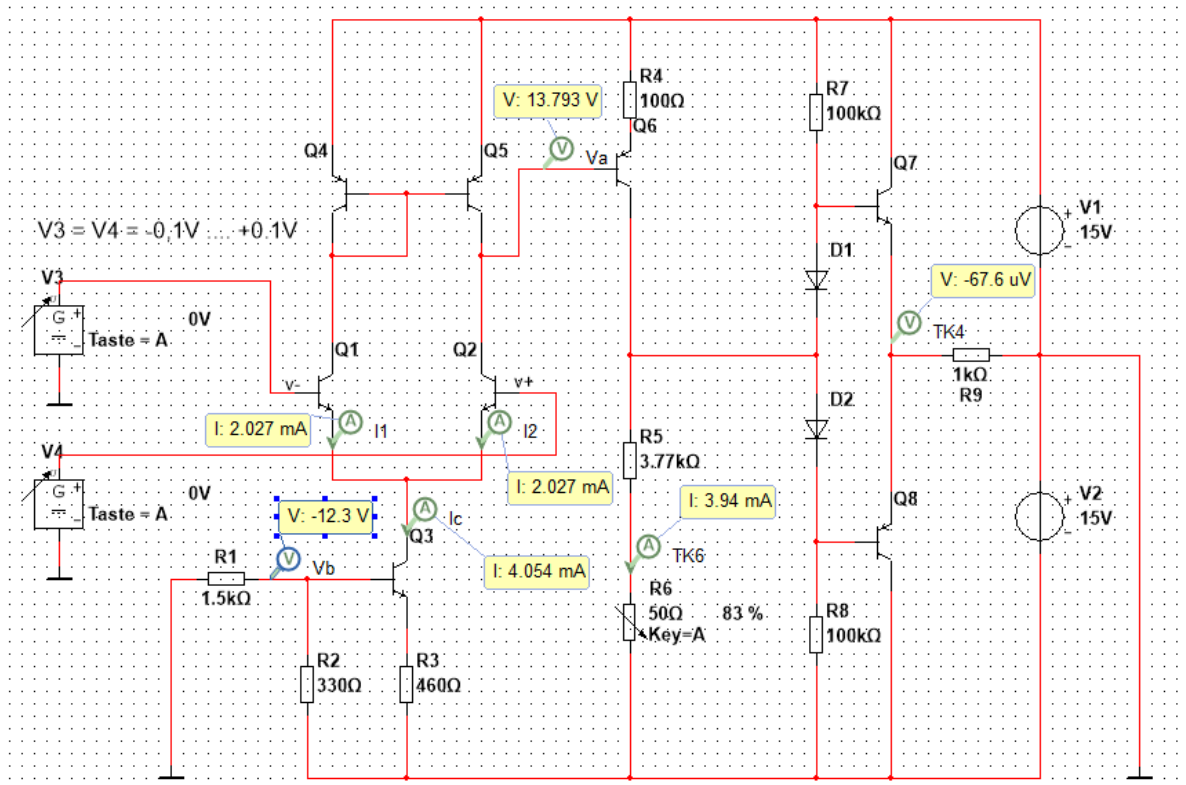


Übung 3.1:

Erstellen Sie mit Multisim Die Schaltung nach Abb. 3.1! Gleichen Sie R5 so ab, dass bei $V_+=V_-=0V$ die Ausgangsspannung 0 Volt beträgt! Bestimmen Sie die Verstärkung der Schaltung!

Abbildung 3.2 zeigt den realen Aufbau eines Operationsverstärkers. Gegenüber der Prinzipschaltung nach Abbildung 3.1 wurde der Emitterwiderstand des Differenzverstärkers durch eine Stromquellenschaltung mit dem Transistor Q3 ersetzt. Außerdem werden die Kollektorwiderstände durch eine sogenannte Stromspiegelschaltung bestehend aus den Transistoren Q4 und Q5 ersetzt. Beide Maßnahmen tragen erheblich zur Vergrößerung der Spannungsverstärkung bei. Reale OPs besitzen eine Spannungsverstärkung von über 100000!

Abb. 3.2: Aufbau des realen Operationsverstärkers



Betrachten wir zunächst die Schaltung der Stromquelle mit dem Transistor Q3. Die Arbeitspunkt-einstellung von Q3 erfolgt durch Spannungssteuerung mit den relativ niederohmigen Widerständen R1 und R2. Dadurch wird eine feste Spannung V_B an der Basis von Q3 eingestellt.

$$\text{Es ist: } V_B = -15V \cdot \frac{R1}{R1 + R2} = -15V \cdot \frac{1500\Omega}{1500\Omega + 330\Omega} = -12,3V$$

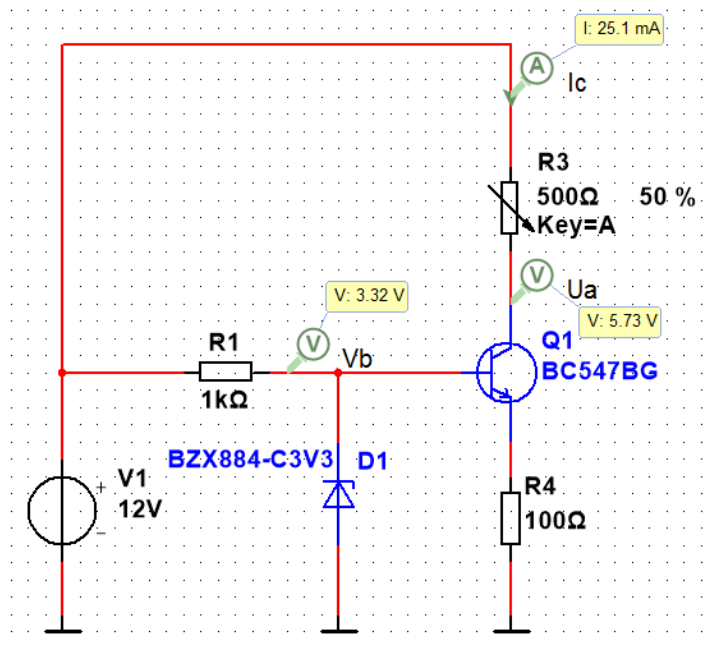
Die Spannung über R3 ist um $U_{BE} \approx 0,75V$ geringer. Damit errechnet sich der Emitterstrom I_E durch R3 zu

$$I_E = \frac{15V - U_B - 0,75V}{R3} = \frac{15V - 12,3V - 0,75V}{460\Omega} = \frac{1,95V}{460\Omega} = 4,24mA$$

Damit ergibt sich ein um den Basisstrom verringerter konstanter Kollektorstrom $I_C \approx I_E!$

Übung 3.2:

In der folgenden Schaltung wird die konstante Basisspannung durch eine Spannungsstabilisierung mit einer Z-Diode mit einer Durchbruchspannung von 3,3 Volt erzeugt. Da der Strom über R3 in weiten Grenzen konstant ist, hängt der Wert von U_a von dem Widerstand R3 ab. U_a wird umso kleiner, je größer R3 wird.



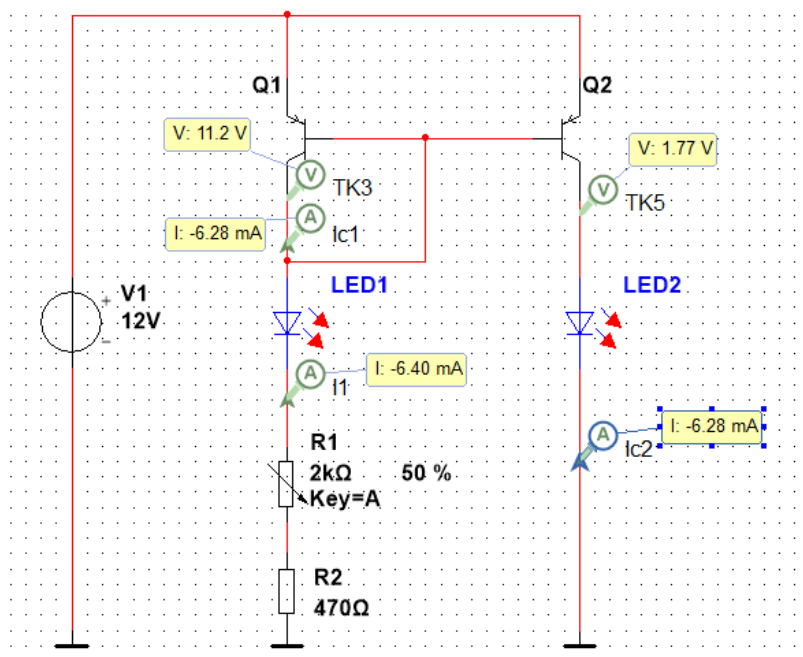
- Berechnen Sie den eingestellten Kollektorstrom I_c !
- Ändern Sie in der Simulation den Widerstand R3 in 20%-Schritten von 0 auf 100% und ergänzen Sie die folgende Tabelle!

$R3/\%$	I_c/mA	U_a/V
0		
20		
40		
60		
80		
100		

- Ab welchem Wert verliert die Schaltung ihre stromstabilisierende Wirkung? Begründen Sie das Verhalten!

Betrachten wir nun an einem einfachen Beispiel die Wirkungsweise der Stromspiegelschaltung. In der Schaltung nach Abbildung 3.3 fließt im linken Stromkreis der Strom über Q1, LED1 und den Begrenzungswiderständen R1 und R2. Q1 wird in Emitterschaltung mit vollständiger Spannungsgegenkopplung nahe der Sättigungsgrenze betrieben. Zusätzlich fließen über die Diode und den Widerständen der Basisstrom für Q1 und der Basisstrom für Q2. Auf Grund der Schaltung sind die Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren identisch und damit fließt, vollkommen identische Transistoren vorausgesetzt, in Q1 und Q2 der gleiche Basisstrom. Bei gleicher Stromverstärkung sind dann I_{C1} ($\approx I_1$) und I_{C2} gleich groß. Der Begrenzungswiderstand für LED2 kann somit entfallen! Eine Änderung von R1 bewirkt in beiden Zweigen die gleiche Änderung des Stroms.

Abb. 3.3: Einfacher Stromspiegel



Übung 3.3:

Simulieren Sie die Schaltung und bestimmen Sie die Ströme I_1 , I_{C1} und I_{C2} bei Einstellungen von 0, 25, 50, 75 und 100 Prozent für R1.

R1/%	I1/mA	Ic1/mA	Ic2/mA
0			
25			
50			
75			
100			

In der Schaltung nach Abbildung 3.4 liefert die Stromquelle mit dem Transistor Q1 einen Strom I_{C1} , welcher sich wegen der Stromspiegelschaltung mit Q2 und Q3 nahezu gleichmäßig auf I1 und I2 aufteilt. Der Strom I1 ist wegen der zusätzlichen Basisströme geringfügig größer. Diese Ströme sind unabhängig von der Größe der Widerstände konstant. Die Ausgangsgröße der Schaltung ist V_a am Kollektor von Q3. Diese Spannung wird durch Veränderung der Widerstände R4 bzw. R5 beeinflusst.

Nehmen wir an, dass R4 vergrößert wird, so steigt der Spannungsabfall über R4 und R6 an und da der Strom I1 konstant bleibt, sinkt das Potential V_c am Kollektor von Q1. Da der Strom I2 ebenfalls unverändert bleibt ist der Spannungsabfall über R5 und R7 ebenfalls unverändert. Da aber V_c gesunken ist sinkt auch die Ausgangsspannung V_a . Entsprechend steigt die Ausgangsspannung, wenn R4 verkleinert wird.

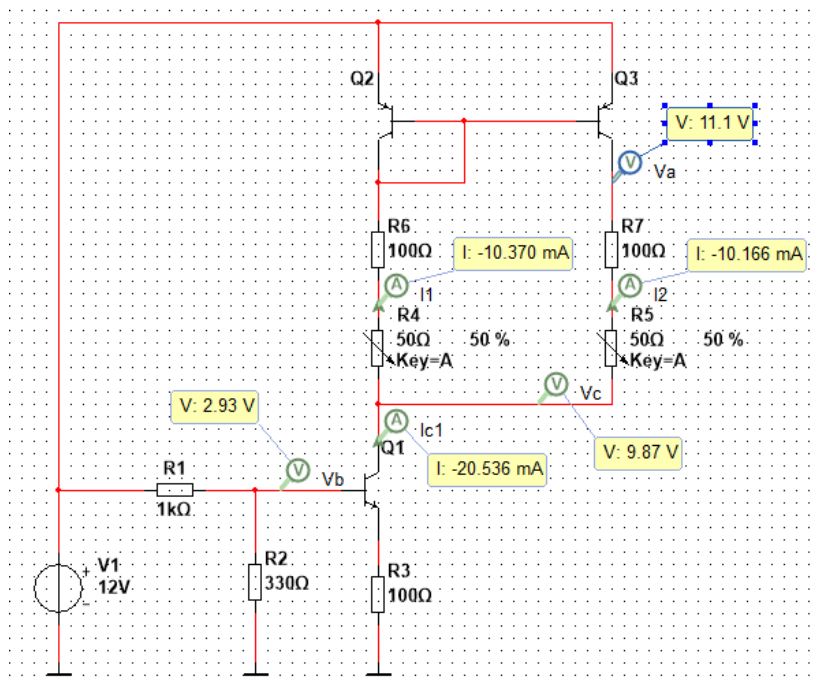
Wird im anderen Fall R5 vergrößert, so bleibt wegen des konstanten Stromes I1 der Spannungsabfall über R4 und R6 unverändert. Das Potential V_c bleibt konstant. Der Spannungsabfall über R5 und R7 wird jedoch größer, so dass die Ausgangsspannung V_a ansteigt. Entsprechend sinkt die Ausgangsspannung, wenn R5 verringert wird.

Fassen wir zusammen:

Wenn sich R4 vergrößert [verkleinert], verringert [erhöht] sich die Ausgangsspannung.

Wenn sich R5 vergrößert [verkleinert], erhöht [verringert] sich die Ausgangsspannung.

Abb. 3.4: Stromspiegel mit Konstantstromquelle



Die Ausgangsspannung kann genutzt werden, um eine nachfolgende Transistor-Verstärkerstufe anzusteuern.

LMT - <i>Bildungsverlag</i> - Lernmittel für moderne Technologien -	Operationsverstärker	© Udo John
	Aufbau des Operationsverstärkers	Seite 15 von 45

Betrachten wir nun nach den gewonnenen Erkenntnissen die Schaltung nach Abbildung 3.2 beim realen Operationsverstärker. Statt der Widerstände R4 und R6 bzw. R5 und R7 in Abb. 3.4 sind in der Schaltung die Transistoren Q1 bzw. Q2 eingesetzt. Die Transistoren können als die veränderlichen Widerstände angesehen werden.

Vergrößert man die Basisspannung an Q1, verringert sich der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors. Wie auf Seite 8 beschrieben erhöht sich dadurch die Spannung V_a am Kollektor von Q5 des Stromspiegels. Der Transistor Q6 (PNP-Typ) arbeitet als Kollektorschaltung mit Stromgegenkopplung. Die Erhöhung von V_a bewirkt eine Verringerung der Basis-Emitter-Spannung von Q6, der Kollektorstrom sinkt und damit auch der Spannungsabfall über R5 mit R6. Damit sinkt die Spannung am Kollektor von Q6, welche über die Gegentakt-Endstufe zum Ausgang gelangt. Zusammengefasst kann man sagen, dass eine Erhöhung der Basisspannung an Q1 ein Absenken der Ausgangsspannung bewirkt. Entsprechend bewirkt eine Verringerung der Eingangsspannung eine Erhöhung der Ausgangsspannung. Die Basis von Q1 ist damit der invertierende Eingang v_- des Operationsverstärkers.

Die Widerstände R5 mit R7 in Abb. 3.4 werden beim realen OP durch den Transistor Q2 ersetzt. Steigt die Spannung an der Basis von Q2, sinkt der Kollektor-Emitter-Widerstand dieses Transistors. Wenn sich aber dieser Widerstand verkleinert, verringert sich auch die Spannung am Kollektor von Q5. Das vergrößert die Basis-Emitter-Spannung am Transistor Q6, der Kollektorstrom von Q6 steigt und damit auch die Spannung über R5 und R6. Die Ausgangsspannung steigt also an. Entsprechend bewirkt eine Verringerung der Eingangsspannung eine Verkleinerung der Ausgangsspannung. Die Basis von Q2 ist damit der nichtinvertierende Eingang v_+ des Operationsverstärkers.

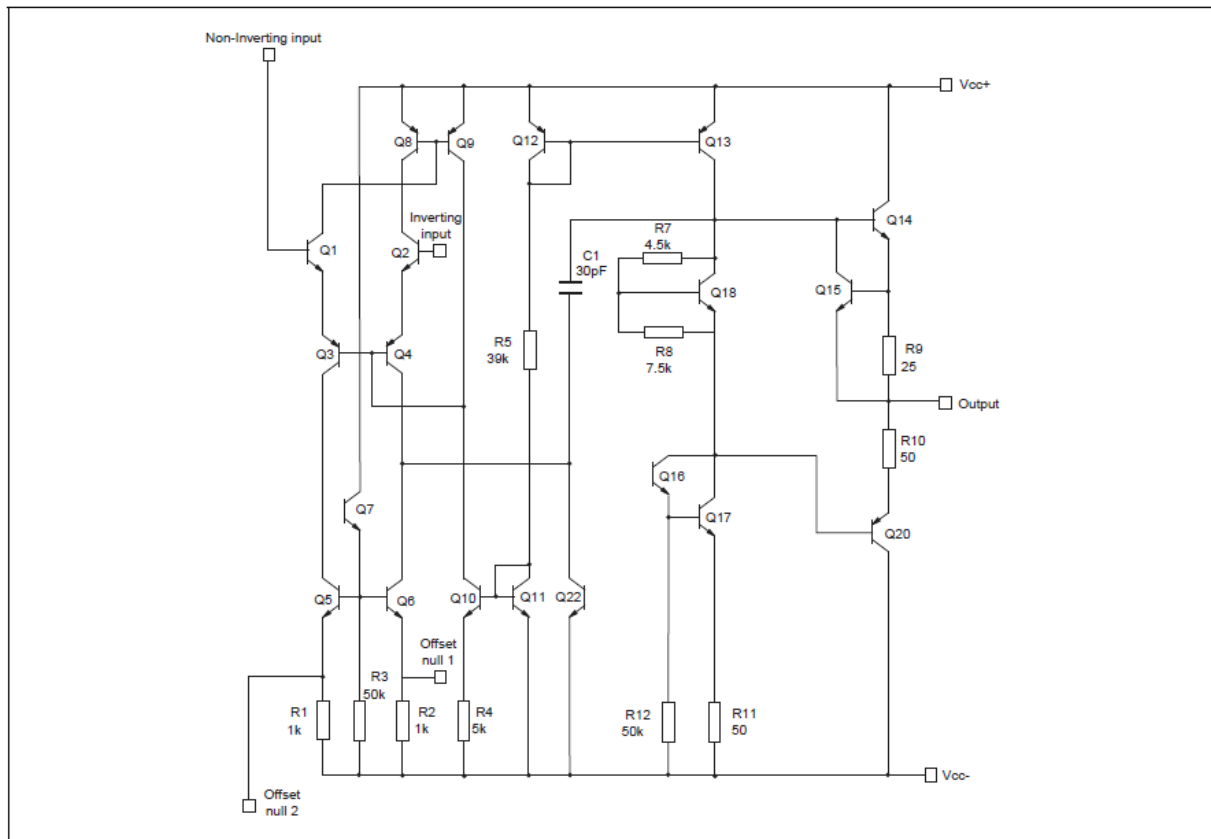
In realen Operationsverstärkern werden zusätzlich noch Maßnahmen zur besseren Aussteuerbarkeit (obere und untere Spannungsbegrenzung), zur Strombegrenzung des Ausgangs und zur Frequenzkompensation (Verringerung der Schwingneigung) ergriffen. Sie lassen sich praktisch nur durch integrierte Schaltungen erstellen, bei denen die Transistoren die erforderlichen (gleichen) Eigenschaften aufweisen.

Übung 3.4:

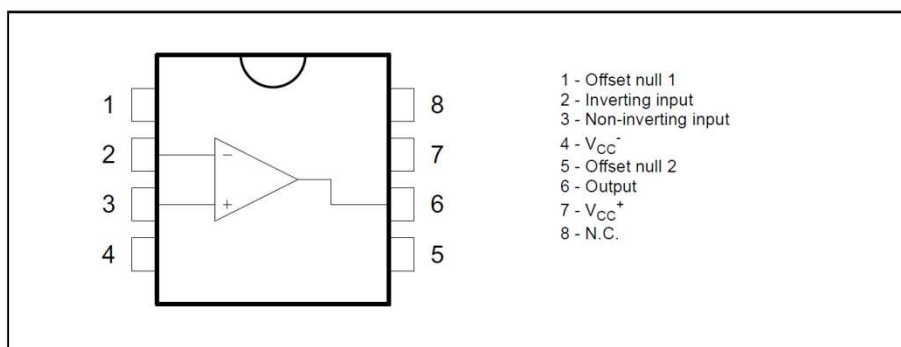
Erstellen Sie mit Multisim die Schaltung nach Abb. 3.2 und bestimmen Sie die Spannungsverstärkung der Schaltung!

Ersetzen Sie die Eingangsspannungen der Schaltung durch eine Sinusspannung und messen Sie die Ausgangsspannungen mit einem Oszilloskop.

Das folgende Bild zeigt den schematischen Aufbau eines OP vom Typ LM 741. Was erkennen Sie wieder?



PIN CONNECTIONS (top view)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	UA741M	UA741I	UA741C	Unit
V_{CC}	Supply voltage	±22			V
V_{id}	Differential Input Voltage	±30			V
V_i	Input Voltage	±15			V
P_{tot}	Power Dissipation ¹⁾	500			mW
	Output Short-circuit Duration	Infinite			
T_{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150			°C

1. Power dissipation must be considered to ensure maximum junction temperature (T_j) is not exceeded.

4. Der nichtinvertierende Verstärker

Wie in Kapitel 1 beschrieben besitzt der ideale Operationsverstärker eine sehr hohe Verstärkung bei einer Differenz an der Eingangsspannung. Um eine definierte Spannungsverstärkung zu erreichen muss der OP beschaltet werden. Wie in Abb. 4.1 dargestellt wird dazu ein Teil der Ausgangsspannung über R2 und R1 auf den invertierenden Eingang zurückgeführt.

Merke:

Unter **Gegenkopplung** versteht man die Rückführung eines Teils der Ausgangsspannung auf den invertierenden Eingang des OPs.

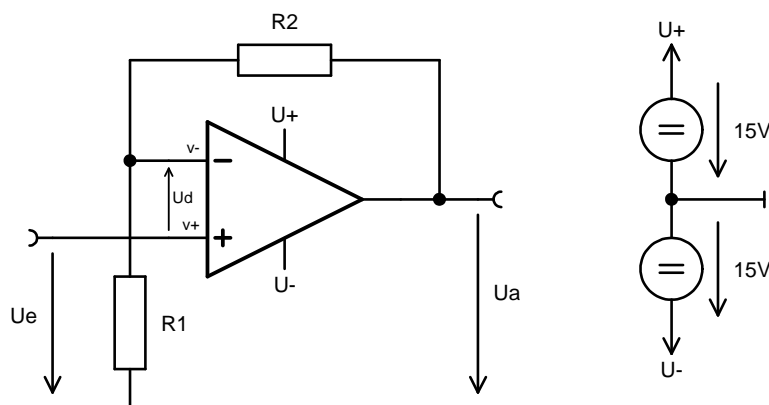
Zur Erklärung diene das folgende Gedankenexperiment:

Wenn die Eingangsspannung U_e über das Potential an v_- ansteigen würde, würde die Differenz-eingangsspannung U_d positiv werden. Bei positiver Eingangsspannung U_d würde aber U_a sofort (wegen der nahezu unendliche hohen Verstärkung) an die positive Aussteuerungsgrenze U_+ gelangen. Das bewirkt, dass das Potential an v_- ansteigt und somit U_d verringert. Durch die Rückführung auf den invertierenden Eingang v_- wird sich die Ausgangsspannung auf einen Wert einstellen, bei welcher die Differenz-Eingangsspannung wieder 0 Volt wird. Entsprechend verhält sich U_a , wenn U_e unter das Potential an v_- absinken würde. Die Ausgangsspannung ginge an die negative Aussteuerungsgrenze und das Potential an v_- sinkt soweit ab, bis U_d wieder 0 Volt wird.

Generell gilt:

Bei OP-Schaltungen mit Gegenkopplung wird sich die Ausgangsspannung stets so einstellen, dass die Differenzeingangsspannung 0 Volt wird!

Abb. 4.1: Nichtinvertierender Verstärker



Die Schaltung findet Anwendung in der Verstärkertechnik für Audioverstärker für Frequenzen im Hörbereich (ca. 20Hz bis 20kHz).

In der analogen Regelungstechnik wird die Schaltung als sogenannter P-Regler zur Verstärkung der Regeldifferenz (= Abweichung vom gewünschten Sollwert) eingesetzt.

Berechnung der Schaltung:

Alle Berechnungen in diesem Script gehen von idealen Operationsverstärkern aus. Das bedeutet: Die Eingangsströme der Operationsverstärker sind Null und die Differenzverstärkung ist unendlich hoch.

Auf Grund der Gegenkopplung stellt sich U_a so ein, dass die Potentiale an v^- und v^+ gleich sind (Differenzeingangsspannung $U_d = 0$ Volt).

Es gilt:

$$v^- = v^+ \quad (U_d = 0)$$

Mit

$$v^- = U_a \cdot \frac{R1}{R1 + R2} \quad (\text{Spannungsteiler-Regel})$$

und

$$v^+ = U_e$$

folgt

$$U_a \cdot \frac{R1}{R1 + R2} = U_e$$

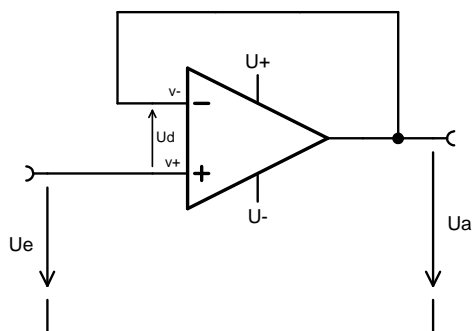
und die Verstärkung:

$$F = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

Sonderfall für $R2=0$:

Für $R2 = 0$ ist $F = 1$ und damit $U_a = U_e$! Die Schaltung dient als sogenannter Impedanzwandler für Spannungsquellen an U_e (oder Sensoren) mit hohem Innenwiderstand. Der Eingangswiderstand des Verstärkers ist sehr groß und der Ausgangswiderstand klein.

Abb. 4.2: OP als Impedanzwandler

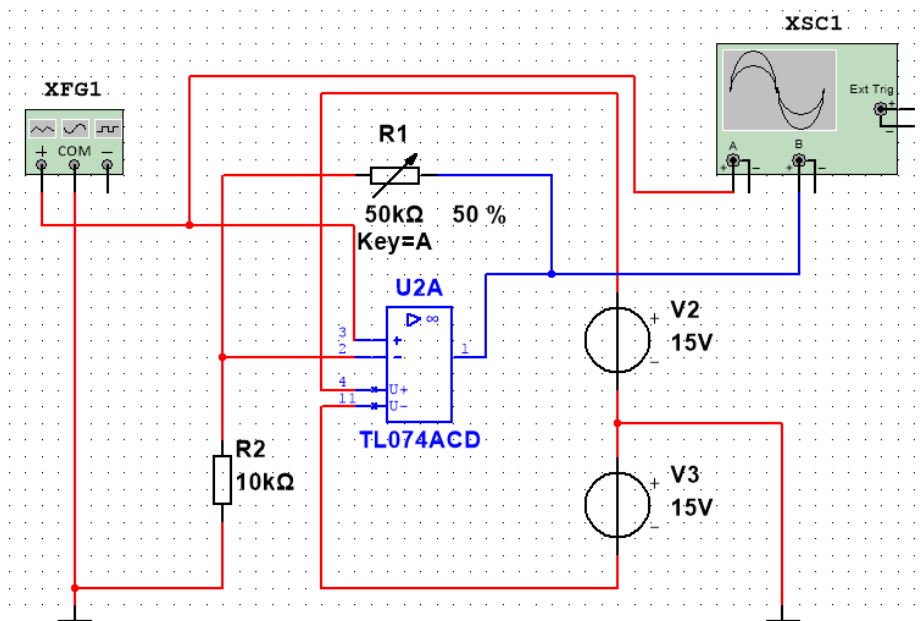


Übung 4.1:

Simulieren Sie die Schaltung nach Abb. 4.3 mit Multisim! (Eingangsspannung: 1Vpp/1kHz)

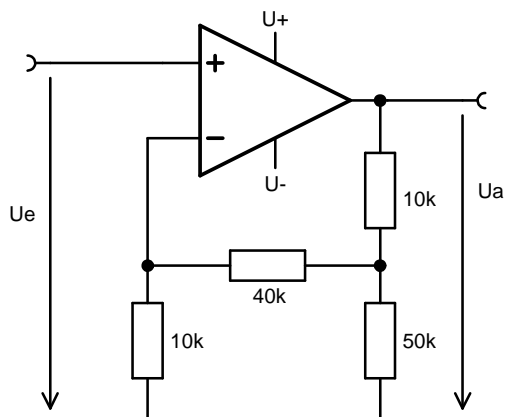
- Berechnen Sie die Verstärkung der Schaltung in Abhängigkeit von R1 bei den Einstellungen 0%, 20%, 60% und 100%!
- Weisen Sie das Ergebnis durch die Messung mit dem Oszilloskop nach!

Abb. 4.3: Nichtinvertierender Verstärker mit Multisim



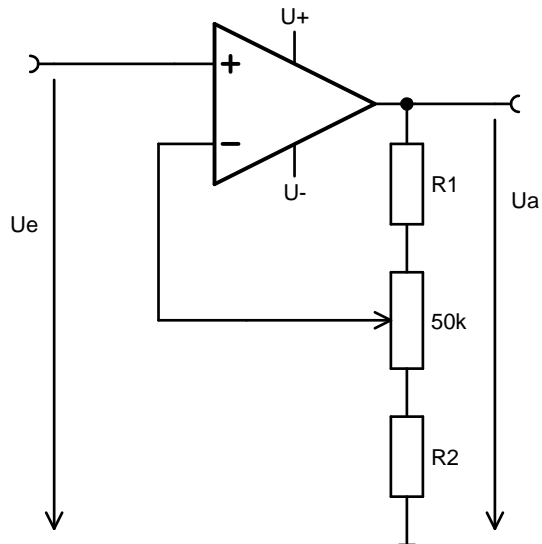
Übung 4.2:

- Berechnen Sie die Spannungsverstärkung in untenstehender Schaltung!
- Weisen Sie das Ergebnis durch eine Simulation mit Multisim nach!



Übung 4.3:

Bestimmen Sie in der folgenden Schaltung R1 und R2 so, dass sich die Spannungsverstärkung V_U kontinuierlich von 2 ... 5 einstellen lässt!

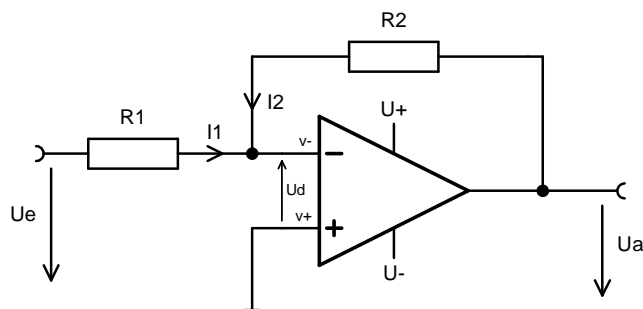


5. Der invertierende Verstärker

Beim invertierenden Verstärker nach Abb. 5.1 gelangen sowohl die Eingangsspannung als auch die gegengekoppelte Spannung auf den invertierenden Eingang.

Auch hier gilt: Die Ausgangsspannung U_a stellt sich so ein, dass die Differenzspannung U_d am Eingang 0 Volt wird.

Abb. 5.1: Der invertierende Verstärker



Berechnung der Schaltung:

Es gilt:

$$v_- = v_+ = 0 \quad (U_d = 0V; \text{virtueller Nullpunkt})$$

Mit

$$I_1 + I_2 = 0 \quad (\text{Knotenpunkt-Regel})$$

und

$$I_1 = \frac{U_e}{R_1} \quad \text{sowie} \quad I_2 = \frac{U_a}{R_2}$$

ergibt sich nach dem Einsetzen

$$\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_a}{R_2} = 0 \quad \text{bzw.} \quad \frac{U_a}{R_2} = -\frac{U_e}{R_1}$$

und die Verstärkung:

$$F = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Das Minus-Zeichen bedeutet, dass bei steigender Eingangsspannung die Ausgangsspannung sinkt bzw. bei Sinusspannung die Phasenverschiebung 180° beträgt.

Anmerkung:

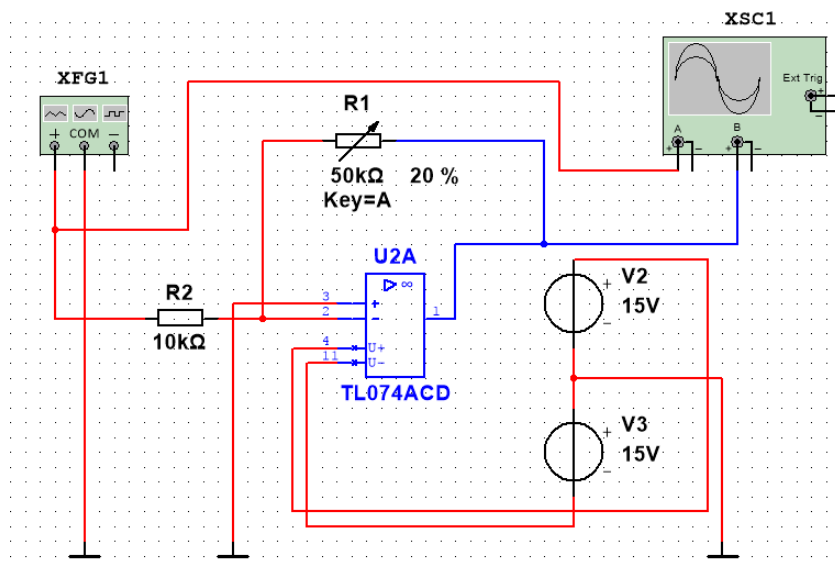
Für $R_2 = R_1$ ist $F = -1$ und $U_a = -U_e!$

Die Schaltung arbeitet als Inverter mit hohem Eingangswiderstand.

Übung 5.1:

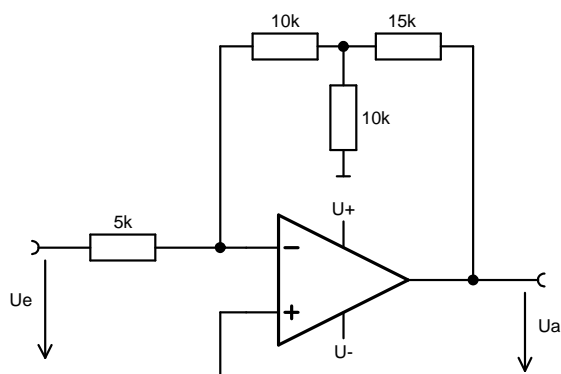
Simulieren Sie die Schaltung nach Abb. 5.2 mit Multisim! (Eingangsspannung: 1Vpp/1kHz)

- Berechnen Sie die Verstärkung der Schaltung in Abhängigkeit von R_1 bei den Einstellungen 0%, 20%, 50% und 100%!
- Weisen Sie das Ergebnis durch die Messung mit dem Oszilloskop nach!



Übung 5.2:

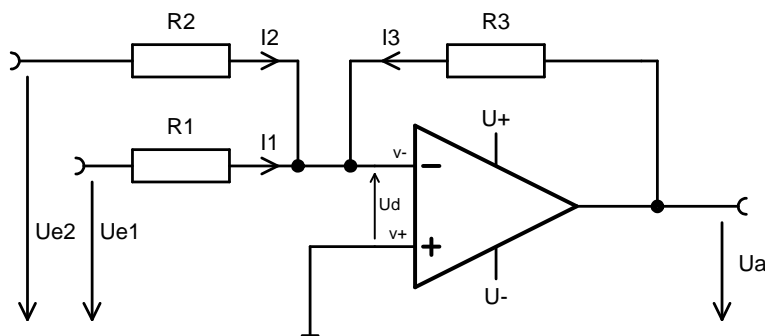
- Berechnen Sie die Spannungsverstärkung in untenstehender Schaltung!
- Weisen Sie das Ergebnis durch eine Simulation mit Multisim nach!



6. Addierer (Überlagerung)

Der Addierer nach Abb. 6.1 hat zwei Eingangsspannungen U_{e1} und U_{e2} , welche gemeinsam mit der gegengekoppelten Spannung an den invertierenden Eingang des OPs angeschlossen sind. Die Eingangsspannungen werden überlagert.

Abb. 6.1: Der Addierer



Berechnung der Schaltung:

Auf Grund der Gegenkopplung stellt sich U_a so ein, dass $U_d=0$ wird.

Es gilt

$$v_- = v_+ = 0 \quad (\text{virtueller Nullpunkt})$$

Mit

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (\text{Knotenpunkt-Regel})$$

und den Strömen

$$I_1 = \frac{U_{e1}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{e2}}{R_2} \quad \text{sowie} \quad I_3 = \frac{U_a}{R_3}$$

ergibt sich nach dem Einsetzen

$$\frac{U_{e1}}{R_1} + \frac{U_{e2}}{R_2} + \frac{U_a}{R_3} = 0 \quad \text{bzw.} \quad \frac{U_a}{R_3} = -\left(\frac{U_{e1}}{R_1} + \frac{U_{e2}}{R_2}\right)$$

und schließlich für die Ausgangsspannung

$$U_a = -\left(U_{e1} \cdot \frac{R_3}{R_1} + U_{e2} \cdot \frac{R_3}{R_2}\right)$$

Anmerkung:

Für $R_1 = R_2 = R_3$ ist $U_a = -(U_{e1} + U_{e2})$.

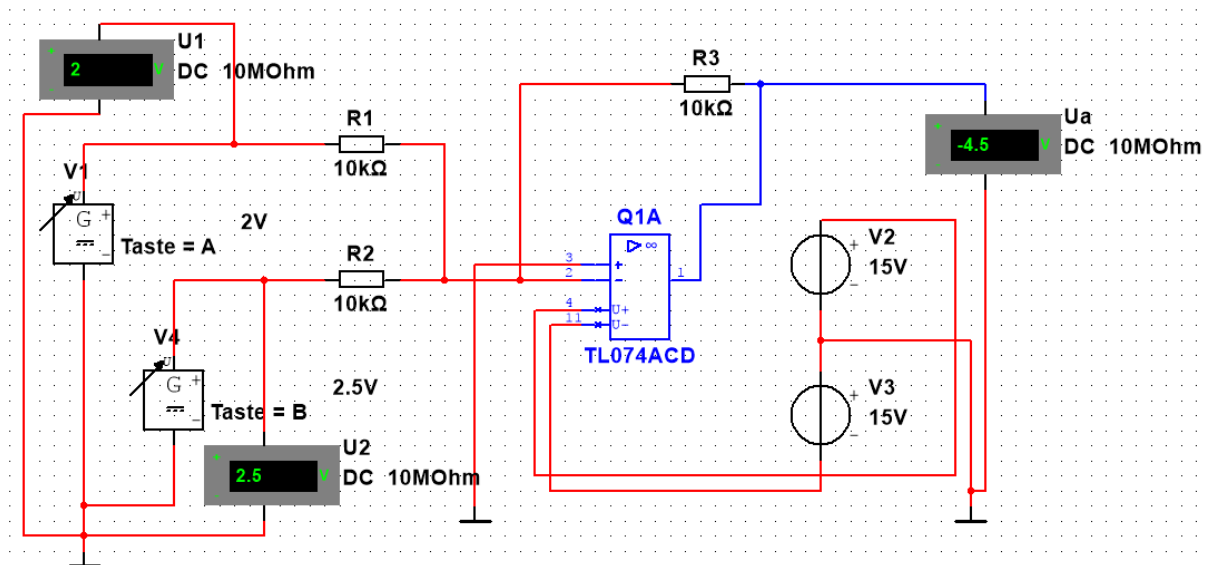
Es ist zu beachten, dass bei den angenommenen Spannungsrichtungen die Ausgangsspannung invertiert ist. Um betragsmäßig die richtige Summe zu bekommen, kann der Schaltung u.U. ein Inverter nachgeschaltet werden.

Die Schaltung findet z.B. Verwendung als Mischpult in Audioverstärkern.¹

Übung 6.1:

- Untersuchen Sie das Verhalten des Addierers gemäß Abb. 6.2 für unterschiedliche Eingangsspannungen!
- Wie verhält sich die Schaltung, wenn Sie R_3 auf $20k\Omega$ verändern?

Abb. 6.2: Der Addierer mit Multisim

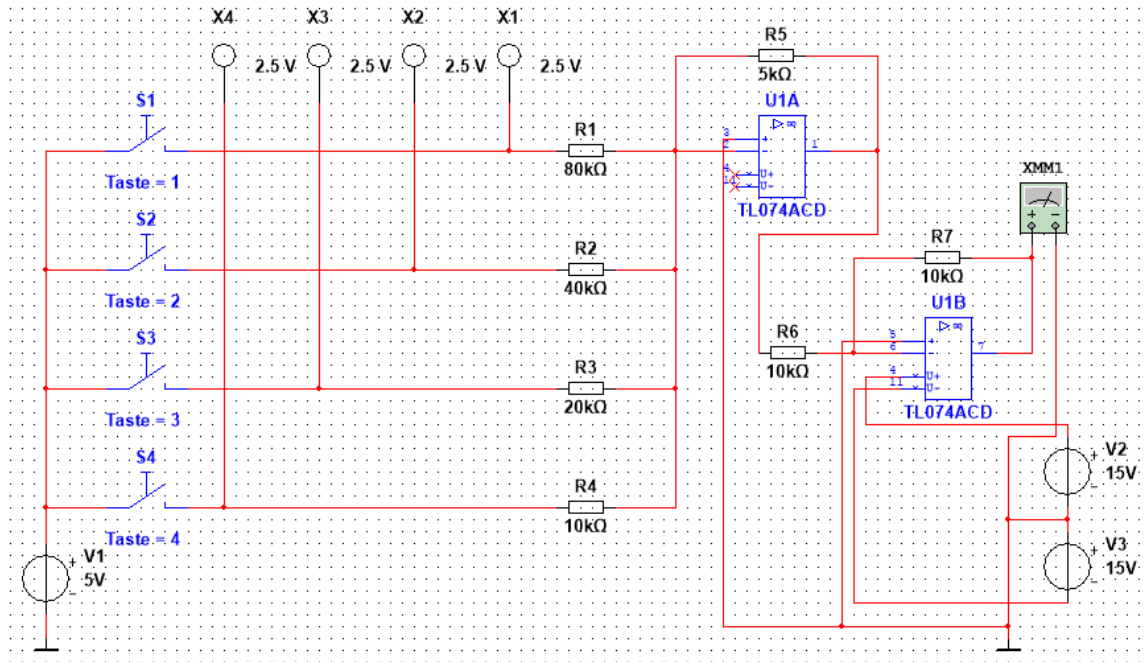


¹ Moderne Mischpulte verwenden digitale Signalprozessoren (DSP) in Verbindung mit Analog-Digital-Umsetzern (DA- bzw. AD-Wandlern)

Übung 6.2:

- Beschreiben Sie die Arbeitsweise des Digital-Analog-Wandlers nach Abb. 6.3!
- Messen Sie die Ausgangsspannung für alle möglichen Werte am Eingang (siehe Tabelle)!

Abb. 6.3: 4-Bit-Digital-Analog-Wandler



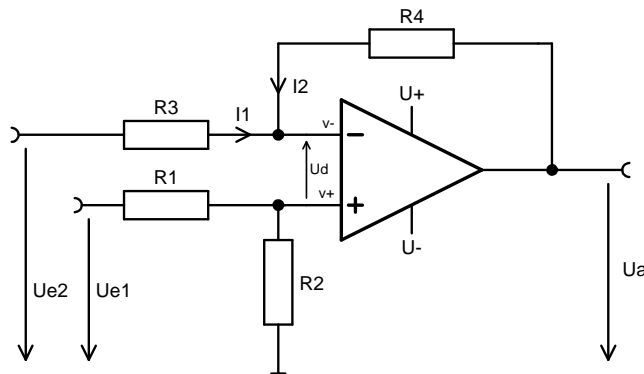
Dezimalwert	Dualzahl ^{*)} X4 X3 X2 X1	Ua/mV
0	0 0 0 0	
1	0 0 0 1	
2	0 0 1 0	
3	0 0 1 1	
4	0 1 0 0	
5	0 1 0 1	
6	0 1 1 0	
7	0 1 1 1	
8	1 0 0 0	
9	1 0 0 1	
10	1 0 1 0	
11	1 0 1 1	
12	1 1 0 0	
13	1 1 0 1	
14	1 1 1 0	
15	1 1 1 1	

*)
0 = Schalter geöffnet
1 = Schalter geschlossen

7. Der Subtrahierer (Vergleicher)

Der Subtrahierer entsteht durch die Zusammenschaltung einer invertierenden und einer nicht invertierenden OP-Schaltung.

Abb. 7.1: Der Subtrahierer



Berechnung der Schaltung:

Die Berechnung erfolgt nach dem Überlagerungsprinzip:

I. Für $U_{e1}=0$ ist

$$U_{a_1} = -U_{e2} \cdot \frac{R_4}{R_3}$$

II. Für $U_{e2}=0$ ist

$$v_- = U_{a_2} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad \text{und} \quad v_+ = U_{e1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

wegen $v_- = v_+$

$$\text{ist} \quad U_{a_2} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} = U_{e1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{und} \quad U_{a_2} = U_{e1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

Die Ausgangsspannung ist $U_a = U_{a_1} + U_{a_2}$

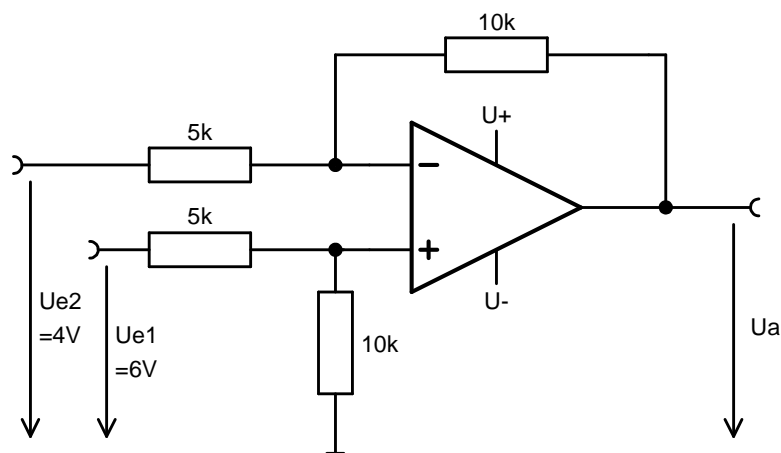
$$U_a = U_{e1} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot \left(\frac{R_3 + R_4}{R_3} \right) - U_{e2} \cdot \frac{R_4}{R_3}$$

Anmerkung:

Für $R_1=R_2=R_3=R_4$ ist die Ausgangsspannung $U_a = U_{e1} - U_{e2}$. Die Schaltung wird beispielsweise in der analogen Regelungstechnik zur Bestimmung der Regeldifferenz eingesetzt (Unterschied zwischen Ist- und Sollwert der Regeleinrichtung).

Übung 7.1:

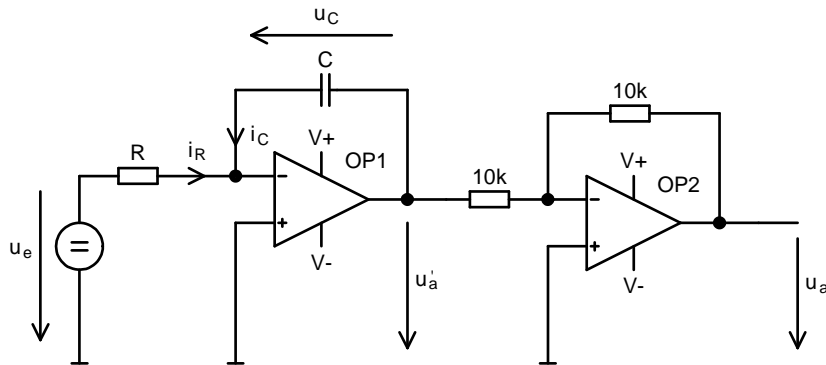
- Berechnen Sie in folgender Schaltung die Ausgangsspannung U_a !
- Weisen Sie das Ergebnis durch eine Simulation mit Multisim nach!



8. Der Integrierer

Abb. 8.1 zeigt die Schaltung eines nicht invertierenden Integrierers.

Abb. 8.1: Der nicht invertierende Integrierer



Mit OP1 bildet die Schaltung einen invertierenden Integrierer. Durch den Inverter OP2 wird diese zum nicht invertierenden Integrierer.

Das Verhalten soll zunächst durch eine (abschnittsweise) konstante Eingangsspannung untersucht werden.

Für den Kondensator C gilt, dass die Spannung U_C proportional zur Ladung Q ist.

$$Q \sim U_C$$

Der Proportionalitätsfaktor ist die Kapazität C des Kondensators.

$$Q = C \cdot U_C$$

Fließt für eine gewisse Zeit Δt ein konstanter Strom I_C in den Kondensator ändert sich die Ladung um $\Delta Q = I_C \cdot \Delta t$ und die Spannung ändert sich linear um ΔU_C .

$$I_C \cdot \Delta t = C \cdot \Delta U_C$$

Damit ergibt sich allgemein der Kondensatorstrom zu $I_C = C \cdot \frac{\Delta U_C}{\Delta t}$.

Der Ausdruck $\frac{\Delta U_C}{\Delta t}$ ist die Änderungsgeschwindigkeit der Spannung. Bei gegebener Kapazität C ist die Spannungsänderung umso größer, je größer der Strom ist. Fließt kein Strom bleibt die Spannung konstant!

Für obige Schaltung ist $I_R + I_C = 0$ (Knotenregel).

Auf Grund der Gegenkopplung ist die Differenzeingangsspannung am Operationsverstärker 0 Volt.

Mit

$$I_R = \frac{U_e}{R} \quad \text{ergibt sich:} \quad \frac{U_e}{R} + C \cdot \frac{\Delta U_C}{\Delta t} = 0$$

Und schließlich für die Änderung der Kondensatorspannung:

$$C \cdot \frac{\Delta U_C}{\Delta t} = -\frac{U_e}{R} \quad \text{und} \quad \Delta U_C = -U_e \cdot \Delta t \cdot \frac{1}{RC} = \Delta U_a'$$

Man erkennt, dass bei positiver Eingangsspannung die Änderung von U_a' am Ausgang des ersten OPs negativ ist, das heißt, sie sinkt auf negative Werte ab. Dieses invertierende Verhalten wird durch OP2 ausgeglichen.

Damit wird:

$$\Delta U_a = U_e \cdot \Delta t \cdot \frac{1}{RC} = U_e \cdot \Delta t \cdot K_i \quad \text{mit} \quad K_i = \frac{1}{RC} \quad \text{bzw.} \quad T_i = \frac{1}{K_i} = RC$$

Der Ausdruck $\frac{1}{RC}$ ist eine **Kenngroße des Integrierers** und wird als **Integrierbeiwert K_i**

bezeichnet! Die Einheit von K_i ist s^{-1} ! Gelegentlich wird auch die **Integrierzeit T_i** , das ist der Kehrwert von K_i , als Kenngroße verwendet.

Das Verhalten des Integrierers wird grafisch durch die **Sprungantwort** dargestellt. Dabei wird ein Sprung von 0 auf 1 Volt an den Eingang gelegt und die Ausgangsspannung mit einem Speicheroszilloskop oder Kennlinienschreiber gemessen.

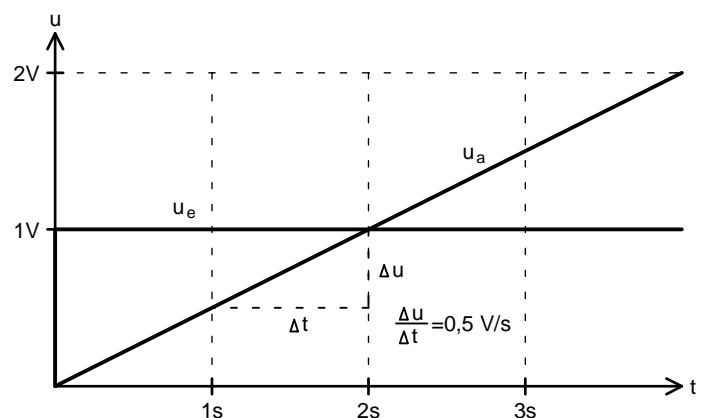
K_i gibt an, um welchen Betrag sich die Ausgangsspannung bei einer Eingangsspannung von 1V in 1s ändert!

Beispiel:

$$R=100\text{k}\Omega, C=20 \mu\text{F} \rightarrow K_i=0,5 \text{ s}^{-1}$$

Bei einem Sprung von 0 auf 1 Volt ändert sich die Ausgangsspannung in einer Sekunde um 0,5 Volt (Die Kondensatorspannung zum Zeitpunkt $t=0$ sei 0 Volt).

Abb. 8.2: Sprungantwort des Integrierers

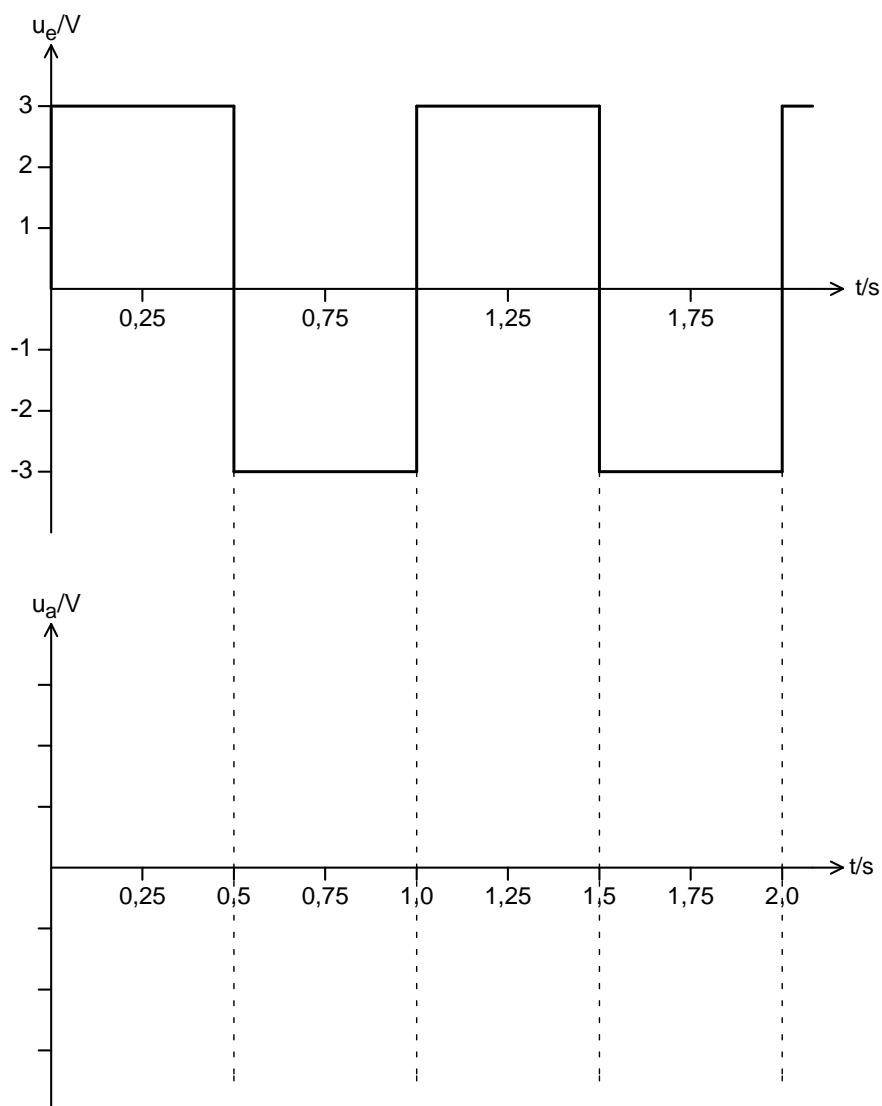


Der Integrierer findet u.a. Verwendung in der analogen Regelungstechnik als sogenannter I-Regler oder als Teil eines PI-Reglers. Seine Eigenschaft, seine Ausgangsspannung solange zu verändern wie eine Spannung am Eingang anliegt, bewirkt, dass eine Regeldifferenz (= Unterschied zwischen Ist- und Sollwert) im Regelkreis vollständig ausgeglichen werden kann.

Übung 8.1:

In der Schaltung nach Abb. 8.1 ist $R=25\text{k}\Omega$ und $C=10\mu\text{F}$.

- a) Berechnen und zeichnen Sie maßstäblich den Verlauf der Ausgangsspannung bei folgender Eingangsspannung!

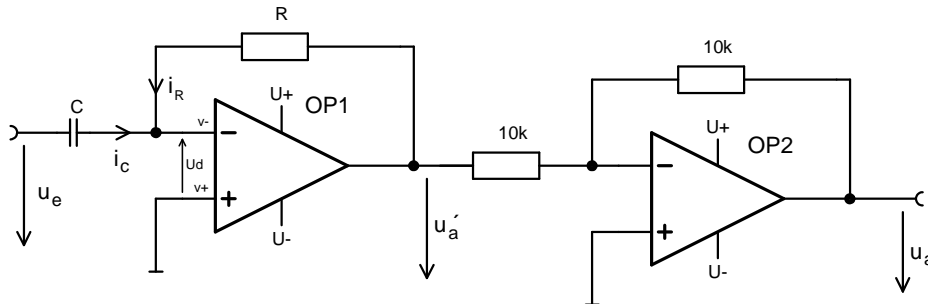


- b) Simulieren Sie die Schaltung mit Multisim!

9. Der Differenzierer

Abb. 9.1 zeigt die Schaltung eines Differenzierers.

Abb. 9.1: Der nicht invertierende Differenzierer



Mit OP1 bildet die Schaltung einen invertierenden Differenzierer. Durch den Inverter OP2 wird diese zum nicht invertierenden Differenzierer.

Auf Grund der Gegenkopplung wird die Differenzeingangsspannung U_d am OP1 0 Volt.

Dann ist:

$$I_R + I_C = 0 \quad (\text{Knotenregel})$$

Mit

$$I_C = C \cdot \frac{\Delta U_e}{\Delta t} \quad \text{und} \quad I_R = \frac{U_a'}{R}$$

$$\text{ergibt sich} \quad \frac{U_a'}{R} + C \cdot \frac{\Delta U_e}{\Delta t} = 0$$

Die Ausgangsspannung U_a' nach OP1 ist:

$$U_a' = -R \cdot C \cdot \frac{\Delta U_e}{\Delta t}$$

Nach dem Inverter mit OP2 ist:

$$U_a = R \cdot C \cdot \frac{\Delta U_e}{\Delta t} = K_d \cdot \frac{\Delta U_e}{\Delta t} \quad \text{mit} \quad K_d = R \cdot C \quad (\text{Formel 9.1})$$

Der Ausdruck $R \cdot C$ ist eine **Kenngroße des Differenzierers** und wird als **Differenzierbeiwert K_d** bezeichnet! Die Einheit von K_d ist Sekunde.

In Formel 9.1 beschreibt der Ausdruck $\frac{\Delta U_e}{\Delta t}$ die Änderungsgeschwindigkeit (oder Steigung) der Eingangsspannung. Das bedeutet: Wenn sich die Eingangsspannung nicht ändert (z.B. bei Gleichspannung), ist die Ausgangsspannung 0 Volt.

Die Ausgangsspannung der Differenzierers ist umso größer, je schneller sich die Eingangsspannung ändert.

Bei einer sprunghaften Änderung der Eingangsspannung würde die Ausgangsspannung unendlich hoch werden (praktischerweise bis zur Aussteuerungsgrenze).

Der Differenzierbeiwert K_d gibt an, wie hoch die Ausgangsspannung ist, wenn sich die Eingangsspannung in 1s um 1V ändert.

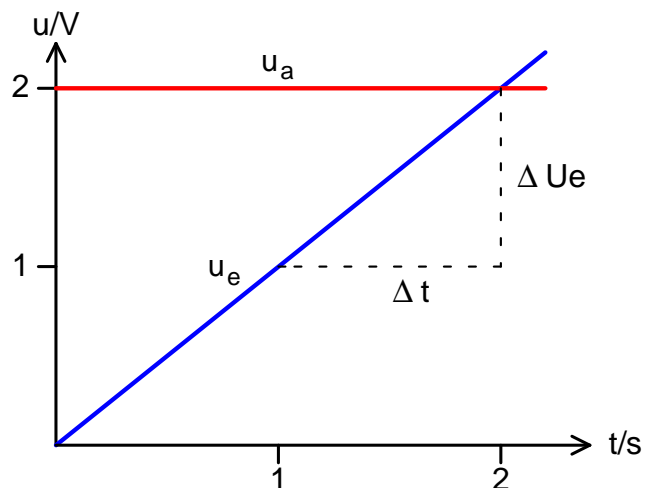
Beispiel:

Mit $R=100k$ und $C=20\mu F$ ist:

$$K_d = 100 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-6} s = 2s$$

und

$$U_a = K_d \cdot \frac{\Delta U_e}{\Delta t} = 2s \cdot \frac{1V}{1s} = 2V$$

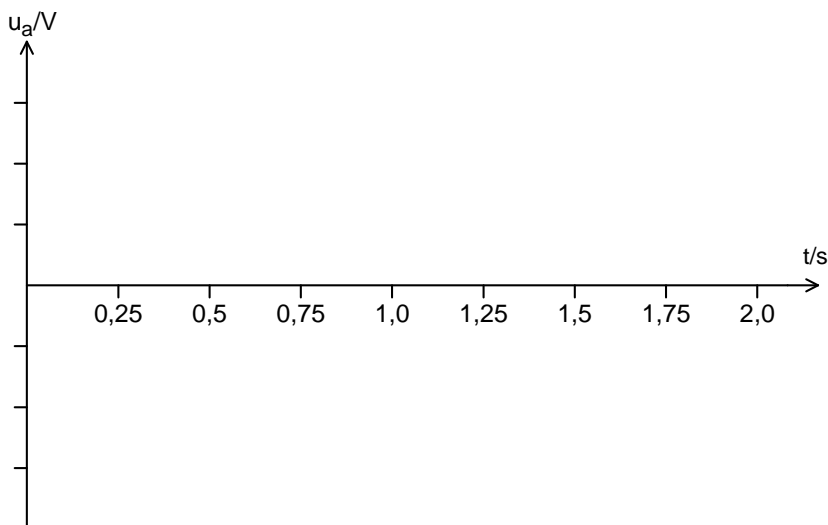
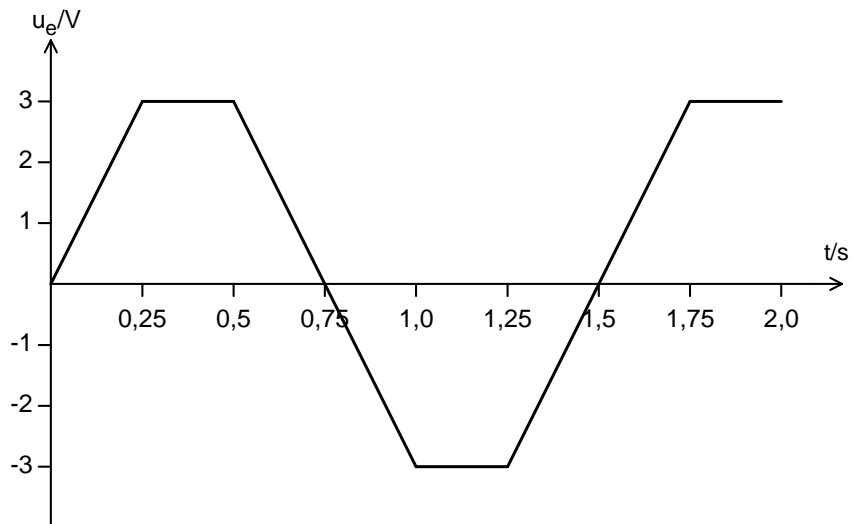


In der Regelungstechnik wird der Differenzierer als Teil eines sogenannten PID-Reglers verwendet. Mit dem D-Anteil reagiert der Regler auf plötzlich auftretende Abweichungen von Ist- und Sollwert im Regelkreis und fängt damit auftretende Störungen im Regelkreis vorbeugend ab.

Übung 9.1:

In der Schaltung nach Abb. 9.1 ist $R=33\text{k}\Omega$ und $C=10\mu\text{F}$.

Zeichnen Sie maßstäblich den Verlauf der Ausgangsspannung bei folgender Eingangsspannung!

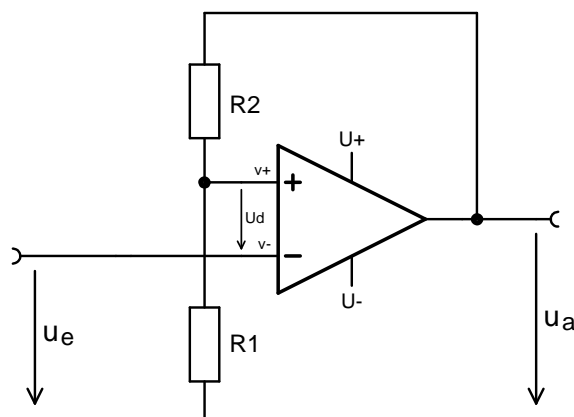


10. Der Schmitt-Trigger

Bei den bisherigen Schaltungen wurde stets ein Teil der Ausgangsspannung auf den **invertierenden Eingang** zurück geführt. Diese Art der Rückführung bezeichneten wir als (Spannungs-) **Gegenkopplung**.

Bei der Schaltung eines Schmitt-Triggers nach Abb. 10.1 erfolgt die Rückführung eines Teils der Ausgangsspannung auf den nicht invertierenden Eingang. Diese Beschaltung bezeichnet man als **Mitkopplung**.

Abb. 10.1: Der invertierende Schmitt-Trigger



Zur Wirkungsweise der Schaltung machen wir folgende Betrachtung:

Nach Anlegen der Betriebsspannung gelangt u_a kurzzeitig entweder an die positive oder negative Aussteuerungsgrenze $U+$ oder $U-$.

Nehmen wir an, dass nach Anlegen der Betriebsspannung die Ausgangsspannung u_a an der positiven Aussteuerungsgrenze $U+$ liegt. Solange $u_e=v-$ kleiner als $v+$ ist, ist U_d positiv und u_a bleibt an der positiven Aussteuerungsgrenze bestehen. Wenn u_e ansteigt wird U_d kleiner. Wenn U_d nahezu 0 Volt wird sinkt u_a und damit auch das Potential an $v+$, wodurch u_a noch schneller kleiner wird und damit auch $v+$ (Mitkopplungseffekt). Dadurch wird U_d negativ und die Ausgangsspannung u_a sinkt schlagartig auf die negative Aussteuerungsgrenze $U-$.

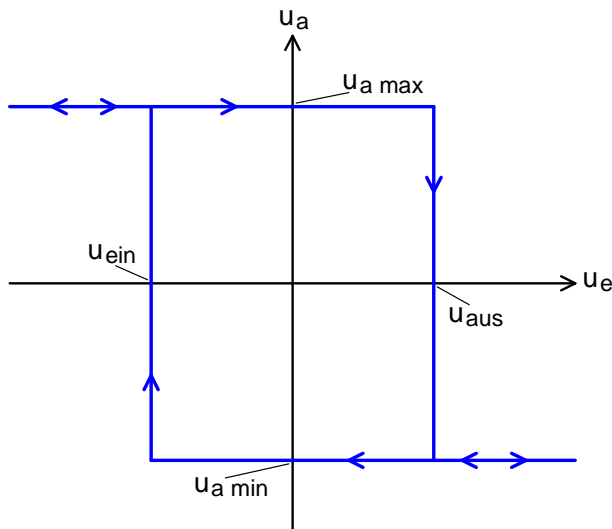
Befindet sich die Ausgangsspannung an der negativen Aussteuerungsgrenze $U-$ und ist u_e höher als das Potential an $v+$ bleibt dieser Zustand stabil, da U_d negativ ist. Wenn u_e sinkt, wird U_d kleiner. Wenn U_d nahezu 0 Volt wird steigt u_a und damit auch das Potential an $v+$, wodurch u_a noch schneller größer wird und damit auch $v+$. Dadurch wird U_d positiv und die Ausgangsspannung u_a steigt schlagartig auf die positive Aussteuerungsgrenze $U+$ mit dem erneuten stabilen Zustand.

Zusammenfassend kann man feststellen:

Bei Erreichen einer oberen Grenze von u_e "springt" die Ausgangsspannung auf $U-$ und bei Erreichen einer unteren Grenze auf $U+$.

Das Verhalten des Schmitt-Triggers wird durch die Übertragungskennlinie nach Abb. 10.2 beschrieben. Die dargestellte Übertragungskennlinie nennt man auch Spannungshysterese oder Schalthysterese.

Abb. 10.2: Übertragungskennlinie des invertierenden Schmitt-Triggers



Die Schaltung kippt, wenn u_e das Potential an v_+ erreicht.

Dann ist

$$U_{ein} = U_{a\min} \cdot \frac{R1}{R1 + R2}$$

und

$$U_{aus} = U_{a\max} \cdot \frac{R1}{R1 + R2}$$

Abb. 10.3: Simulation des Schmitt-Triggers

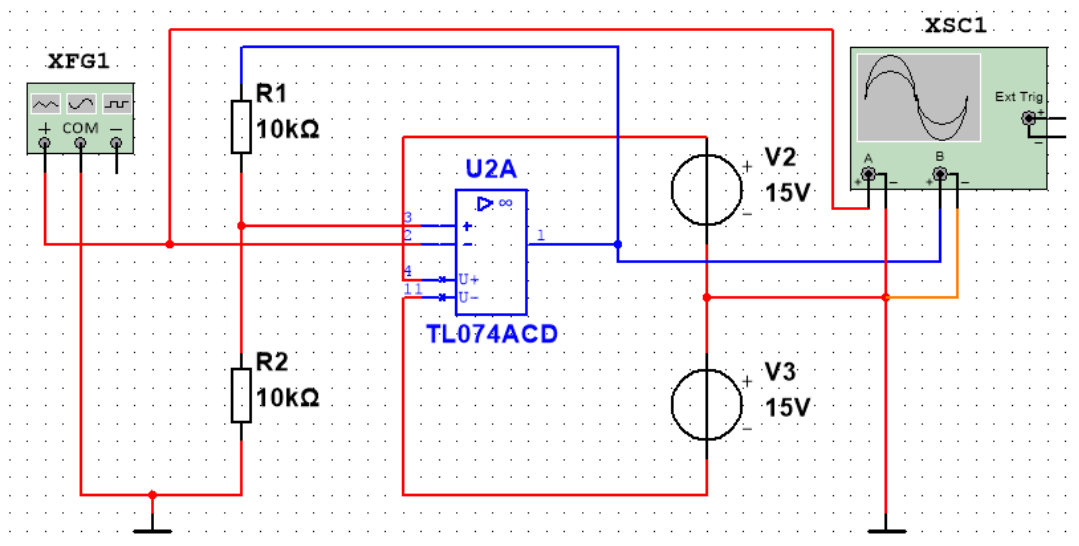
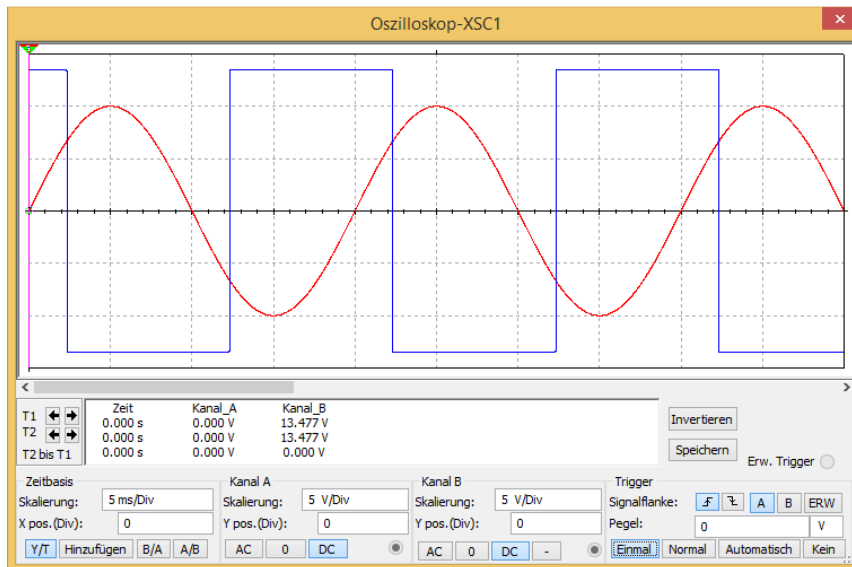


Abb. 10.4: Schmitt-Trigger an Sinusspannung

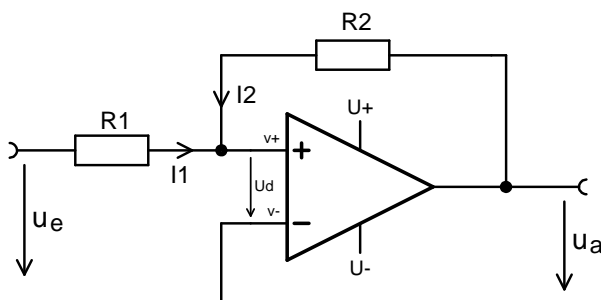


Der Schmitt-Trigger ist geeignet, um ein analoges Signal (z.B. Sinus) in ein binäres Signal bestehend aus nur zwei Zuständen (Low und High bzw. 0 und 1) zu wandeln.

Der nicht invertierende Schmitt-Trigger

Legt man wie in Abb. 10.5 dargestellt die Eingangsspannung an den nicht invertierenden Eingang (zusätzlich zu der Rückkopplung) entsteht ein nicht invertierender Schmitt-Trigger.

Abb.10.5: Der nicht invertierende Schmitt-Trigger

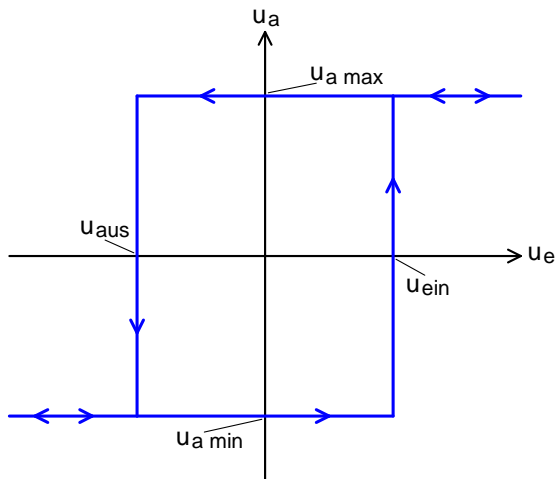


Zur Erklärung gehen wir beispielsweise davon aus, dass u_a an der negativen Aussteuerungsgrenze U_- liegt und die Eingangsspannung u_e 0 Volt beträgt. Dann ist U_d negativ und der Zustand ist stabil. Wird u_e erhöht, erhöht sich das Potential an v_+ bis U_d nahe 0 Volt wird. Damit steigt u_a und unterstützt den Anstieg von U_d (Mitkopplungseffekt). U_d wird positiv und die Ausgangsspannung gelangt schlagartig an die wieder stabile positive Aussteuerungsgrenze.

Jetzt muss die Eingangsspannung wieder soweit absinken, dass U_d wieder nahe 0 Volt wird bis die Schaltung wieder "kippt".

Abb. 10.6 zeigt die entsprechende Übertragungskennlinie (Hysterese).

Abb. 10.6: Übertragungskennlinie des nicht invertierenden Schmitt-Triggers



Für die Berechnung der Schaltspannung gehen wir davon aus, dass u_e und u_a so groß sind, dass U_d 0 Volt wird.

Dann ist:

$$I_1 = \frac{U_e}{R_1} \quad \text{und} \quad I_2 = \frac{U_a}{R_2}$$

Da $I_1 = -I_2$ ist $U_e = -U_a \cdot \frac{R_1}{R_2}$

Somit ist

$$U_{ein} = -U_{a\min} \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad \text{und} \quad U_{aus} = -U_{a\max} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Übung 10.1:

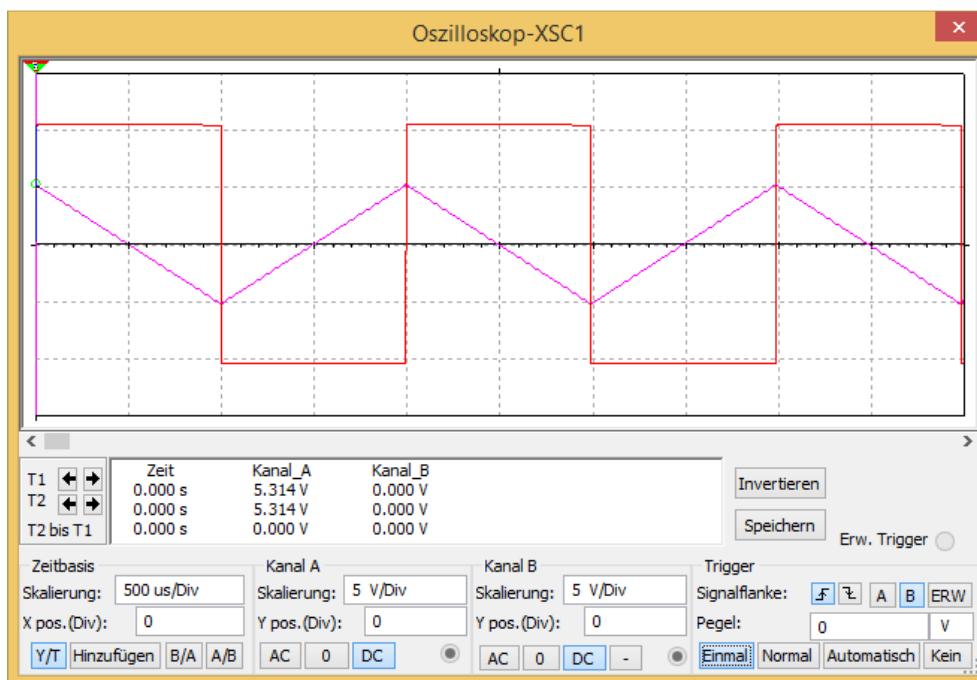
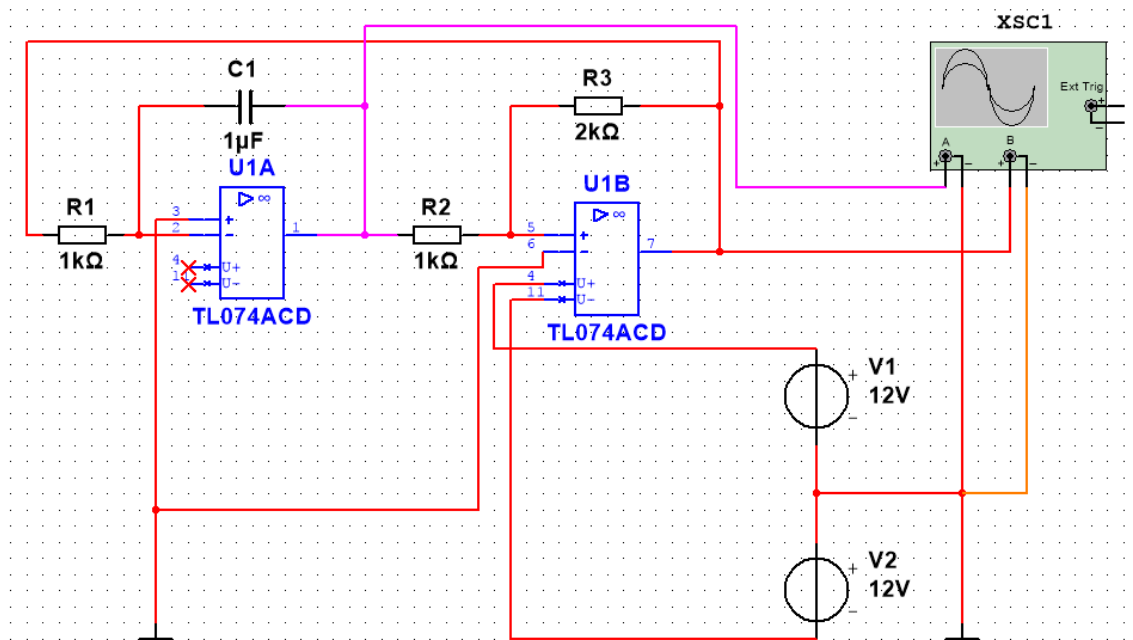
In der Schaltung nach Abb. 10.5 betragen die Widerstände $R_1=5\text{k}\Omega$ und $R_2=15\text{k}\Omega$. Bei einer Betriebsspannung von $\pm 15\text{V}$ sind die Aussteuerungsgrenzen des OPs ca. $\pm 13\text{V}$.

- Berechnen Sie die Schaltspannungen des Schmitt-Triggers.
- Simulieren Sie die Schaltung mit Multisim und überprüfen Sie das Ergebnis!

Übung 10.2:

- Erklären Sie die Funktionsweise des Dreieck-Rechteck-Generators nach Abb. 10.7!
- Berechnen Sie die Frequenz! Vergleichen Sie das Ergebnis mit dem untenstehenden Oszillogramm!

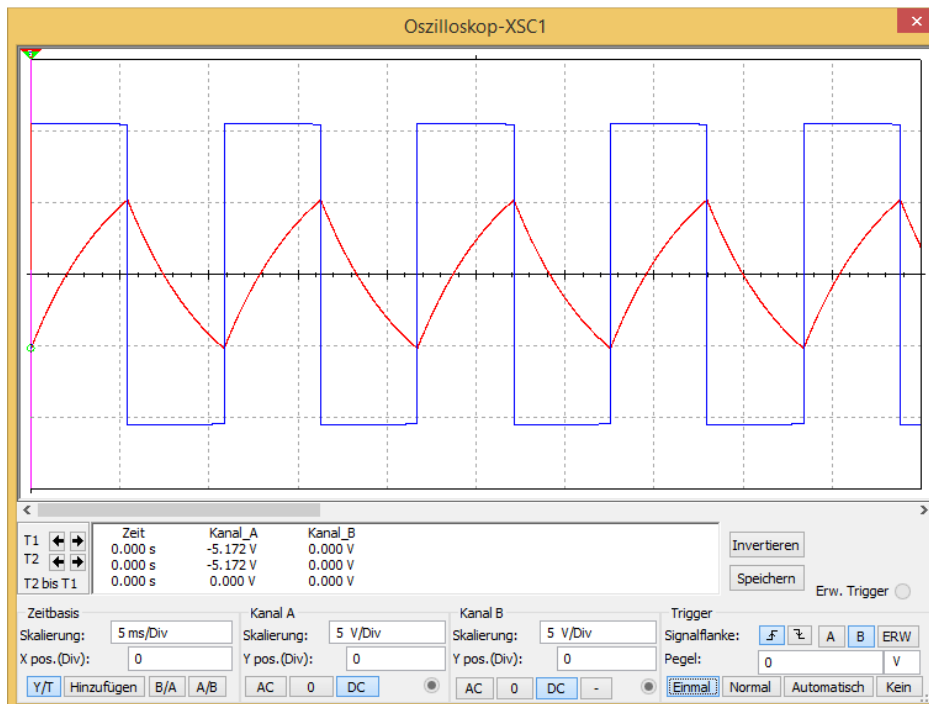
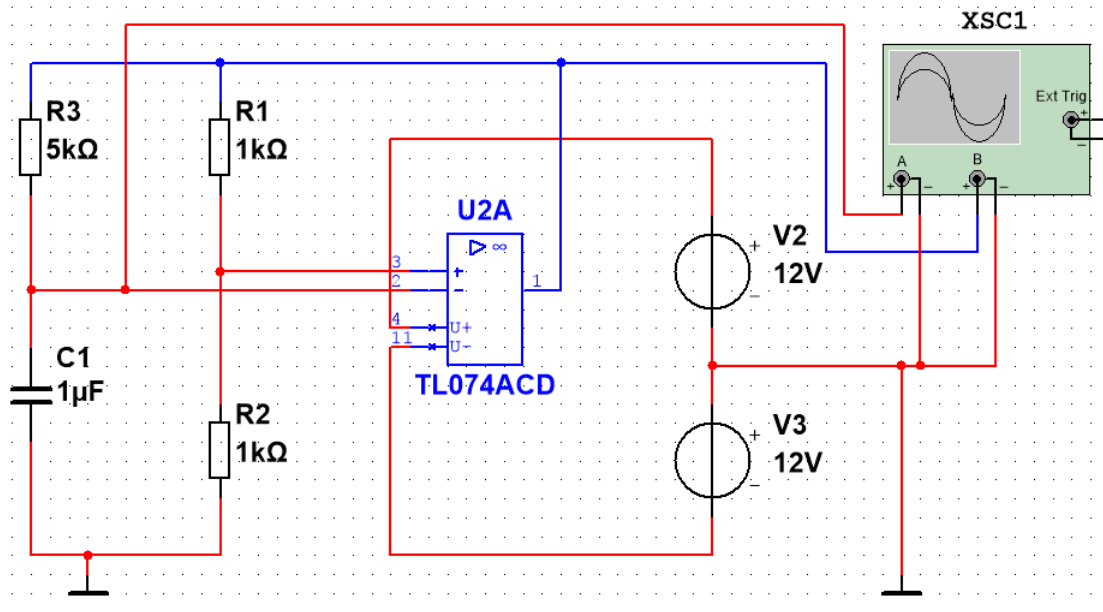
Abb. 10.7: Dreieck-Rechteck-Generator



Übung 10.3:

- Erklären Sie die Funktionsweise des Multivibrators nach Abb. 10.8!
- Berechnen Sie die Frequenz! Vergleichen Sie das Ergebnis mit dem untenstehenden Oszillogramm!

Abb. 10.8: Der Multivibrator (Astabile Kippstufe)



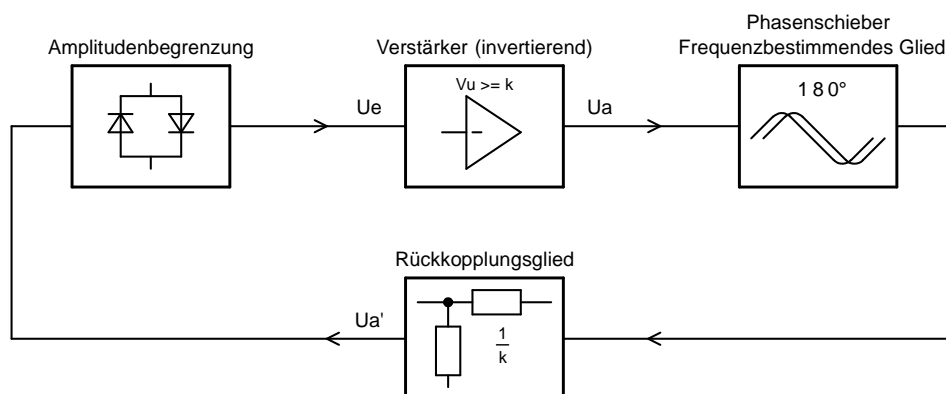
11. Sinus-Oszillatoren

Die Funktion eines Sinus-Oszillators beruht wie beim Schmitt-Trigger auf eine Verstärkerschaltung mit Mitkopplung. Die Rückführung auf die Eingangsspannung erfolgt aber über ein frequenzbestimmendes Glied, so dass die Schaltung auf einer festen Frequenz schwingt. Die Prinzipschaltung eines Oszillators mit Phasenschieber zeigt Abb. 11.1. Sie besteht aus einem Verstärker, einem Phasenschieber, einer Rückkopplung und einem Amplitudenbegrenzer.

Angenommen die Eingangsspannung U_e des Verstärkers sei eine Sinusspannung, so ist die Ausgangsspannung des (invertierenden) Verstärkers ebenfalls eine um den Faktor V_u verstärkte Sinusspannung mit einer Phasenverschiebung von 180° . Der nachgeschaltete Phasenschieber ist so dimensioniert, dass er bei der angenommenen Frequenz von U_a eine Phasenverschiebung von 180° bewirkt. Dann hat die Ausgangsspannung U_a' des Phasenschiebers die gleiche Phasenlage wie U_e , d.h. die Phasenverschiebung von U_a zu U_e ist 0° . Phasenschieber und Rückkopplungsnetzwerk bewirken eine Abschwächung von U_a' um den Faktor $\frac{1}{k}$.

Die rückgekoppelte Spannung wird auf den Eingang des Verstärkers gelegt. Solange die Amplitudenbegrenzung nicht wirkt ist das die Eingangsspannung U_e des Verstärkers. Wenn die Verstärkung so eingestellt wird, dass die durch die Gegenkopplung verursachte Spannungsabsenkung ausgeglichen wird, wird das System dauerhaft stabil schwingen. Damit das System sicher anschwingt, muss die Verstärkung kurzzeitig etwas größer als k gewählt werden. Die Amplitudenbegrenzung bewirkt, dass die Amplitude der erzeugten Ausgangsspannung stabil bleibt.

Abb. 11.1: Prinzip des Phasenschieber-Oszillators



Für die Funktionsweise dieser Schaltung sind also zwei Bedingungen zu erfüllen:

- Die Gesamtphasenverschiebung zwischen Eingang des Verstärkers und Ausgang der Rückkopplung muss 360° (oder 0°) betragen (**Phasenbedingung**).
- Die Spannungsverstärkung des Verstärkers muss so groß sein, dass sie Dämpfung durch das Rückkopplungsnetzwerk ausgleicht (**Amplitudenbedingung**).

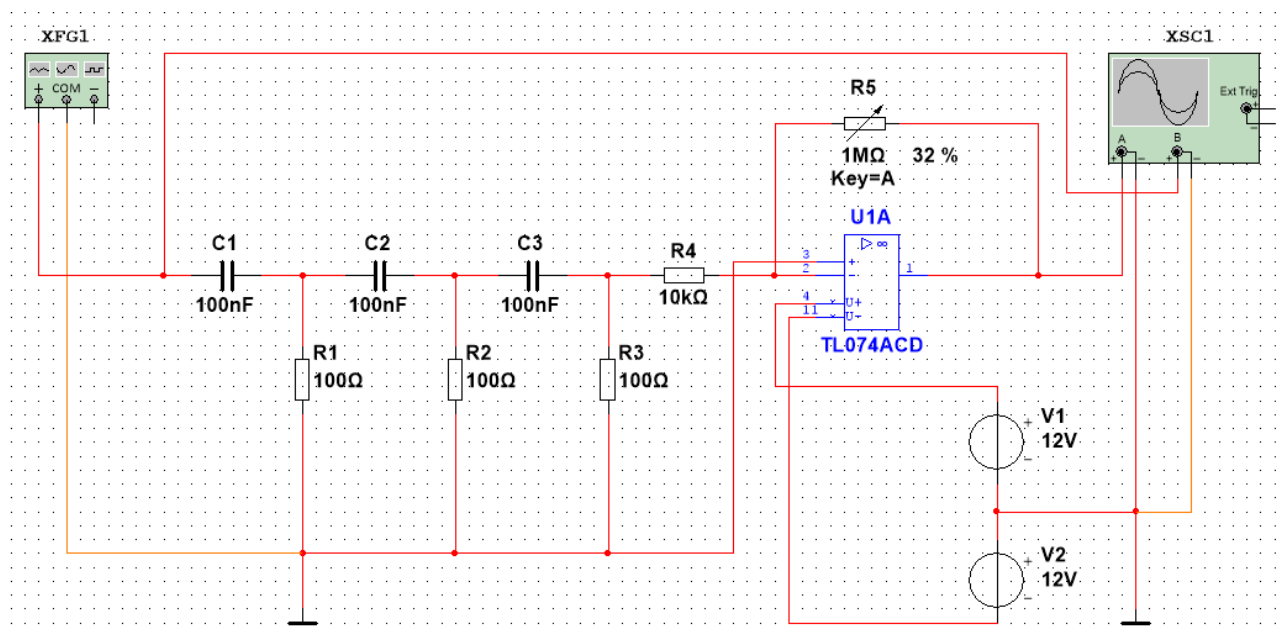
Übung 11.1:

Die theoretischen Überlegungen sollen anhand der Schaltung nach Abb. 11.2 untersucht werden. Die Kondensatoren C1 bis C3 mit den Widerständen R1 bis R3 bilden den Phasenschieber und U1A ist ein invertierender Verstärker mit über R5 einstellbarer Verstärkung.

Jedes einzelne Rx-Cx-Glied bildet für Sinusspannung einen sogenannten Hochpass. Die Phasenverschiebung eines solchen Gliedes geht für ansteigende Frequenzen von $+90^\circ$ nach 0° . Mit drei hintereinander geschalteten Gliedern lässt sich also für eine bestimmte Frequenz eine Phasenverschiebung von 180° erreichen. Die Rückkopplung ist noch nicht angeschlossen. Stattdessen wird die Eingangsspannung auf den Phasenschieber durch einen Funktionsgenerator bereit gestellt.

- a) Erstellen Sie die Schaltung mit Multisim! Stellen Sie die Spannung des Funktionsgenerators auf $V_p = 5V$. Ermitteln Sie die Frequenz, bei welcher die Ausgangsspannung (an Kanal A) die gleiche Phasenlage wie die Eingangsspannung (an Kanal B) hat¹ (Phasenbedingung). Verändern Sie die Verstärkung mit R5 so, dass die Amplitude der Ausgangsspannung identisch ist mit der Amplitude der Eingangsspannung (Amplitudenbedingung).

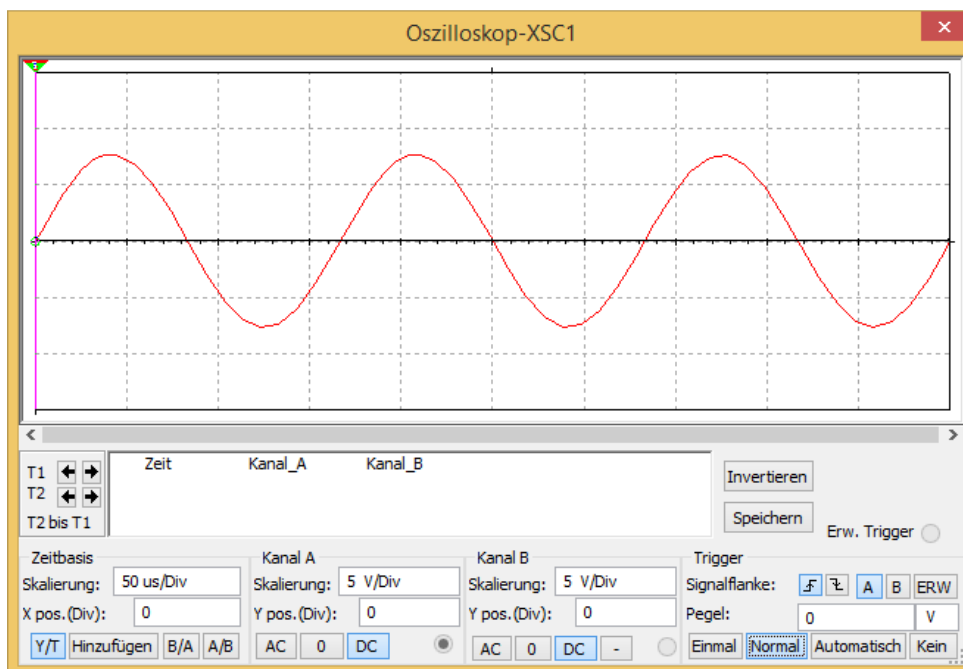
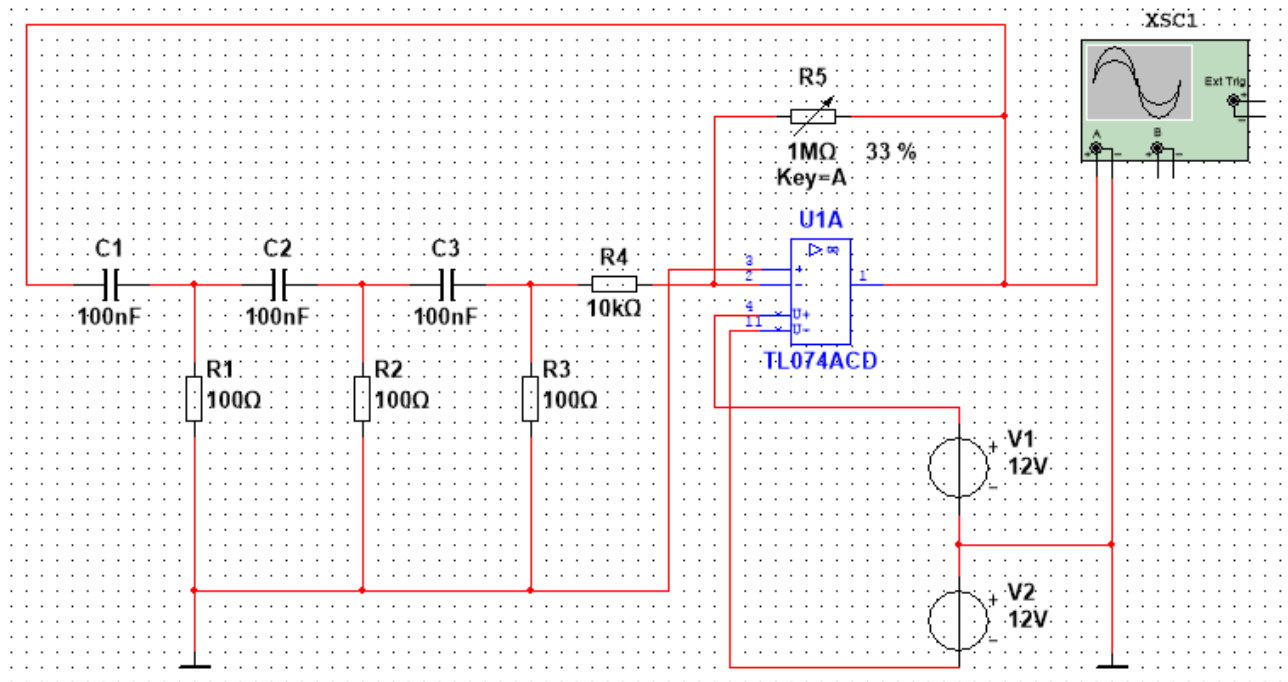
Abb. 11.2: Phasenschieber und invertierender Verstärker



- b) Entfernen Sie bei dieser Einstellung den Funktionsgenerator und schalten Sie gemäß Abb. 11.3 den Ausgang des Verstärkers auf den Eingang des Phasenschiebers (Rückkopplung)! Man kann sich vorstellen, dass die Eingangsspannung des Funktionsgenerators praktisch durch die Ausgangsspannung des Verstärkers "ersetzt" wird. Statt der Amplitudenbegrenzung kann die Amplitude der Ausgangsspannung mit R5 geregelt werden.

¹ Bei den gegebenen Werten liegt die Frequenz bei 5 bis 7kHz

Abb. 11.3: Der RC-Phasenschieber-Oszillator



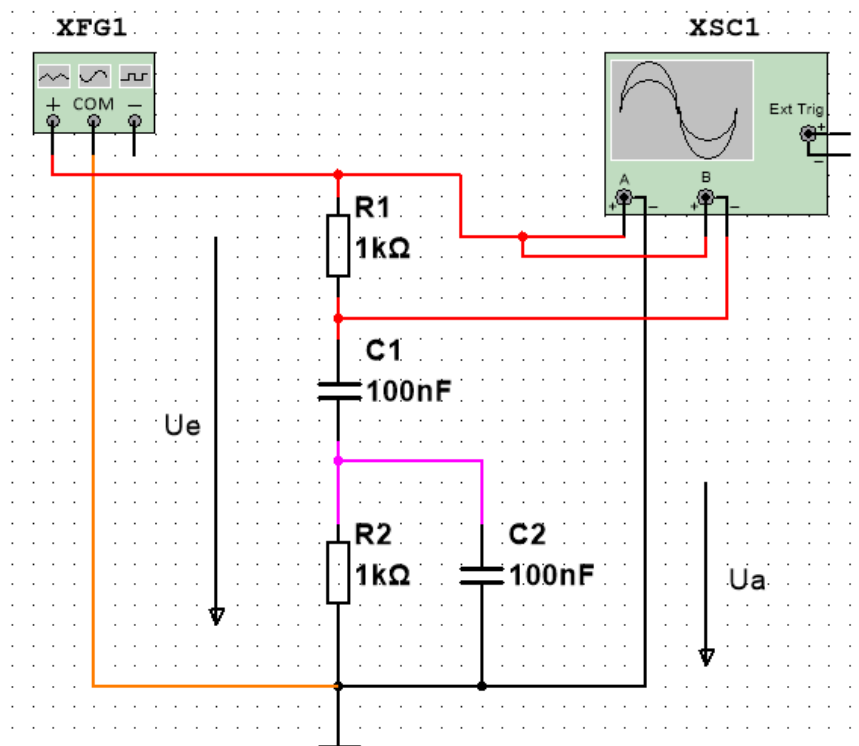
Wien-Robinson-Oszillator

Beim Wien-Robinson-Oszillator ist das frequenzbestimmende Glied eine Schaltung nach Abb. 11.4. R1 und C1 bilden einen Hochpass und R2 mit C2 einen Tiefpass. Bei steigender Frequenz der Eingangsspannung bewirkt der Hochpass eine Phasenverschiebung 90° nach 0° und der Tiefpass eine Phasenverschiebung von 0 nach -90° . Es gibt eine Frequenz, bei welcher die Phasenverschiebung zwischen U_a und U_e 0° wird.

Diese Frequenz berechnet sich nach:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (\text{Formel 11.1})$$

Abb. 11.4: Das Wien-Glied



Übung 11.2:

Simulieren Sie die Schaltung nach Abb. 11.4 und bestimmen Sie das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung bei der nach Formel 11.1 berechneten Frequenz!

Ergebnis:

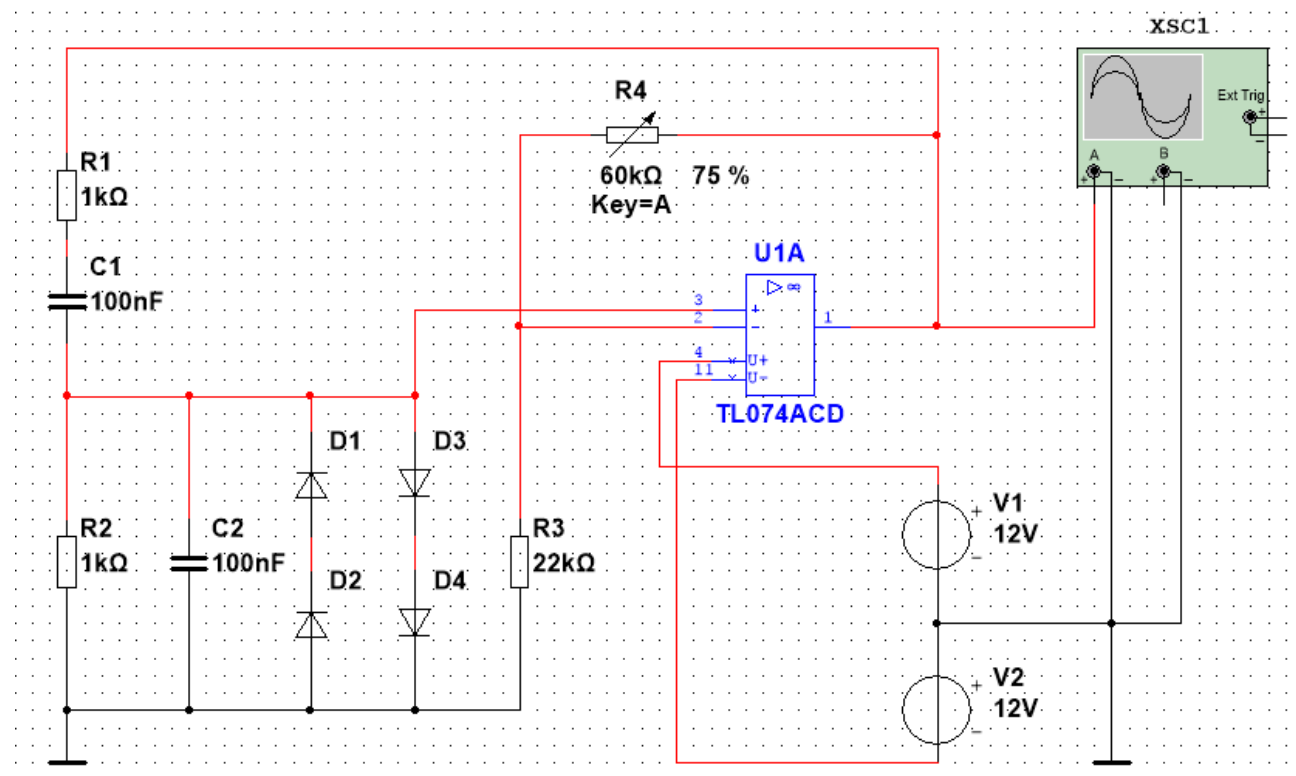
Die Phasenverschiebung zwischen U_a und U_e ist 0° . Außerdem ist $U_a = \frac{1}{3} \cdot U_e$.

Übung 11.3:

Mit Hilfe des oben beschriebenen Wien-Gliedes wurde die Oszillatorschaltung nach Abb. 11.5 entwickelt.

- Beschreiben Sie die Funktionsweise der Schaltung und führen Sie die Simulation aus!
- Begründen Sie die gewählten Widerstandswerte von R3 und R4!
- Welche Aufgaben haben die Dioden D1 bis D4? Untersuchen Sie das Verhalten, wenn D1 bis D4 abgeklemmt werden!

Abb. 11.5: Wien-Robinson-Oszillator



Übung 11.4:

Die Schaltung nach Abb. 11.6 hat als frequenzbestimmendes Glied einen LC-Parallelschwingkreis.

Die Frequenz berechnet sich nach:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Beschreiben Sie die Funktionsweise der Schaltung und testen Sie diese mit Multisim!

Abb. 11.6: LC-Oszillator

