Repetitorium 10

Nach diesen teilweise sehr akademischen Themen kommen wir nun zur eher bodenständigen Schaltungstechnik. Seit Jahrzehnten das zentrale Bauelement der Analogtechnik ist der Operationsverstärker.

Als erstes kennt man den ältesten Witz zu diesem Thema: „Seit vielen Jahren werden in Krankenhäusern zunehmend Operationsverstärker verwendet.“ (Na kommt, so schlecht war der auch wieder nicht.)

Wie so vieles andere in der Technik stammt der Operationsverstärker auch aus dem Krieg. Das elementare Problem der Bomber bestand darin, dass man möglichst niedrig fliegen sollte, um die tödliche Last möglichst effektiv ins gewünschte Ziel zu bringen, aber hoch genug, um nicht abgeschossen zu werden. Daher wurden bereits früh Methoden entwickelt, um die Flugbahn von Bomben per Handsteuerung auch nach dem Abwurf noch korrigieren zu können. Der heute beim Gamern noch beliebte Joystick stammt übrigens aus dieser Anwendung. Automatische Steuerungen wären nett gewesen, aber die sonst so braven Elektronenröhren haben dermaßen schlechte DC – Werte, dass sie dafür nicht geeignet sind. Also versucht man, die Fehler der Röhren auszugleichen, indem man zwei möglichst gleichartige Röhren so beschaltete, dass sich deren Fehler ausglichen. Dies gelang bereits um 1930. Erste Anwendungen waren Steuerungen für Geschütze. Bald nach der Erfindung des bipolaren Transistors um 1947 wurden die ersten integrierten OPVs hergestellt. Ab den 1980er Jahren kamen die OPVs mit MOS – FET Eingängen verbreitet zum Einsatz und ermöglichten bisher nicht gekannte Eigenschaften wie minimaler Stromverbrauch und Eingangswiderstände im Bereich der Isolationen. Auch im heutigen digitalen Zeitalter sind OPVs unverzichtbar, da sie die Schlüsselbauelemente für den Kontakt zur analogen Realität darstellen.

In dieser Übung wollen wir Euch die grundlegenden Konzepte von OPVs und die elementaren Grundschaltungen sowie einige weitere Schaltungen für die Fortgeschrittenennahebringen. Zusätzlich zeige ich einige elementare Grundlagen der korrekten Handhabung elektronischer Bauelemente. Einige – ausschließlich für die Fortgeschrittenen gedachten –Zusatzkapitel über technische Details der OPVs runden diese Unterrichtseinheit ab.

Der Operationsverstärker

Der Operationsverstärker (kurz OP oder OPV) ist ein Bauelement oder eine Baugruppe, das die Übertragungsfunktion

$$U_{out} = A\ (\ U_{i+} - U_{i-}\ )$$

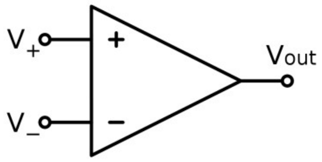
abbildet. In Worten: Ein Operationsverstärker hat zwei Eingänge U_{i+}undU_{i-} und einen Ausgang U_{out}. Die Ausgangsspannung ist die Differenz der beiden Eingangsspannungen multipliziert mit einem sehr hohen Faktor A. Beim idealen OPV ist A unendlich, gegenwärtig übliche Standard – OPs haben ein A größer 10^6. Selbst absolute Billigtypen haben ein A von 10^5.

Die psychologische Definition des OPVs ist: Ein Operationsverstärker ist ein Bauelement, das seine beiden Eingangsspannungen gleich halten möchte.

Ich empfehle Euch dringend, beide Definitionen zu beherrschen! Die mathematische Definition ist zwar universell verwendbar, ihre praktische Anwendung ist aber in den meisten Fällen unnötig mühsam und gerade für Ungeübte wenig hilfreich.

Die Begriffe „Operationsverstärker“ und „Differenzverstärker“ gehen fließend ineinander über. Die ersten Differenzverstärker auf Röhrenbasis wurden um 1930 für die Rüstung entwickelt. Im heutigen Sprachgebrauch sind OPVs weitgehend universell einsetzbare Bauelemente, die ihre konkrete Funktion erst durch die Beschaltung erhalten. Differenzverstärker (heute auch Instrumentenverstärker genannt) haben bereits für sich allein eine sehr genau definierte Funktion als Spannungsverstärker mit genau bekanntem und unmittelbar sinnvollen Verstärkungsfaktor. A ist dann meist 1 oder umschaltbar 1/10/100/1000 oder auch 1/2/4/8/16 oder wird mit genau einem externen Widerstand festgelegt.

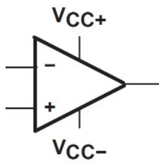
Das Schaltsymbol des Operationsverstärkers



Das elementare Schaltsymbol des Operationsverstärkers ist →

Wie so oft in der Technik sind die Bezeichnungen nicht einheitlich, Ihr müsst eben ein wenig Phantasie zeigen. Das Dreieck mit den Eingangsbezeichnungen + und – ist bei den „echten“ OPVs mit Spannungseingängen und Spannungsausgang fix. Die äußere Benennung des positiven Eingangs kann U_+, V_+, P, U_{in+} und ähnlich heißen, der negative sinngemäß. Der Ausgang heißt Uo, Vout, Out, Ausgang, Ua und ähnlich.

Obiges Schaltsymbol wird zwar tatsächlich verwendet, zeigt aber lediglich die unbedingt notwendigen Anschlüsse für die Signale. Dazu werden natürlich Anschlüsse für die Versorgungsspannungen benötigt. Das sieht dann beispielsweise so aus →

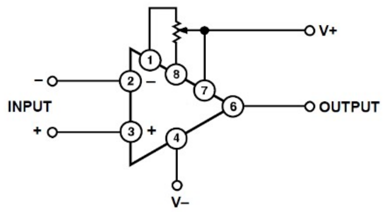


Die Namen der Versorgungsspannungen sind nicht allgemein gültig, sondern werden vom Schaltungsentwickler festgelegt, wobei es natürlich eine Art Gewohnheitsrecht gibt. Bei Analogschaltungen werden meist die Pegel explizit angegeben, z.B. +15V, −5V, etc. In Datenblättern schreibt man meist allgemein V+ und V–, da müsst Ihr halt mitdenken, was Signaleingang und was Versorgungsspannungseingang ist.

Vcc stammt eigentlich von den TTL – Logikschaltungen und bedeutet meistens +5V, aber das ist nicht garantiert! VDD stammt eigentlich von den CMOS – Digitalschaltungen und bedeutet dort irgendetwas zwischen +3V und +15V. Aber das ist …

Immer genau nachprüfen, was mit den symbolischen Namen gemeint ist!

Da das Ideal nicht erfüllbar ist, dass aus $U_+ = U\_$ folgt $Ua = 0$, sondern immer eine minimale Spannungsdifferenz falsch ist (diese nennt man Offsetspannung), gibt es bei manchen OPVs Eingänge, um diese mittels eines externen Potentiometers auszugleichen. Das zeichnet man beispielsweise so →



Dazu gibt es bei einzelnen Spezialtypen Anschlüsse zur Optimierung des Frequenzübertragungsverhaltens, des Stromverbrauchs oder der Verstärkung. All das führt weit über den Inhalt dieser Lehrveranstaltung hinaus.

Der ideale Operationsverstärker

Um die grundlegenden Anwendungen des OPV kennen zu lernen, beginnen wir mit dem Ideal. Das bedeutet konkret:

- Die Funktionsgleichung $U_{out} = \infty(U_{i+} - U_{i-})$ gilt ohne jede Einschränkung. Durch den unendlichen Verstärkungsfaktor sollte unmittelbar einsichtig sein, dass die tatsächliche Funktion ausschließliche Konsequenz der Beschaltung ist.

- Ein idealer OPV ist in beide Stromrichtungen beliebig weit aussteuerbar.

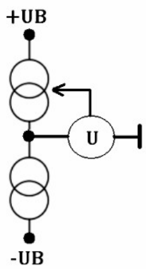
- Seine Eingangswiderstände sind unendlich.

- Sein Ausgangswiderstand ist Null.

- Die Ausgangsspannung folgt der Eingangsspannung ohne Zeitverlust.

Zeitunabhängige lineare Grundschaltungen des Operationsverstärkers

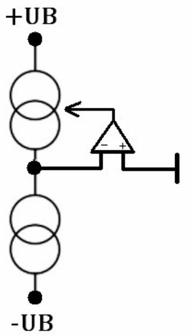
Von zentraler Bedeutung für viele dieser Schaltungen ist der Begriff des virtuellen Nullpunktes. Der virtuelle Nullpunkt ist eine weitere Art des von Masse verschiedenen Bezugspunktes, hier mit Massepotential.



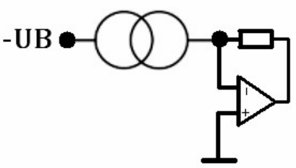
← Abstrakt kann man sich die Erzeugung eines virtuellen Nullpunktes wie in dieser Skizze vorstellen: Eine Konstantstromquelle und eine Konstantstromsenke wirken auf einen Knotenpunkt. Die Spannung am Knoten wird gemessen und zur Einstellung der Stromquelle benutzt: Eine klassische Regelschaltung. Wird nun durch eine Last in den Knotenpunkt ein Strom eingebracht oder aus ihm herausgezogen, regelt der Aufbau die Knotenspannung immer auf Massepotential. Der Knotenpunkt ist damit ein virtueller Nullpunkt.

Definition: Ein virtueller Nullpunkt ist ein Knotenpunkt einer elektronischen Schaltung, der auf Massepotential liegt, ohne eine galvanische (feste) elektrische Verbindung mit der Masse zu haben. Sein Potential wird mittels einer Regelschaltung festgelegt.

Im nächsten Konkretisierungsschritt wird aus dem noch recht → psychologischen Messgerät mit Regelausgang ein Regelverstärker mit Differenzeingang:



Die Konsequenz dieses Aufbaus ist, dass der Minus Eingang des OPV bereits ein virtueller Nullpunkt ist.

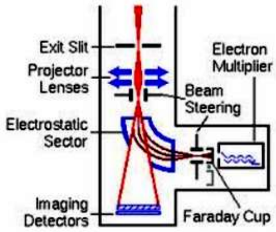


Als nächstes spart man die komplizierte spannungsgesteuerte Stromquelle und ersetzt sie durch den Ausgang des OPV mit einem Widerstand. U_{out} wird jetzt so eingestellt, dass

$$I_{out} = \frac{U_{out}}{R}$$

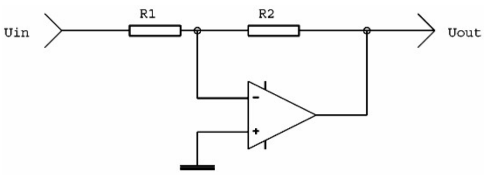
negativ gleich dem Strom in die Stromsenke wird. Und noch immer ist U_{i-} ein virtueller Nullpunkt mit Eingangswiderstand 0Ω! Das ist für die reale Anwendung als ideales Strommessgerät von eminenter Bedeutung! Denn den Stromwert einer Konstantstromsenke als Spannung abzubilden hat keinen Zweck. Nimmt man aber statt der Konstantstromquelle einen Sensor mit Stromausgang wie eine Photodiode oder einen Faraday – Cup, hat der Aufbau Sinn: Der vom Sensor gelieferte Strom wird ohne verfälschenden Spannungsabfall in eine gut messbare Spannung umgewandelt.

Anwendungsbeispiel: Messung des Stroms in einen Faraday Cup. Typischer Strahlengang eines Massenspektrometers im Bereich der Detektoren →



←Ein Faraday Cup ist ein Detektor zur Messung von Ionen- oder Elektronenströmen. Das Gerät besteht aus einem Metallbecher (Faradaybecher), der in den zu messenden Ionenstrahl (Elektronenstrahl) gebracht wird. Gegenüber den anderen üblichen Detektoren hat der Faraday Cup die höchste Dynamik und kann vor allem auch hohe Ionenströme verarbeiten, die die sonst verwendeten Sensoren Elektronen – Vervielfacherröhre (Electron Multiplier) oder die Mikrokanalplatte (Micro Channel Plate) sehr schnell beschädigen würden.

Trotz seiner Bedeutung in exotischen Anwendungen ist der Strom – Spannungs – Wandler nicht weit verbreitet. Durch den virtuellen Nullpunkt kann man aber jede Eingangsspannung sauber in einen wohldefinierten Strom umwandeln:



Der Strom aus dem Knotenpunkt ist damit

$$\frac{-U_{in}}{R1}$$

und in den Knotenpunkt hinein

$$\frac{U_{out}}{R2}$$

Der OPV stellt diese beiden Ströme ganz genau gleich ein. Man kann daher setzen:

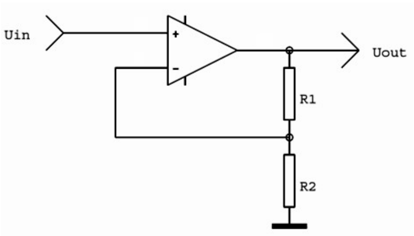
$$\frac{-U_{in}}{R1} = \frac{U_{out}}{R2}$$

(auch dafür habt Ihr Kirchhoff 1 lernen müssen). Es gilt daher nach elementarer Umwandlung (auf das Vorzeichen achten!)

$$U_{out} = -U_{in} \cdot \frac{R2}{R1}$$

Daher nennt man diesen Aufbau invertierenden Verstärker oder auch Umkehrverstärker. Wegen seiner Fähigkeit, mit einem Widerstand jeden Verstärkungsfaktor zwischen 0 und der praktischen Grenze fest zu legen, ist er von großer Bedeutung und weiter Verbreitung.

Bei allen Vorteilen und der daraus resultierenden Verbreitung hat der invertierende Verstärker aber auch zwei große Nachteile: Er benötigt auf jeden Fall eine bipolare Spannungsversorgung, auch wenn man eigentlich nur eine unipolare Spannung verstärken möchte, und er belastet die Quelle mit R1. Dies aber immerhin konstant.



← Zur Herstellung eines nichtinvertierenden Verstärkers vertauscht man die beiden Eingänge des Verstärkers, nicht des OPVs! Der Eingang des invertierenden Verstärkers wird auf Masse gelegt und umgekehrt. Zum Verständnis ist das Konzept des virtuellen Nullpunktes weniger geeignet, man bleibt besser bei der psychologischen Definition.

Dann stellt der OPV seine Ausgangsspannung so ein, dass die mit dem Spannungsteiler R1/R2 geteilte Ausgangsspannung gleich der Eingangsspannung ist.

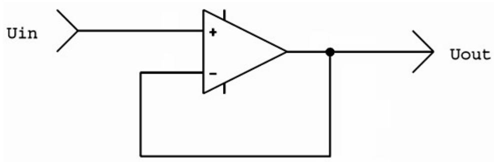
In eine Formel gefasst lautet dieser Umstand

$$\mathrm{U_{in}} = \mathrm{U_{out}} \cdot \frac{\mathrm{R_2}}{\mathrm{R_1} + \mathrm{R_2}}$$

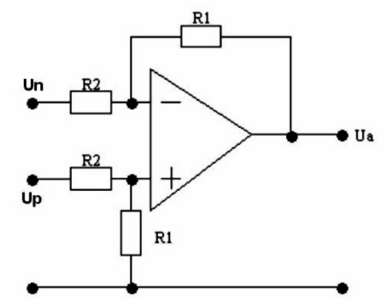
Elementarumformung liefert

$$\mathrm{U_{out}} = \frac{\mathrm{U_{in}} \cdot (\mathrm{R_1} + \mathrm{R_2})}{\mathrm{R_2}} = \mathrm{U_{in}} \frac{\mathrm{R_1} + \mathrm{R_2}}{\mathrm{R_2}} = \mathrm{U_{in}} \cdot \left(1 + \frac{\mathrm{R_1}}{\mathrm{R_2}}\right)$$

Das ist die Übertragungsfunktion des nichtinvertierenden Verstärkers. Man erkennt, dass im Gegensatz zum invertierenden Verstärker die minimale Verstärkung 1 ist.



In vielen Anwendungen benötigt man gar keine Spannungsverstärkung, sondern muss lediglich eine sehr empfindliche Quelle an eine kräftige Last anpassen. Dazu lässt man beim nichtinvertierenden Verstärker R2 weg und schließt R1 kurz. Das Ergebnis ist der Elektrometerverstärker, manchmal auch Impedanzwandler genannt. Die Schaltung heißt Impedanzwandler, da er die hohe Eingangsimpedanz in eine niedrige Ausgangsimpedanz umwandelt. Dies ist beispielsweise bei vielen Filterschaltungen nötig, da diese in den meisten Fällen von einer möglichst idealen Spannungsquelle angesteuert werden müssen, um korrekt zu funktionieren.



← Vereinigt man einen invertierenden und einen nichtinvertierenden Verstärker, erhält man den eigentlich ursprünglichen Differenzverstärker.

Achtung: Diese Schaltung funktioniert nur mit paarweise gleichen Widerstandswerten!

Zur Berechnung gehen wir vom einfacher verständlichen positiven Eingang aus:

$$U_+ = \frac{U_p \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Der negative OPV – Eingang wird so eingestellt, dass er gleich dem positiven ist. Wir verwenden Ohm'sches Gesetz und Kirchhoffsche Regel.

$$\frac{U_a - U_-}{R_1} = \frac{U_- - U_n}{R_2}$$

$$R_2 U_a - R_2 U_- = R_1 U_- - R_1\, U_n$$

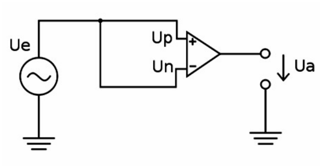
$$U_-(R_1 + R_2) = R_2 U_a + R_1\, U_n$$

$$U_- = \frac{R_2 U_a + R_1\, U_n}{R_1 + R_2} = U_+ = \frac{U_p\, R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_2 U_a + R_1\, U_n = U_p\, R_1$$

$$R_2 U_a = R_1 \left(U_p - U_n\right)$$

$$U_a = \left(U_p - U_n\right) \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

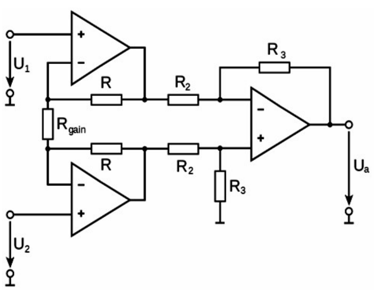


Man erkennt, dass die Ausgangsspannung nur mehr von der Differenz der Eingangsspannungen abhängt, nicht aber von ihrem jeweiligen Absolutwert. In der Praxis klappt das gut, aber nicht perfekt. Die wohl wichtigste Kenngröße eines Differenzverstärkers ist die Gleichtaktunterdrückung (common mode rejection ratio CMRR). Die CMRR gibt an, wie wenig sich die Ausgangsspannung ändert, wenn sich die beiden Eingangsspannungen eines Differenzverstärkers um den gleichen Betrag (also im „Gleichtakt") ändern. Üblicherweise wird die CMRR logarithmisch angegeben:

$$CMRR = 20\, lg \left(\frac{|U_e|}{|U_a|} \right)$$

Wie man „nach kurzer Rechnung" sieht, ist die CMRR vor allem von der Paarung der Widerstände abhängig. Selbst gebastelte Differenzverstärker sind daher den integrierten Typen mit ihren laserabgeglichenen Widerständen fast immer deutlich unterlegen!

Der elementare Differenzverstärker hat leider noch immer zwei schwere Nachteile: Erstens belastet er die Eingangsquellen und das noch dazu unterschiedlich, und zweitens ist sein Verstärkungsfaktor durch vier Widerstände festgelegt, die noch dazu sehr genau gepaart sein müssen. Um diese Nachteile zu vermeiden, muss man den Differenzverstärker um eine Eingangsstufe erweitern:

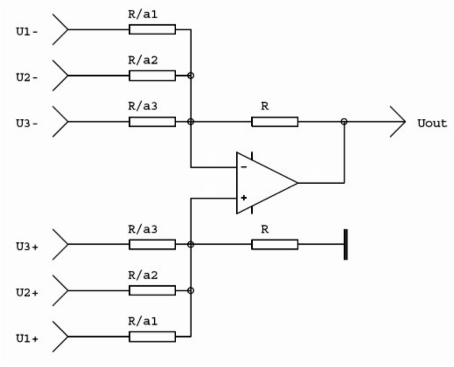


Man erkennt sofort, dass die Eingangswiderstände unendlich sind. R2 und R3 werden üblicherweise gleich gewählt, sodass die beiden Eingangsverstärker die tatsächliche Spannungsverstärkung übernehmen und der rechte OPV nur die Differenzbildung besorgt. Die Übertragungsfunktion dieser Anordnung ist (jetzt ohne die langwierige Ableitung)

$$U_a = \left(1 + \frac{2 \cdot R}{R_{gain}}\right) \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot (U_2 - U_1)$$

Diesen Aufbau nennt man <u>Instrumentenverstärker</u>. Er wird in vielen Exemplaren und sehr guten Eigenschaften integriert angeboten. Vielfach wird auch R_{gain} integriert und mit Logiksignalen umgeschaltet. Damit erreicht man zusätzliche Genauigkeit und Bequemlichkeit.

Der elementare Differenzverstärker kann leicht auf mehrere Eingänge zum Mehrfach – Subtrahierer erweitert werden:



← In diesem Schaltbeispiel mit 2 mal 3 Eingängen. Die tatsächliche Anzahl an Eingängen ist nur durch die Praxis begrenzt.

Die Übertragungsfunktion solcher Aufbauten lautet:

$$U_{out} = \sum_{i=1}^{n} a_n \cdot U_{n+} - \sum_{i=1}^{n} a_n \cdot U_{n-}$$

In Worten: U_{1-} und U_{1+} werden a_1 – fach verstärkt etc.

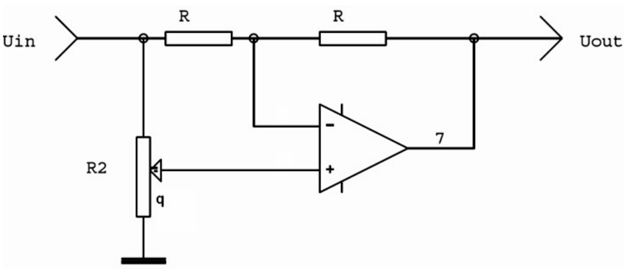
Wichtig ist die Koeffizientenbedingung: Es müssen gleich viele Eingänge U_{n+} und U_{n-} angeschlossen sein und die jeweiligen Widerstände müssen paarweise gleich sein. Anders formuliert: So lange der Aufbau entsprechend diesem Schaltbild erfolgt, funktioniert der Mehrfach – Subtrahierer. Benötigt man in einem Zweig weniger Eingänge als im anderen, müssen die nicht verwendeten Eingänge an Masse gelegt werden!

Hinweis: Gerade der Mehrfach – Subtrahierer wird in der Literatur gerne komplizierter dargestellt, um allgemeine Modelle zu verwenden. Solche Vorgehensweise entspricht weder der elektronischen Praxis noch den Erfordernissen eines Grundkurses.

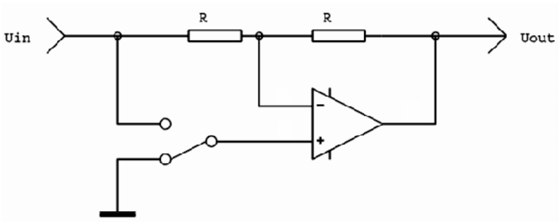
Aus der Zusammenfassung des invertierenden und nichtinvertierenden Verstärkers lassen sich zwei Spezialschaltungen ableiten:

Das bipolare Koeffizientenglied gestattet die Multiplikation einer Eingangsspannung mit einem Faktor, der mittels eines Potentiometers im Bereich (-1 ... +1) einstellbar ist.

Steht das Potentiometer am linken Anschlag, dann ist q = 0 und die Schaltung arbeitet als invertierender Verstärker. Für q = 1 liegt die volle Eingangsspannung am P – Eingang. Dadurch wird der Spannungsabfall zwischen Uin und dem invertierenden OP – Eingang Null. Das Gegenkopplungsnetzwerk ist außer Funktion und die Schaltung arbeitet als Spannungsfolger.



Ein Spezialfall ergibt sich wenn man das Potentiometer durch einen gesteuerten Schalter ersetzt.



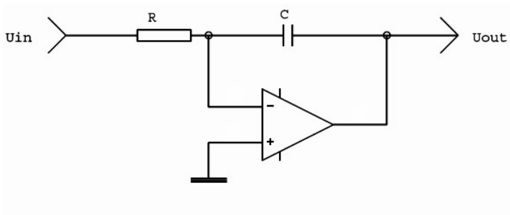
Dann entsteht eine Schaltung, die je nach Stellung des Schalters invertiert oder folgt. Mathematisch ausgedrückt ist das die Multiplikation mit +1 oder –1.

Zum Verständnis: Steht der Schalter wie angegeben, arbeitet der OPV als invertierender Verstärker mit A = -1. Verbindet der Schalter den Plus – Eingang mit Uin, bleibt der Widerstand von Uin zum Minus – Eingang stromlos. Daher muss auch der rechte Widerstand stromlos bleiben, die Schaltung wirkt als nichtinvertierender Verstärker mit A = +1.Dieser Aufbau ist in vielen Messschaltungen essentiell!

Zeitabhängige lineare Grundschaltungen des Operationsverstärkers

Aus dem Umkehrverstärker lassen sich zwei weitere wichtige Funktionen ableiten, wenn man einen der beiden Widerstände durch einen Kondensator ersetzt: Der Umkehrintegrator und der Umkehrdifferenzierer.

Der <u>Umkehrintegrator</u> bildet die Ausgangsspannung

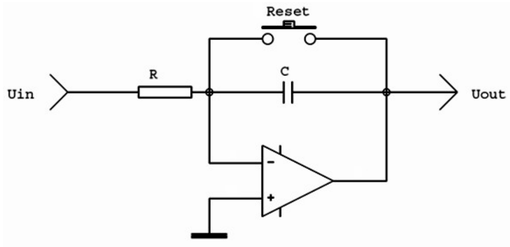


$$u_a(T) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^T u_e(t)\, dt + u_a(0)$$

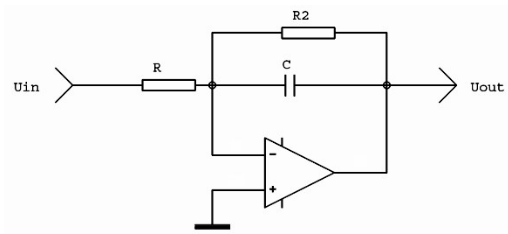
(Die detaillierte Ableitung dieser Formel findet Ihr ab S.19 in dieser Vorlesung.)

Hinweis zur Prüfung: Wenn die Übertragungsfunktion für Eingangsspannungen als Funktion der Zeit gefragt ist, müsst Ihr diese Formel angeben. Verzweifelte Versuche, mir stattdessen die Übertragungsfunktion im Frequenzbereich vorzusetzen, bringen leider nichts! Die Umrechnung ist auf S.23f in dieser Vorlesung angegeben, aber wer die kann, merkt sich auch die Integrationsformel – womit wir wieder bei dem dummen Witz mit den Schafenbeinen wären.

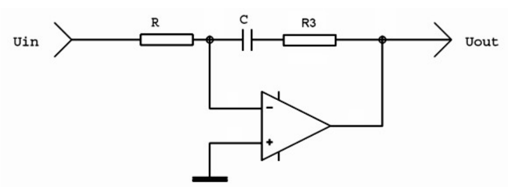
Um die Integrationskonstante $u_a(0)$ zu eliminieren, muss der Integrationskondensator zu Beginn des Versuchs und gegebenenfalls danach von Zeit zu Zeit mit einem Schalter entladen werden.



Unsauber, aber leider immer wieder zu sehen (auch bei uns im Praktikum) ist die Parallelschaltung eines Widerstandes. Natürlich muss R2 >> R sein! Erfahrungsgemäß ist ein Verhältnis in der Region 1:100 sinnvoll, um saubere Verhältnisse zu schaffen, ohne den Integrator in einen Umkehrverstärker zu verwandeln. In jedem Fall muss der Anwenderin / dem Anwender klar sein, was sie / er tut!



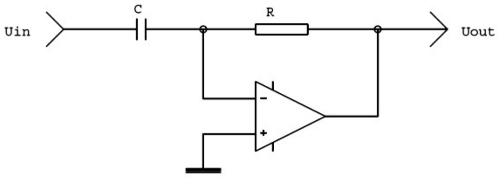
Abgesehen von diesem Detail lassen sich Integratoren inzwischen schon sauber aufbauen. Wichtig ist die Wahl des passenden Operationsverstärkers, da dieser massiv kapazitiv belastet wird, was die Schwingneigung erhöht. Ein kleiner Serienwiderstand R3 (10...100Ω) zu C wirkt dagegen oft Wunder. Natürlich muss R3 << R sein.



Eine für manche Anwendungen wichtige Anwendung des Umkehrintegrators ist die Bildung der Kosinus – Funktion: Für RC = 1 gilt

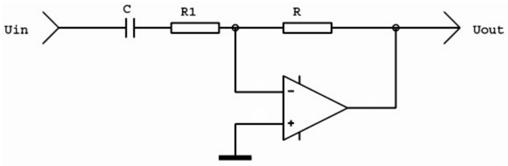
$$U_{out} = -\int \sin(t)\, dt = -(-\cos(t)) = \cos(t)$$

Tauscht man in der Integratorschaltung Widerstand und Kondensator, ergibt sich ein Umkehrdifferenzierer:



Er bildet die Ausgangsspannung

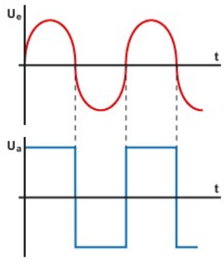
$$U_{out}(t) = -R\,C\,\frac{d\,U_{in}(t)}{dt}$$

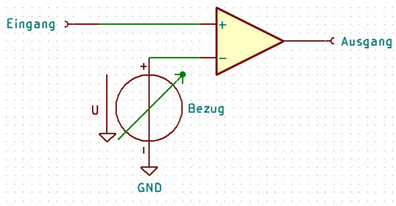


Hier wird der treibende Operationsverstärker kapazitiv belastet, er muss dafür geeignet sein. Wiederum hilft man sich mit einem kleinen Serienwiderstand R1 in Serie zu C, um die gröbsten Probleme zu vermeiden. Nebenbedingung: R1 <<R !

Zeitunabhängige nichtlineare Grundschaltungen des Operationsverstärkers

Die einfachste nichtlineare Grundschaltung des OPV ist der Komparator. Er schaltet den Ausgang um, wenn das Eingangssignal höher bzw. niedriger als die Bezugsspannung ist. Das Schaubild zeigt die Übertragungsfunktion bei Bezugsspannung 0. →

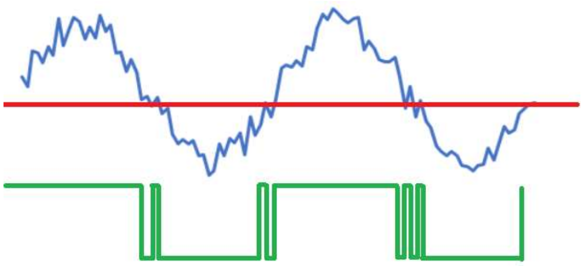




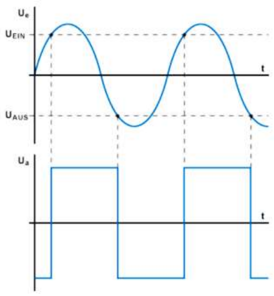
← Hierbei nutzt man die hohe Verstärkung des OPVs aus, um aus einem analogen Signal ein Digitalsignal zu generieren. Als Schaltbeispiel ist hier der nichtinvertierende Komparator dargestellt. Vertauscht man die beiden Eingänge des OPVs, ergibt sich der invertierende Komparator.

Die Funktion der Schaltung in Worten: Bei Eingangsspannungen größer als die Bezugsspannung wird die Ausgangsspannung so hoch wie technisch möglich. Umgekehrt wird die Ausgangsspannung so niedrig wie möglich, wenn die Eingangsspannung niedriger als die Bezugsspannung ist.

Der Komparator ist die elementare Schaltung zur Umwandlung eines analogen Signals in ein Digitalsignal. Er ist sehr wichtig, aber leider funktioniert er schlecht und ist in dieser Form praktisch unbrauchbar. Der Grund ist, dass aufgrund der hohen Verstärkung des OPV auch minimale Spannungsfehler wie eingestreute Brummspannungen, Rundfunkstörungen oder Rauschen nahe der Bezugsspannung bereits zu wildem Umschalten führen.



Sehen wir uns die oben idealisiert gezeichnete Übertragungsfunktion genauer an: Blau ist die Signalspannung, der eine Fehlspannung wie Brummen oder Rauschen überlagert ist. Die rote Linie stellt die Bezugsspannung dar und das grüne Signal das Ausgangssignal. Man erahnt (ja, ich weiß, ich sollte Zeichenunterricht nehmen), dass die Fehlerspannung in der Nähe der Bezugsspannung zu wildem Umschalten führt. Je nach Art der Weiterverwendung des Ausgangssignals beleidigt so etwas entweder die Schaltverstärker und Lasten. Sollte das Ausgangssignal für Zählvorgänge, beispielsweise bei einem Ereigniszähler oder einem Frequenzmessgerät, verwendet werden, kommt nur Schwachsinn heraus. Eigene Erfahrungen zeigten Zählvorgänge der Art 0 – 124 – 397 – 836. Das heißt, auf diese Art kann man lustige Zufallszahlengeneratoren bauen, praktisch sinnvoll ist das nicht.



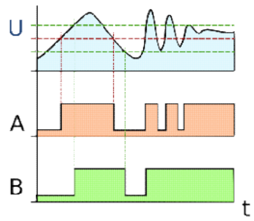
← Um dieses Problem zu lösen, benötigt man eine Schaltung, die erst ab einer gewissen Schwelle oberhalb der Bezugsspannung einschaltet, aber erst ab einer gewissen Schwelle unterhalb der Bezugsspannung ausschaltet. Das gewünschte Verhalten nennt man Hysterese.

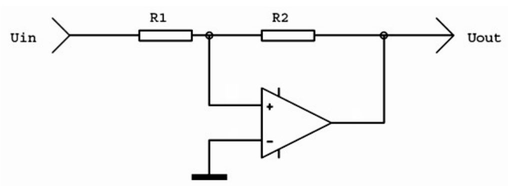
Das bedeutet, dass der gewünschte Zustand des Ausgangs sowohl von der Eingangsspannung als auch von der Ausgangsspannung abhängig sein muss! Eine solche Schaltung nennt man Komparator mit Hysterese oder üblicherweise Schmitt – Trigger (nach Otto Schmitt, 1934).

Wird ein Widerstand vom Ausgang an den positiven Eingang gelegt, spricht man von Mitkopplung. Das Gegenteil kennen wir schon vom Verstärker, da liegt der Widerstand zwischen Ausgang und negativem Eingang, das nennt man Gegenkopplung.

Ich empfehle Euch dazu dringend das Studium des Artikels https://de.wikipedia.org/wiki/Toilettensp%C3%BClung. Das ist ernst gemeint! Und jetzt stellt Euch vor, das Zulaufventil wird verkehrt angesteuert. Die Folge ist, dass zuerst gar kein Wasser in den Spülkasten fließt. Erst mit einer kleinen Starthilfe beginnt es zu füllen, aber wenn der Kasten schon voll ist, wird weiter gefüllt, bis schließlich der ganze Raum überflutet ist. Das ist dann der Unterschied zwischen Regelkreis und Schaltverstärker.

Hier zum Vergleich: U ist die Eingangsspannung. A die Ausgangsspannung eines Komparators und B die Ausgangsspannung eines Schmitt – Triggers. Die gepunktete rosa Linie ist die Bezugsspannung, die beiden grünen gepunkteten Linien die Schaltschwellen mit Hysterese.





← Die Schaltung des nichtinvertierenden Schmitt – Triggers.

Achtung Falle: Die Schaltung sieht dem invertierenden Verstärker verdächtig ähnlich, hat aber gänzlich andere Eigenschaften! Schaut auf die Polarität der Eingänge!

Außerdem wirkt sich beim nichtinvertierenden Schmitt – Trigger erstmals die tatsächliche Versorgungs- bzw. Ausgangsspannung wirklich aus! Dazu stellen wir die Überlegung an: Bei welcher Eingangsspannung schaltet der OP den Ausgang hoch? Natürlich dann, wenn

$$\frac{U_{in}}{R1} > \frac{-U_{out-}}{R2}$$

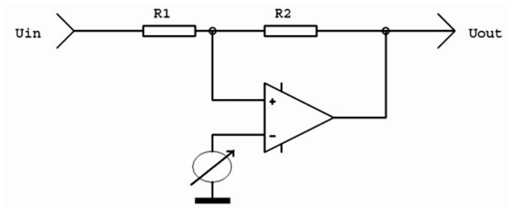
Also geht die tatsächliche negative Ausgangsspannung voll in den oberen Schaltpunkt ein.

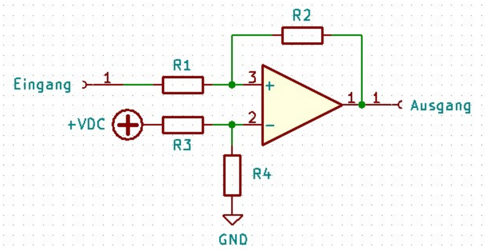
Aus Symmetriegründen gilt gleiches für den unteren Schaltpunkt:

$$\frac{-U_{in}}{R1} > \frac{U_{out+}}{R2}$$

Grundsätzlich funktioniert diese Schaltung sehr gut und wird oft verwendet. Ein Nachteil ist, dass die Schaltpunkte (ungefähr) symmetrisch zur Null – Linie liegen. Oftmals möchte man aber nur eine geringe Hysterese um einen Bezugspunkt abseits der Null – Linie.

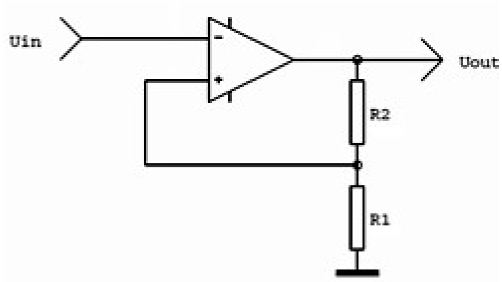
Dazu kann man beispielsweise den negativen Eingang auf den gewünschten Bezugspunkt legen. Zu beachten ist, dass oberer und unterer Schaltpunkt dann üblicherweise nicht mehr symmetrisch zum Bezugspunkt liegen. In den meisten Fällen ist das aber nebensächlich.



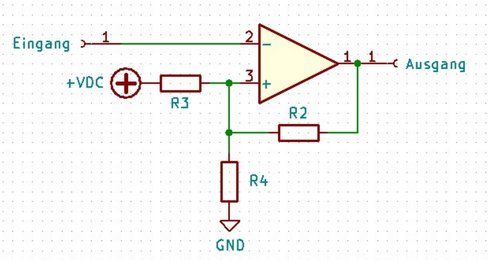


← Wenn keine absolute Präzision der Bezugsspannung gefordert ist, kann man diese von der Versorgungsspannung ableiten.

Selbstverständlich lässt sich diese Anordnung auch invertierend aufbauen →



Durch den hochohmigen Eingang hat sie bessere Eigenschaften als der nichtinvertierende Aufbau.

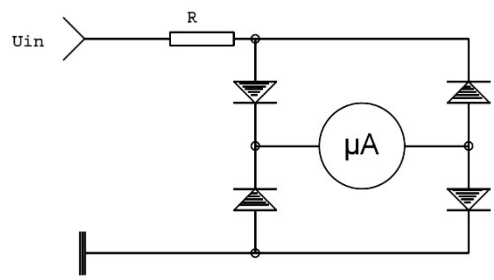


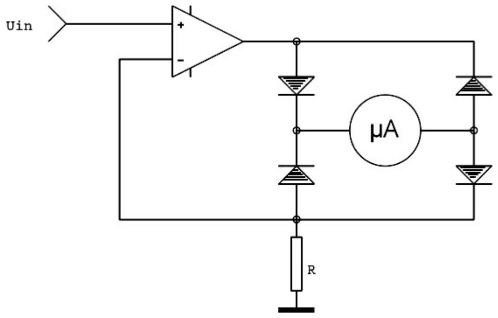
← Für Ungeübte trickreich ist, dass man bei dieser Schaltung die Mitkopplung gleich mit der Gewinnung der Bezugsspannung kombinieren kann. Bei der Berechnung der Schaltpunkte zeigt sich, wer bei den elektrischen Netzen aufgepasst hat.

Bei allen Schmitt – Triggern ist die Dimensionierung der Widerstände zu beachten. Bei obigen Schaltungen ist R2 üblicherweise deutlich höher, darf jedenfalls aber nicht viel kleiner als R1 sein, sonst bleibt die Schaltung „stecken“. Das nennt man „Latch up“.

Eine weitere nichtlineare Anwendung des OPVs ist die Gleichrichtung von Wechselspannungen für Messzwecke.

Natürlich kann man einfach einen Brückengleichrichter verwenden und den Endwert mit dem Vorwiderstand R abgleichen. Für Spannungen ab etwa 10Veff wird in einfachen Multimetern auch tatsächlich so gearbeitet. Für niedrige Spannungen ergeben sich wegen der Spannungsabfälle an den Dioden jedoch extrem nichtlineare Anzeigen. Niedrige Spannungen sind so nicht mehr seriös messbar.



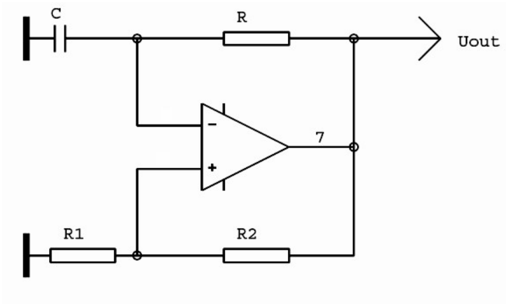


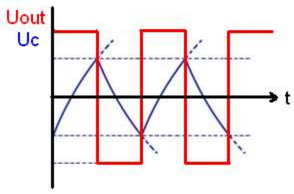
Zur Messung niedriger Wechselspannungen schaltet man den Brückengleichrichter samt Messwerk als Gegenkopplungsnetzwerk. Der Strom durch R ist damit (1. Kirchhoffsche Regel) gleich dem Strom durch das Messwerk. Der OPV stellt daher den Strom durch das Messwerk so ein, dass der Spannungsabfall an R gleich der Eingangsspannung ist. Die Spannungsabfälle an den Dioden bleiben somit wirkungslos. Durch den Brückengleichrichter bleibt die Stromrichtung durch das Messwerk immer positiv.

Generieren und Filtern von Wechselspannung mit dem Operationsverstärker

Die einfachste Methode, Wechselspannung zu erzeugen ist der freilaufende Multivibrator.

Hier wiederum der einfachste Aufbau: Das Mitkopplungsnetzwerk R1 und R2 schaltet den OPV als invertierenden Schmitt – Trigger. Zusätzlich wird das Ausgangssignal mit R und C zeitverzögert an den negativen Eingang rückgeführt.





← Dazu die Spannungen über die Zeit. Die strichlierten horizontalen Linien bedeuten die Schaltschwellen des Schmitt – Triggers.

Die Ausgangsfrequenz dieser Schaltung ist

$$f = \frac{1}{2\,R\,C\,\ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)}$$

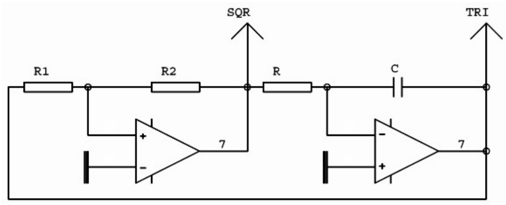
und mit dem Spezialfall R1 = R2:

$$f = \frac{1}{2.2\,R\,C}$$

Der praktisch nutzbare Frequenzbereich beträgt etwa 1mHz bis 2MHz.

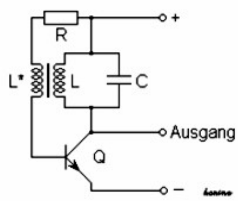
Will man gleichzeitig Rechteck- und Dreiecksignale generieren, ersetzt man das elementare Zeitglied durch einen Integrator. Die Frequenz beträgt

$$f = \frac{1}{4\,R\,C} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

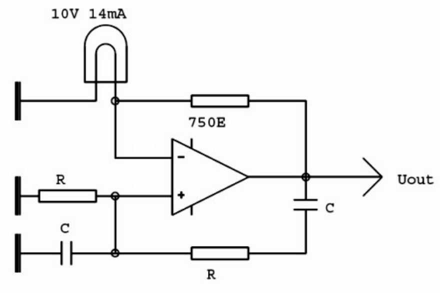


Hinweis: Auch hier ist zu beachten, dass R2 nicht viel kleiner als R1 sein darf!

Zur Erzeugung von Sinusschwingungen liegt die Nutzung von LC – Gliedern nahe. Solche Schaltungen sind mit Transistoren altbekannt und werden gerne verwendet. LC – Generatoren mit Operationsverstärkern haben in der Praxis keine besseren Daten als gleichartige Transistorschaltungen, und werden daher kaum verwendet.



RC – Sinus – Generatoren sind meist problematisch. Sowohl die Amplitudenstabilisierung als auch die Frequenzveränderung sind mit Schwierigkeiten verbunden, die nur mit hohem Aufwand und nur für den erfahrenen Konstrukteur lösbar sind. Eine einigermaßen brauchbare Schaltung verwendet das Wien – Brücken Filter. Als Mitkopplung geschalten, verwandelt es sich in einen Oszillator.

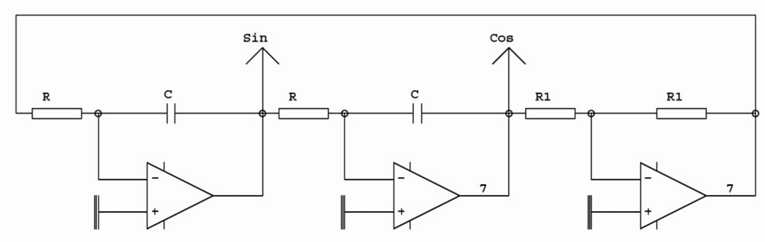


Die Amplitudenstabilisierung wird mit einem Miniatur – Glühlämpchen realisiert: Bei niedrigen Amplituden ist sein Widerstand gering, die Verstärkung der Anordnung hoch. Steigt die Amplitude, wird der Glühfaden warm und erhöht seinen Widerstand, die Verstärkung sinkt. Die Veränderung der Frequenz

$$f = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C}$$

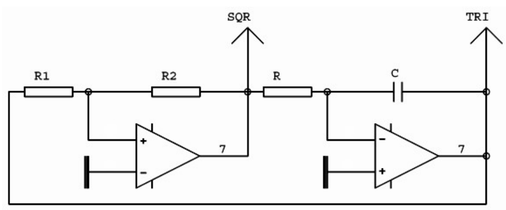
bedingt ein hochgenaues Doppel – Potentiometer. Dessen Preis ist entsprechend hoch (Bestellbeispiel Bourns 3549S-2AA-104/104A, etwa 24€, Stand 08/2018). Wer diese Schaltung nachbauen möchte, beachte auch, dass die beiden C geringe Toleranz und geringen Temperaturkoeffizienten aufweisen müssen. Man verwendet spezielle Polypropylen Folienkondensatoren. (Bestellbeispiel Vishay MKP 1837, 1%, Typen sind von 10nF bis 100nF verfügbar). Nachteilig bleibt die hyperbolische Frequenzeinstellung.

Ein anderer Ansatz ist der Quadratur – Oszillator. Sein Vorteil ist die gleichzeitige Erzeugung der Sinus – und Kosinus – Schwingung. Das ist in der Messtechnik in vielen Anwendungen von großer Bedeutung. Grundsätzlich sieht dieser Aufbau so aus →



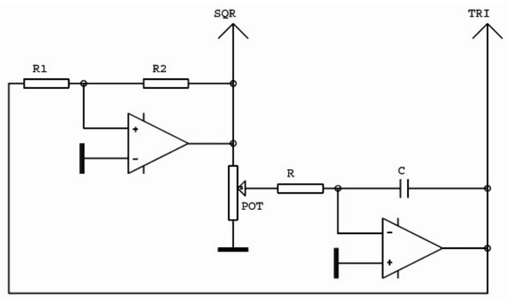
Vorteilhaft ist die „einfache“ Veränderung der Frequenz, indem vor die beiden Integrator – Widerstände R je ein Multiplizierer geschaltet wird. Doch diese Schaltung ist nicht funktionsfähig, sondern muss um eine Amplitudenregelung erweitert werden. Für einfache Anwendungen schaltet man zwei antiseriell geschaltete Zenerdioden parallel zum Gegenkopplungswiderstand des Verstärkers. Für Präzisionsanwendungen schaltet man einen von einem Regelkreis gesteuerten Multiplizierer vor oder nach dem Verstärker. Der Aufwand ist hoch.

Zur Erzeugung leicht frequenzveränderlicher und amplitudenstabiler Sinusspannungen kann man aber einen gänzlich anderen Weg beschreiten. Wir gehen nochmals zum Dreieck – Rechteckgenerator zurück → Diese Schaltung funktioniert sicher und gut. Die Frequenz



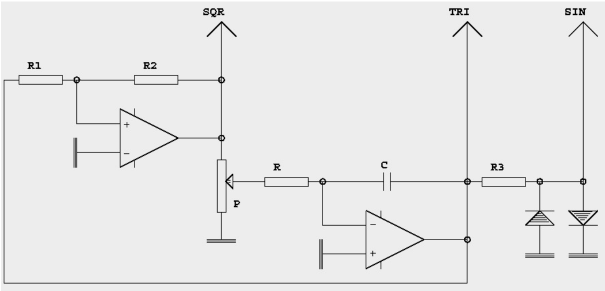
$$f = \frac{1}{4\,R\,C} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

lässt sich prinzipiell durch ein Potentiometer für R verändern. In der Praxis ergibt das aber eine äußerst unhandliche hyperbolische Kennlinie.



Um die Frequenz linear einzustellen, verändert man nicht den Integrationswiderstand, sondern die Spannung in den Integrator. Der Widerstand des Potentiometers muss viel kleiner sein als R, dann funktioniert diese Schaltung sehr sicher und die Frequenz lässt sich von knapp 0 bis zur oben genannten Grenze linear einstellen.

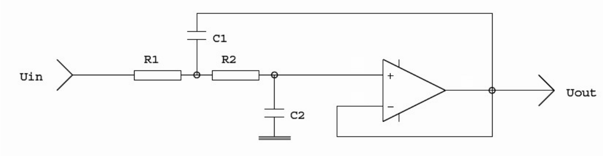
In vielen Anwendungen benötigt man gar keine präzise Sinus – Schwingung. Dann verwendet man nichtlineare Glieder, um die Dreieckspannung zu einer Sinus – ähnlichen Form zu verzerren. Die einfachste Lösung sind zwei antiparallel geschaltete Dioden →



Es gibt auch bessere Methoden, beispielsweise mit mehrstufigen Halbleiterstrecken oder speziellen Differenzverstärkern. Solche Aufbauten nennt man Funktionsgeneratoren. Wir haben sie bereits früher theoretisch kennengelernt. Bis vor wenigen Jahren waren sie integriert erhältlich. Beispiele: XR2206 und ICL8038. Der Siegeszug der digitalen Systeme hat diese ICs vom Markt gefegt.

<u>Aktive Filter</u> sind wohl die Königsdisziplin der Analogtechnik.

Eine häufig verwendete Methode ist das Sallen Key Filter 2. Ordnung, auch Filter mit Einfach – Mitkopplung genannt. Hier die Version als Tiefpassfilter:



Die Dimensionierung sollte mit den im Internet gut verfügbaren Applikationen erfolgen. Eine der vielen Sites dazu ist http://www.analog.com/designtools/en/filterwizard

Bitte zu beachten, dass in der Messtechnik ausschließlich Bessel – Filter zum Einsatz kommen sollten! Nur das Bessel – Filter stellt sicher, dass die Ausgangsspannung immer kleiner oder gleich der Eingangsspannung ist. Ansonsten können speziell bei transienten Ereignissen falsch zu interpretierende Ergebnisse auftreten!

Das Kleingedruckte: Eigentlich stimmt obige Aussage nur für Filter mit kritischer Dämpfung genau. Da diese jedoch dermaßen schlechte Selektionseigenschaften haben, werden sie nur in ganz seltenen Fällen eingesetzt. Das Bessel – Filter ist die beste Annäherung daran. Jedenfalls aber in der Messtechnik Finger weg von Butterworth – oder gar Tschebyscheff – Filtern!

Bitte zu beachten, dass sowohl Filterfrequenz als auch Filtercharakteristik nur von den Werten der Bauelemente abhängen, nicht von der Schaltung an sich!

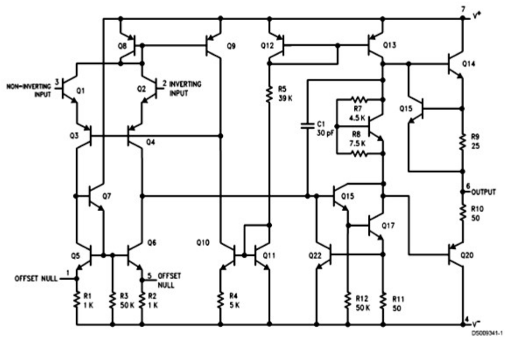
Noch ein Tipp: Wer mehr Schaltungen mit OPVs sucht, sollte sich das „NationalSemiconductorLinearApplicationsHandbook1994“ aus dem Netz herunterladen. Dieses Buch hat seinen Anfang in den 1960er Jahren, daher sind manche Themen überholt. Aber zum Nachschlagen und für ein tiefes Verständnis scheint es mir persönlich herausragend.

Der reale Operationsverstärker

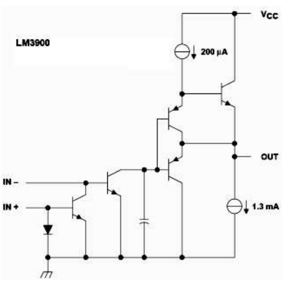
Bisher haben wir Operationsverstärker weitgehend als ideal angenommen. Zum Abschluss noch eine Zusammenstellung der nicht – idealen Eigenschaften und ein paar Hinweise zum korrekten Lesen der einschlägigen Datenblätter.

Wie immer bei technischen Produkten sind ideale Eigenschaften nicht realisierbar, man muss mit praktikablen Näherungen auskommen. Aufgrund der weiten Verbreitung von OPs gibt es inzwischen viele tausend verschiedene Ausführungen, deren Eigenschaften sich dem Ideal von verschiedenen Seiten nähern. Hier ein Überblick über die wichtigsten Kennwerte zur Beschreibung und gegebenenfalls Auswahl von OPVs:

Bisher sind wir davon ausgegangen, dass OPVs eine Art von Differenzverstärker am Eingang und eine Endstufe Klasse A oder AB am Ausgang haben. →

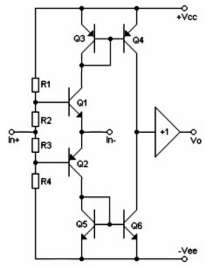


Das bedeutet, dass sowohl Eingangs- wie Ausgangsgrößen Spannungen sind und die beiden Eingänge – abgesehen von der Polarität – gleiche elektrische Eigenschaften haben. Doch das muss nicht so sein.

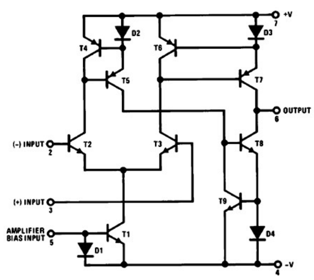


←So verarbeiten Norton – Verstärker (z.B. LM3900, rund 0.1€ oder der schnellere LM359, ca. 2.1€)

oder Current Feedback – Verstärker →



die Differenz der Eingangsströme. Vor allem bei hohen Frequenzen sind derartige Systeme weit verbreitet.

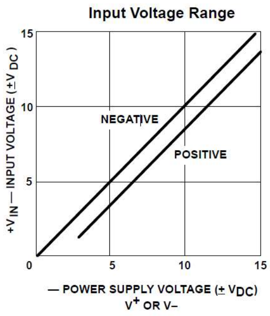


Für manche Anwendungen macht es Sinn, das Ausgangssignal eines OPVs als Strom zu liefern. Man nennt sie Operational Transconductance Amplifier oder kurz OTA. Sie sind für durchstimmbare Filter, billige Analog – Multiplizierer und manche Regelschaltungen beliebt. (Bestellbeispiel LM13700, rund 1€).

<u>Gleichtakt – Spannungsbereich</u>: Sowohl für den Ausgang, als auch für die Eingänge, gelten Einschränkungen bzgl. des Spannungsbereiches relativ zu den Betriebsspannungen, in dem das Bauteil normal arbeitet (im linearen Bereich). Der erlaubte Bereich für die Spannungen an den Eingängen wird engl. „Input Common Mode Range“ genannt. Wird er verlassen, kommt es zu einem Einbruch der Verstärkung, je nach Bauteil auch zu drastischeren Konsequenzen. Bei manchen Modellen kehrt sich die Rolle der Eingänge um. Wird der Bereich der Versorgungsspannung verlassen, kann bei vielen Modellen das Bauteil bleibend beschädigt werden. Bei den meisten Alltagstypen mit Transistor – Eingangsstufe liegt der Gleichtaktbereich eingangsseitig etwa zwischen 2V über der negativen Versorgungsspannung und 2V unter der positiven Versorgungsspannung. Die meisten oxidisolierten Typen können Eingangsspannungen bis zur negativen Versorgungsspannung verarbeiten. Manche Modelle erlauben Eingangsspannungen unterhalb der negativen Versorgung (meist einige 100 mV).

Hier ein Auszug aus dem Datenblatt des beliebten LM324 →
Man sieht, dass die zulässige minimale Eingangsspannung gleich der negativen Versorgungsspannung ist und die zulässige maximale Eingangsspannung etwa 2V unterhalb der positiven Versorgungsspannung.

Andere Modelle erlauben Spannungen oberhalb der positiven Versorgung (ebenfalls meist einige 100 mV). Typen mit „Rail-to-Rail" Eingängen erlauben beides. Für den Ausgang gilt ähnliches, außer dass Spannungen außerhalb der Betriebsspannungen nicht unterstützt werden. Sehr wenige Ausnahmen mit eingebauten Ladungspumpen existieren für spezielle Einsatzgebiete.

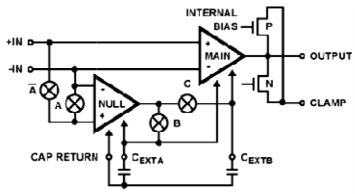


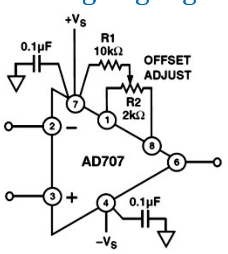
Der Versorgungsspannungsbereich der meisten OPs liegt je nach Technologie zwischen +1V und ±18V. Abgesehen davon gibt es zu saftigen Preisen Spezialtypen bis zu ±450V (Bestellbeispiel Apex PA94, max. ±300V, 195€ (Stand 08/2018)). Je nach Art der möglichen Signalpegel wählt man zuerst Single – Supply (minimale Signalspannung ca. 0V) oder Dual – Supply. Hat man Signalpegel > +12V oder < -12V zu verarbeiten, überlegt man kluge Schaltungskonzepte vor teuren Spezial – OPVs.

Der Versorgungsstrom ist über den Betriebsspannungsbereich weitgehend konstant. Üblich sind einige mA, spezielle CMOS – Typen (z.B. TLC271) kommen mit wenigen µA aus. Für die meisten Anwendungen ist der Versorgungsstrom nicht relevant. Bei batteriebetriebenen Geräten ist er naturgemäß heikel. Manchmal muss die Eigenerwärmung der OPs bei höheren Betriebsspannungen beachtet werden, da diese die elektrischen Kennwerte verschlechtern kann: So hat ein OPV mit ±15V Versorgungsspannung und 5mA Versorgungsstrom eine Ruheverlustleistung von 150mW. Mit einem typischen Wärmewiderstand von 175K/W ergibt das eine Erwärmung um 26K.

Beim idealen OP wird die Ausgangsspannung 0, wenn die Eingangsspannungen gleich sind. Beim realen OPV muss eine zusätzliche Spannung addiert werden, um diesen Zustand zu erreichen. Diese unerwünschte Differenzspannung nennt man Offsetspannung. Bei Standard – OPVs liegt sie im Bereich weniger mV, bei Präzisionstypen unter 30µV.

Einige wenige OPVs (chopper – stabilised Operational Amplifier, Beispiel ICL7650) haben interne Schaltungen, die ihre Offsetspannung selbsttätig auf unter 1µV korrigieren. Ihr praktischer Einsatz bleibt dem erfahrenen Elektroniker vorbehalten, da sie große Probleme mit dem Rauschen, der Schwingneigung und dem Verhalten nach Übersteuerung haben.

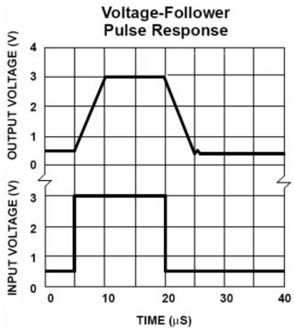




Die meisten OPVs haben zusätzliche Eingänge zum Anschluss eines Einstellreglers, mit dem die Offsetspannung minimiert werden kann. Wegen des teuren Arbeitsaufwandes wählt man heutzutage eher präzisere Typen als manuell einzustellen.

Auch OPVs mit Spannungseingang benötigen am Eingang einen gewissen Strom. Bei den Typen mit Transistor – Eingängen sind das für den Betrieb notwendige Ströme, bei den sperrschicht- und oxidisolierten Typen parasitäre Leckströme. Unabhängig von der Ursache werden diese Eingangsströme als Bias Current bezeichnet. Sie liegen bei Hochgeschwindigkeitstypen bei einigen µA, Alltagstypen mit Transistor – Eingängen ziehen ca. 40 nA. Alltagstypen mit sperrschicht- und oxidisolierten Eingängen ca. 10pA. Spezialtypen kommen bis auf wenige fA hinunter.

Die Geschwindigkeit von OPVs wird auf mehrere Arten spezifiziert: Die elementare Kenngröße ist die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit am Ausgang. Sie wird meist in V/µs angegeben. Alltagstypen haben etwa 3V/µs, Typen mit extrem geringem Versorgungsstrom leisten nur mehr 0.03V/µs. Hochgeschwindigkeitstypen kommen leicht über 2000V/µs. Dementsprechend ist die maximale Frequenz unter anderem von der Aussteuerung am Ausgang abhängig. Man gibt häufig die small signal response und die large signal response an.

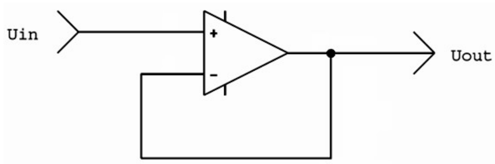


Weitere Kennwerte sind Verstärkung, Rauschen, temperaturabhängige parasitäre Eingangsgrößen, Bereich und Genauigkeit des Gleichtaktbereiches, Einfluss unstabiler Versorgungsspannungen, Toleranz gegenüber reaktiven Lasten und derer mehr. Eine weitergehende Besprechung würde den Rahmen dieser Lehrveranstaltung endgültig sprengen. InteressentInnen studieren dazu die Datenblätter der Hersteller.

Nach diesen ausführlichen Abhandlungen für die Fortgeschrittenen kommen wir nun wieder zum Pflichtlehrstoff für alle.

Die Frequenzabhängigkeit der Übertragungsfunktion des OPV

Wir hatten als eine der Eigenschaften des idealen OPV definiert, dass seine Ausgangsspannung der verstärkten Differenz der Eingangsspannungen ohne Zeitverlust folgt. Das ist natürlich in der technischen Realität nicht machbar. Je nach Bauteil und Beschaltung ist mit einer Zeitverzögerung zwischen mehreren Millisekunden und unter 1ns zu rechnen. Das dadurch entstehende Problem ist aber für alle Verstärkerschaltungen prinzipiell gleich: Sie schwingen.

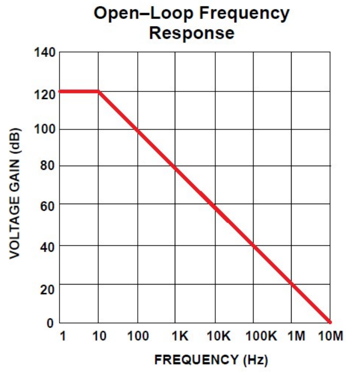


Das kommt so: Nehmen wir als einfachstes Beispiel den Impedanzwandler. Die Eingangsspannung steigt. Mit einer gewissen Zeitverzögerung steigt daher auch die Ausgangsspannung. Diese wird auf IN– gegengekoppelt. Doch selbst wenn die Ausgangsspannung nur noch minimal unter der Eingangsspannung liegt, steigt sie aufgrund der hohen Verstärkung des OPV weiter, bis sie schließlich über der Eingangsspannung liegt. Konsequenz: Die Ausgangsspannung fällt rapide ab, bis weit unter die Eingangsspannung. Je nach genauen Parametern der Regelstrecke kommt es entweder zu einer gedämpften Schwingung und nach einiger Zeit wird der stationäre Zustand erreicht oder aber es bleibt eine Dauerschwingung.

Eine umfangreiche Einführung in diese schwierige Thematik findet Ihr auf https://de.wikipedia.org/wiki/Regelkreis . Ohne solide Kenntnisse der Laplace – Transformation geht aber gar nichts.

In einem an sich einfachen Bauelement wie einem OPV kann man natürlich keine mehrstufigen und möglichst selbstlernenden PID – Regelkreise implementieren. Man löst das Problem elementar und konstruiert OPVs so, dass sie sich wie ein Tiefpassfilter erster Ordnung verhalten. Das bedeutet, dass die Verstärkung bei niedrigen Frequenzen einen Maximalwert hat und dann bis zur Transitfrequenz (Verstärkung = 1) linear abfällt.

Hier ein reales Beispiel der Verstärkung eines OPV ohne äußere Beschaltung (!) als Funktion der Frequenz.



Aufpassen: Die Prüfungsbeispiele haben andere Zahlenwerte, daher nicht geistlos auswendig lernen!

Wir sehen, dass bis zur Grenzfrequenz von 10Hz die Leerlaufverstärkung (= Verstärkung ohne äußere Beschaltung) maximal ist, in diesem Beispiel 120dB = 10^6 fach. Nach der Grenzfrequenz sinkt die Verstärkung um 20dB/Dekade bis sie bei 10MHz die Transitfrequenz (Frequenz bei der die Verstärkung 0dB = 1 fach ist) erreicht hat. Die technische Konsequenz ist, dass mit diesem OPV beispielsweise bei 10kHz die maximal erreichbare Verstärkung 60dB beträgt. Daher macht es auch keinen Sinn, durch eine äußere Beschaltung eine höhere Verstärkung zu fordern.

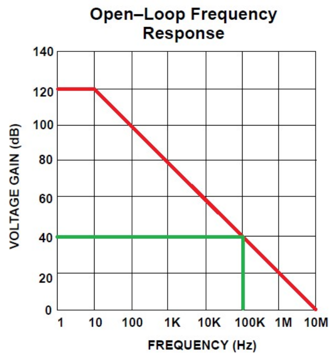
Für die Prüfung ist es essentiell, dass Ihr mit dB rechnen könnt. Wer das nicht für nötig hält, darf zumindest eine Liste erstellen. Aber die Umrechnung L [dB]↔ Verstärkung müsst Ihr können. Außerdem ist das eigentlich Stoff der Sekundarstufe.

$$L = 20 \cdot \lg\left(\frac{U_{out}}{U_{in}}\right) = 20 \cdot \lg(Voltage\ Gain)$$

Die Fourier – Analyse nicht sinusförmiger Spannungen kommt erst in der nächsten Vorlesung. Daher jetzt ein einfacher Tipp für die Prüfung, wenn Ihr ein Beispiel bekommt, bei dem die „Qualität einer symmetrischen Rechteckspannung" gefragt ist.

Meiner Ansicht nach wird eine symmetrische Rechteckspannung gut übertragen, wenn die zehnfache Grundfrequenz noch übertragen wird.

Diese Faustformel hat sich in der Praxis bewährt und ist auch bei einer Prüfung gut verwendbar. Haltet Euch in Eurem eigenen Interesse daran!



Beispiel: Ein OPV habe (siehe Datenblattauszug →) eine Grenzfrequenz von 10Hz und eine DC – Verstärkung von 120dB. Durch die äußere Beschaltung ist eine Verstärkung von 40dB festgelegt. Berechne die maximale Frequenz einer

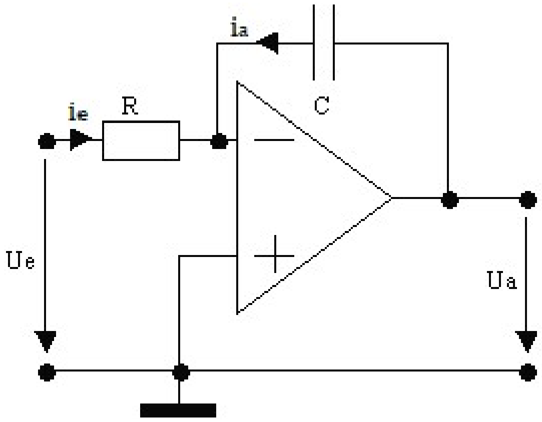
a) sinusförmigen
b) symmetrisch rechteckförmigen

Signalspannung, die bei diesem Aufbau mit akzeptabler Qualität übertragen wird.

Lösung: Schau in das Diagramm. Bei 40dB Verstärkung beträgt die maximale Frequenz 100kHz. Das ist bereits die Lösung für das sinusförmige Signal. Die Lösung für das symmetrisch rechteckförmige Signal ist 1/10, also 10kHz. Und schon ist wieder ein Beispiel gelöst.

Jetzt endlich die versprochene Übertragungsfunktion des Umkehrintegrators. Dass meine Mathematik manchmal „nicht ganz zimmerrein" ist, habe ich schon mehrfach betont. Aber für die Praxis genügt das hier Gezeigte und für die Analysis – Prüfung lernt Ihr das bitte ordentlich!

Die Übertragungsfunktion des Umkehrintegrators



Die Übertragungsfunktion des Umkehrintegrators kann im Zeitbereich und im Frequenzbereich dargestellt werden. Die Zusammenhänge zwischen diesen beiden Darstellungen werden besonders effektiv mittels der Laplace – Transformation berechnet.

Voraussetzungen, Konventionen und Schreibweisen

- Alle Bauelemente werden als ideal vorausgesetzt.
- Wie in der Elektrotechnik üblich, werden die variablen Größen klein geschrieben.
- Gemäß einem Hinweis von Herrn Prof Dr. Auzinger werden Abhängigkeiten immer explizit angegeben.
- Das System befindet sich im eingeschwungenen Zustand.
- Die Notation der Laplace – Transformation wird nicht einheitlich gehandhabt. Man findet unter anderem $\mathcal{L}\{f(t)\}$. Gemäß Hinweis von Herrn Prof Dr. Auzinger wird hier $(\mathcal{L}\, f)(t)$ geschrieben.

Die Übertragungsfunktion des Umkehrintegrators im Zeitbereich

Hierzu geht man vom ersten Kirchhoffschen Gesetz aus:

$$i_e(t) = -\,i_a(t)$$

Eq01

Da der Minus – Eingang des OPV einen virtuellen Nullpunkt bildet gilt

$$\frac{u_e(t)}{R} = -\,i_a(t)$$

Eq02

Die Kondensatorgleichung lautet allgemein

$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt}$$

Eq03

Einsetzen inEq02

$$\frac{u_e(t)}{R} = -\,C \cdot \frac{du_a(t)}{dt}$$

Eq04

Lösen der Differentialgleichung

Elementarumformung

$$-\frac{u_e(t)}{RC} \cdot dt = \ du_a(t)$$

Eq05

Seitenwechsel

$$du_a(t) = -\frac{u_e(t)}{RC} \cdot dt$$

Eq06

Pfui – was jetzt kommt, tut man nicht! Aber solange die Funktionen stetig sind, funktioniert das.

$$\int_0^T du_a(t) = \int_0^T -\frac{u_e(t)}{RC} \cdot dt$$

Eq07

Elementarumformungen

$$u_a(T) - u_a(0) = \ -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^T u_e(t)\, dt$$

$$u_a(T) = \ -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^T u_e(t)\, dt + u_a(0)$$

Eq08

Dies ist die bekannte Übertragungsfunktion des Umkehrintegrators im Zeitbereich.

Die Übertragungsfunktion des Umkehrintegrators im Frequenzbereich

Die Impedanz des Kondensators bestimmt sich zu

$$Z_c = \frac{u(t)}{i(t)}$$

Eq09

Mit der Kondensatorgleichung

$$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt}$$

Eq03

Bei der allgemeinen Spannung im Bildbereich (im Hinterkopf behalten, dass die tatsächlich beobachtbare Spannung nur der Imaginärteil dieses Ausdrucks ist)

$$u(t) = \ A \cdot \ e^{(\sigma+j\omega)t}$$

Eq10

ergibt sich der Strom durch den Kondensator zu

$$i(t) = C \ \cdot \frac{d(A \cdot \ e^{(\sigma+j\omega)t})}{dt} = C \ \cdot A \cdot e^{(\sigma+j\omega)t} \cdot (\sigma + j\omega)$$

Eq11

Die Impedanz des Kondensators ist daher

$$Z_c(s) = \frac{A \cdot \ e^{(\sigma+j\omega)t}}{C \ \cdot A \cdot e^{(\sigma+j\omega)t} \cdot (\sigma + j\omega)} = \frac{1}{C \ \cdot (\sigma + j\omega)}$$

Eq12

Mit der Konvention

$$s = \ \sigma + j\omega$$

Eq13

bestimmt sich die Impedanz des Kondensators im Laplace – Raum zu

$$Z_c(s) = \frac{1}{s \cdot C}$$

Eq14

Durch die Vereinfachung σ = 0 (konstante Amplitude) erhält man die bekannte Darstellung im Frequenzraum

$$Z_c(\omega) = \frac{1}{j \ \omega \ C}$$

Eq15

Um die Übertragungsfunktion des Umkehrintegrators im Frequenzbereich zu erhalten, geht man von der Übertragungsfunktion des Umkehrverstärkers aus

$$\frac{u_e(s)}{R} = -\frac{u_a(s)}{R_a}$$

Eq16

Und setzt zur Umwandlung in den Umkehrintegrator $R_a \rightarrow Z_c$

$$\frac{u_e(s)}{R} = -\frac{u_a(s)}{Z_c}$$

Eq17

Einsetzen von Eq14

$$\frac{u_e(s)}{R} = -\frac{u_a(s)}{\frac{1}{s \cdot C}}$$

Eq18

Elementarumformung

$$u_a(s) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \frac{u_e(s)}{s}$$

Eq19

Das ist die Übertragungsfunktion des Umkehrintegrators im Laplace – Raum.

Durch die Vereinfachung σ = 0 erhält man wiederum die Darstellung im Frequenzraum

$$u_a(\omega) = -\frac{u_e(\omega)}{j \cdot \omega \cdot R \cdot C}$$

Eq20

Spätestens hier sieht man, dass diese Darstellung bei Gleichspannung versagt.

Umrechnung vom Zeitbereich in den Frequenzbereich

Mit der Eingangsspannung

$$u_e(t) = A \cdot sin(\omega t)$$

Eq21

Eingesetzt in die Übertragungsfunktion im Zeitbereich allgemein

$$u_a(T) = \ -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^T u_e(t)\, dt$$

Eq08

Ergibt sich

$$u_a(T) = \ -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^T A \cdot sin(\omega t)\, dt$$

Eq22

$$u_a(T) = -\frac{A}{R \cdot C} \cdot \int_0^T sin(\omega t)\, dt = \frac{A}{\omega \cdot R \cdot C} \cdot [cos(\omega t)]|_0^T$$

Eq23

$$u_a(T) = \frac{A \cdot [cos(\omega T) - cos(\omega 0)]}{\omega \cdot R \cdot C} = \frac{A \cdot (cos(\omega T) - 1)}{\omega \cdot R \cdot C}$$

Eq24

$$u_a(T) = \frac{A \cdot cos(\omega T)}{\omega \cdot R \cdot C} - \frac{A}{\omega \cdot R \cdot C}$$

Eq25

Damit zeigt sich, dass wir mit zwei einander widersprechenden Vorbedingungen ein Problem geschaffen haben: Wenn die Eingangsspannung zu Beginn des Versuchs 0 ist und dann sinusförmig ist (die tatsächlich beobachtbare Spannung ist nur der Imaginärteil dieses Ausdrucks), muss die Ausgangsspannung beim Maximalwert des Cosinus beginnen, also sicher nicht bei 0. Dieser Fehler zeigt sich in der Integrationskonstanten

$$-\frac{A}{\omega \cdot R \cdot C}$$

Durch diese wird die Ausgangsspannung zu Beginn des Versuchs 0. Die Konsequenz ist, dass die Ausgangsspannung immer negativ bleibt, die Cosinusschwingung ist um eine Amplitudenhöhe ins Negative versetzt.

Da uns aber für die Auswertung im Frequenzbereich nur der Wechselspannungsanteil interessiert (der Gleichspannungsanteil ist undefiniert), lassen wir den DC – Ausdruck einfach weg, verwenden wieder t als Variable der Zeit und erhalten

$$u_a(t) = \frac{A}{\omega \cdot R \cdot C} \cdot cos(\omega t)$$

Eq26

Zum Vergleich Eq21 in Eq20 einsetzen

$$u_a(\omega) = -\frac{u_e(\omega)}{j \cdot \omega \cdot R \cdot C} = -\frac{u_e(\omega)}{j \cdot \omega \cdot R \cdot C}$$

$$u_a(\omega) = -\frac{A \cdot sin(\omega t)}{j \cdot \omega \cdot R \cdot C} = \frac{A}{\omega \cdot R \cdot C} \cdot \frac{sin(\omega t)}{-j} = \frac{A}{\omega \cdot R \cdot C} \cdot \big(j \cdot sin(\omega t)\big)$$

Und das ist, wie wir im Repetitorium 8, S.15 abgeleitet haben, in der Elektrotechnik

$$u_a(\omega) = \frac{A}{\omega \cdot R \cdot C} \cdot cos(\omega t)$$

Eq27

Passt.

Umrechnung vom Frequenzbereich in den Zeitbereich

Jetzt kommt das, was mir die StudentInnen seltsamerweise regelmäßig vorsetzen wollen und dann nicht können…

Die Übertragungsfunktion des Umkehrintegrators im Laplace – Raum lautet

$$u_a(s) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \frac{u_e(s)}{s}$$

Eq19

Gemäß Korrespondenztabelle gilt für die Integration im Originalbereich

$$\mathcal{L}\left(\int_0^T f(t)dt\right) = \frac{F(s)}{s}$$

Eq28

Die Rücktransformation in den Originalraum lautet entsprechend allgemein

$$\mathcal{L}^{-1}\left(\frac{F(s)}{s}\right) = \int_0^T f(t)dt$$

Eq29

Konkrete Werte einsetzen

Die Rücktransformierte der Ausgangsspannung in Laplace – Raum in den Zeitbereich ist die Ausgangsspannung als Funktion der Zeit

$$\mathcal{L}^{-1}\big(u_a(s)\big) = u_a(T)$$

Eq30

Unsere Funktion der Zeit ist die Eingangsspannung als Funktion der Zeit

$$f(t) \;=\; u_e(t)$$

Eq31

Die Laplace – Transformierte der Eingangsfunktion f(t) ist die Bildfunktion der komplexen Variablen s

$$F(s) \;=\; u_e(s)$$

Eq32

Dies ergibt aufgrund der Linearität der Laplace – Transformation

$$u_a(s) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \frac{u_e(s)}{s}$$

Eq19

$$u_a(s) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \frac{F(s)}{s}$$

Eq33

In die Korrespondenztabelle schauen

$$\frac{F(s)}{s} \bullet\!\!-\!\!\circ \int_0^T f(t)dt$$

Eq34

$$u_a(s) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^T f(t)dt$$

Eq35

$$u_a(s) \bullet\!\!-\!\!\circ u_a(T)$$

Eq36

$$u_a(T) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^T f(t)dt$$

Eq37

$$f(t) = u_e(t)$$

Eq31

$$u_a(T) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^T u_e(t)\, dt$$

Eq38

Damit ist die gesuchte Umrechnung dargestellt. Zu beachten ist, dass wir $u_a(0)$ = gesetzt haben. Ist dies nicht gesichert, ist der entsprechende Nullwert zu addieren.

Die Berechnung der Laplace – Transformierten der Integralfunktion

In den bisherigen Berechnungen haben wir die Korrespondenztabelle benützt. Nun wollen wir die Laplace – Transformation direkt berechnen.

Aufstellen der Laplace – Transformation der Integralfunktion. Hier ist die korrekte Verwendung der Zeitvariablen t und T essentiell!

$$(\mathcal{L}g)(T) = \mathcal{L}\left(\int_0^T f(t)dt\right) = \int_0^\infty \left(\int_0^T f(t)dt\right) e^{-s\,T}\, dT$$

Eq39

Partielle Integration mit

$$u = \int_0^T f(t)dt$$

Eq40

$$v' = e^{-s\,T}$$

Eq41

Aufpassen: Wir integrieren zwar uneigentliche, aber bestimmte Integrale, daher muss die Auswertung beim Glied u·v beachtet werden! Damit gilt

$$\int_0^\infty \left(\int_0^T f(t)dt\right) e^{-s\,T}\, dT = \left(\left(\int_0^T f(t)dt\right) \cdot \frac{e^{-s\,T}}{-s}\right)\Bigg|_{T=0}^{\infty} - \int_0^\infty \left(\int_0^T f(t)dt\right)' \cdot \left(\frac{e^{-s\,T}}{-s}\right) dT$$

Eq42

Teilergebnis 1 (ein wenig schlampig, da man eigentlich beweisen müsste, dass keine unbestimmten Ausdrücke auftreten, aber da seien wir einmal gläubig; außerdem schreibt man ∞ nicht als Zahl):

$$\left(\left(\int_0^T f(t)dt\right) \cdot \frac{e^{-s\,T}}{-s}\right)\Bigg|_{T=0}^{\infty} = \left(\left(\int_0^\infty f(t)dt\right) \cdot \frac{e^{-s\cdot\infty}}{-s}\right) - \left(\left(\int_0^0 f(t)dt\right) \cdot \frac{e^{-s\cdot 0}}{-s}\right) = 0$$

Eq43

Wer das nicht sofort sieht: Im ersten Term ist die Exponentialfunktion 0 und im zweiten Term wird von 0 bis 0 integriert.

Teilergebnis 2

$$\left(\int_0^T f(t)dt\right)' = \big(F(T) - F(0)\big)' = f(T)$$

Eq44

Daher zusammengefasst

$$\int_0^\infty \left(\int_0^T f(t)dt\right) e^{-s\,T}\, dT = -\int_0^\infty f(T) \cdot \left(\frac{e^{-s\,T}}{-s}\right) dT = \frac{1}{s}\int_0^\infty f(T) \cdot (e^{-s\,T})dT = \frac{(\mathcal{L}f)(T)}{s}$$

Eq45

Andere Schreibweise

$$\int_0^\infty \left(\int_0^T f(t)dt\right) e^{-s\,T}\, dT = \frac{(\mathcal{L}f)(T)}{s} = \frac{F(s)}{s}$$

Eq46

Damit ist die Laplace – Transformation der Integralfunktion gezeigt.

Zum Abschluss noch ein paar Tipps zur Handhabung elektronischer Bauelemente:

ESD – Schutz

Wichtig bei der Handhabung vieler elektronischer Bauelemente ist das strikte Einhalten der Vorschriften zum Schutz vor gefährlichen Entladungen „Electro Static Discharge – Schutz“. Zusätzlich sind die meisten Halbleiter mit integrierten Schutzdioden ausgestattet um die elementarsten Probleme hintan zu halten.

Ein paar Tipps zum Schutz elektronischer Bauelemente vor schädlichen elektrostatischen Entladungen:

- Die Elektronikerin / der Elektroniker weiß immer und intuitiv, wo an ihrem / seinem Arbeitsplatz ein sicheres Erdpotential anliegt. Üblich sind die BNC – Buchsen am Oszilloskop, Metallgehäuse von Netzgeräten, metallische Kabelkanäle, Schutzkontakt von Netzanschlüssen.

- Auf ausreichende Luftfeuchtigkeit im Labor achten. Unter 40% sind schlecht für die Atmungsorgane und begünstigen gefährliche elektrostatische Aufladungen. Dabei aber Hände weg von den billigen Filtergeräten, außer man reinigt und desinfiziert sie jeden zweiten Tag.

- Nachdem man Kleidung, vor allem Pullover aus- oder angezogen hat, immer gründlich entladen!

- Nicht am Stuhl wetzen!

- Eine sichere Lösung ist, sich mittels Handgelenksableitern fest zu erden.

Übungen

1. Entwickle eine Schaltung, welche eine Eingangsspannung mit Faktor +101 verstärkt. Der Operationsverstärker hat eine Transitfrequenz von 1MHz. Berechne die höchste Frequenz, bei der die angegebene Verstärkung erreicht wird.

2. Entwickle eine Schaltung, welche eine Eingangsspannung mit Faktor -10 verstärkt. Der Operationsverstärker hat eine Transitfrequenz von 1MHz. Berechne die höchste Frequenz, bei der die angegebene Verstärkung erreicht wird.

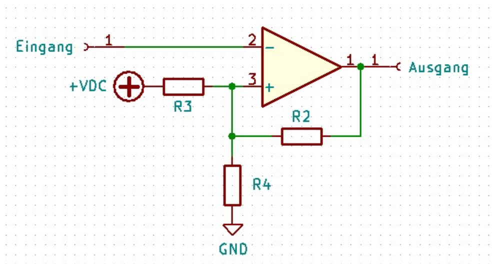
3. Entwickle ein kondensatorloses und spulenloses Tiefpassfilter erster Ordnung fg = 10kHz mit einem Operationsverstärker, dessen Transitfrequenz 1MHz beträgt. Gib die Verstärkung an und ergänze einen Spannungsteiler, der diese Verstärkung wieder auf 1 ausgleicht.

4. Eine ideale Wechselspannungsquelle liefert eine sinusförmige Spannung von 1kHz 10Vss. Entwickle eine Schaltung mit Operationsverstärker, welche daraus eine Cosinusspannung gleicher Amplitude erzeugt. Wähle als Kondensator 10nF.

5. Eine Signalquelle erzeugt eine Spannung, der ein Fehlersignal von 200mVss in Form von Rauschen und Brummen überlagert ist. Entwickle eine Schaltung mit einem Operationsverstärker, welche bei negativen Signalspannungen ein positives Logiksignal und bei positiven Signalspannungen ein negatives Logiksignal abgibt und das von den Fehlersignalen unbeeinflusst bleibt. Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers betrage ±10V.

6. Berechne R2 und R3 bei diesem invertierenden Schmitt – Trigger →

+VDC sei +12V, der Ausgang kann zwischen 0V und +12V schwingen (Rail to Rail – OPV). Die beiden Schaltschwellen seien +5,8V und +6,2V. R4 wählst Du mit 10kΩ.



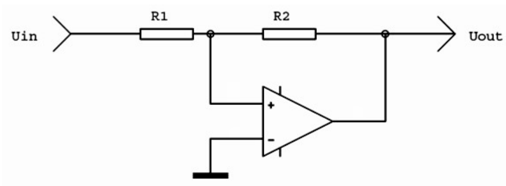
7. Nenne die beiden Definitionen der Funktion eines OPV. Nenne dazu je eine Schaltung und begründe, warum für diese Schaltung die entsprechende Definition günstiger ist.

8. Was ist ein virtueller Nullpunkt? Wozu braucht man so etwas? Warum verbindet man diesen Knotenpunkt nicht einfach mit Masse, das wäre doch viel einfacher als die komplizierte Schaltung?

9. Skizziere die Schaltung eines Impedanzwandlers. Gib seinen Eingangs- und Ausgangswiderstand an, falls der OPV ideal ist.

10. Wozu braucht man einen Schmitt – Trigger, wenn ein Komparator doch viel einfacher aufzubauen ist?

11. Gegeben sei ein nichtinvertierender Schmitt – Trigger. Der Ausgangsspannungsbereich betrage ±10V. R1 = 100kΩ, R2 = 10kΩ. Ist diese Schaltung funktionsfähig? Begründe Deine Antwort!

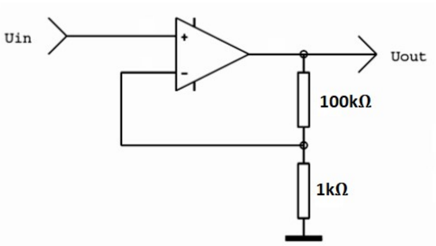


12. Entwickle einen guten echten Sinusgenerator mit der fixen Frequenz 15,9Hz.

13. Aufgrund des Störspannungspegels entscheidest Du, vor das Regelglied ein Tiefpassfilter zu schalten. Das Tschebyscheff – Filter wäre aufgrund seiner hohen Filtersteilheit nahe der Grenzfrequenz reizvoll. Ist das für diesen Zweck eine gute Idee oder nicht?

Lösungen

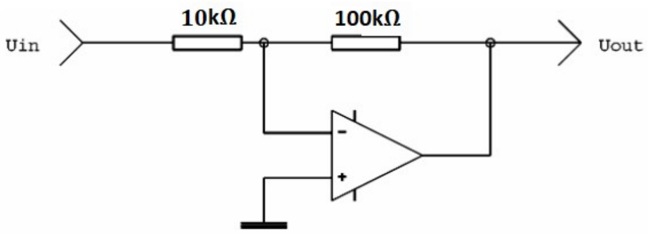
1. Entwickle eine Schaltung, welche eine Eingangsspannung mit Faktor +101 verstärkt. Der Operationsverstärker hat eine Transitfrequenz von 1MHz. Berechne die höchste Frequenz, bei der die angegebene Verstärkung erreicht wird.



Die Verstärkung der Schaltung beträgt 20 · lg (101) = 40dB.

Da der OPV selbst eine Transitfrequenz (A = 1 = 0dB) von 1MHz hat und Tiefpassverhalten mit -20dB / Dekade hat, ergibt sich eine Grenzfrequenz der Schaltung von 10kHz.

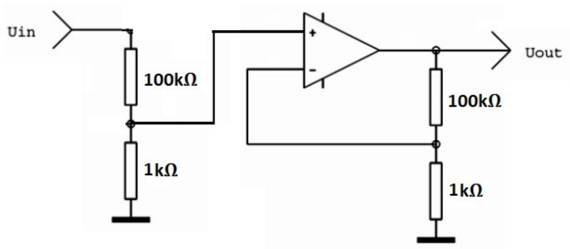
2. Entwickle eine Schaltung, welche eine Eingangsspannung mit Faktor -10 verstärkt. Der Operationsverstärker hat eine Transitfrequenz von 1MHz. Berechne die höchste Frequenz, bei der die angegebene Verstärkung erreicht wird.



Die Verstärkung der Schaltung beträgt 20 · lg (10) = 20dB.

Da der OPV selbst eine Transitfrequenz (A = 1 = 0dB) von 1MHz hat und Tiefpassverhalten mit -20dB / Dekade hat, ergibt sich eine Grenzfrequenz der Schaltung von 100kHz.

3. Entwickle ein kondensatorloses und spulenloses Tiefpassfilter erster Ordnung fg = 10kHz mit einem Operationsverstärker, dessen Transitfrequenz 1MHz beträgt. Gib die Verstärkung an und ergänze einen Spannungsteiler, der diese Verstärkung wieder auf 1 ausgleicht.



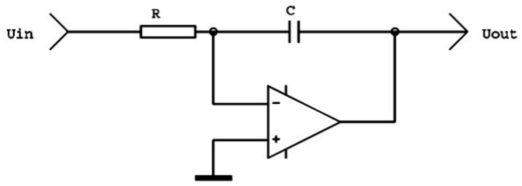
Die Verstärkung der Schaltung beträgt 20 · lg (101) = 40dB.

Da der OPV selbst eine Transitfrequenz (A = 1 = 0dB) von 1MHz hat und Tiefpassverhalten mit -20dB / Dekade hat, ergibt sich eine Grenzfrequenz der Schaltung von 10kHz.

Der Spannungsteiler am Eingang der Schaltung gleicht die Verstärkung aus. Diese Schaltungstype nennt man „Tiefpassfilter erster Ordnung mit ohmscher Gegenkopplung“.

4. Eine ideale Wechselspannungsquelle liefert eine sinusförmige Spannung von 1kHz 10Vss. Entwickle eine Schaltung mit Operationsverstärker, welche daraus eine Cosinusspannung gleicher Amplitude erzeugt. Wähle als Kondensator 10nF.

Man verwendet einen invertierenden Integrator.



Die Übertragungsfunktion lautet vereinfacht (stetige Eingangsfunktion, $U_{out}(0) = 0$ und keine Berücksichtigung von Stabilisierungsmaßnahmen wie einem hochohmigen Parallelwiderstand zu C)

$$U_{out} = \frac{-1}{R \cdot C} \int U_{in}(t)\, dt$$

Konkret daher

$$5 \cos\,(2\pi \cdot 1kHz \cdot t) = \frac{-1}{R \cdot 1 \cdot 10^{-8}\, F} \int 5 \sin\,(2\pi \cdot 1kHz \cdot t)\, dt$$

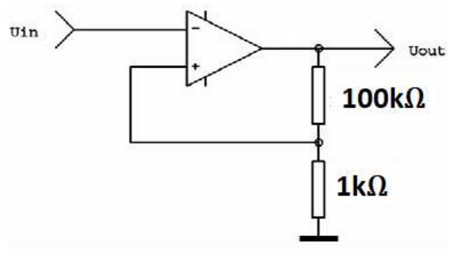
$$= \frac{-5}{R \cdot 1 \cdot 10^{-8}\, F} \int \sin\,(2\pi \cdot 1kHz \cdot t)\, dt = \frac{-5 \cdot -\cos\,(2\pi \cdot 1kHz \cdot t)}{R \cdot 1 \cdot 10^{-8}\, F \cdot 2\pi \cdot 1kHz}$$

Und daraus

$$R \cdot 1 \cdot 10^{-8}\, F \cdot 2\pi \cdot 1kHz = 1 \;\rightarrow R = \frac{1}{1 \cdot 10^{-8}\, F \cdot 2\pi \cdot 1kHz} = 15.9k\Omega$$

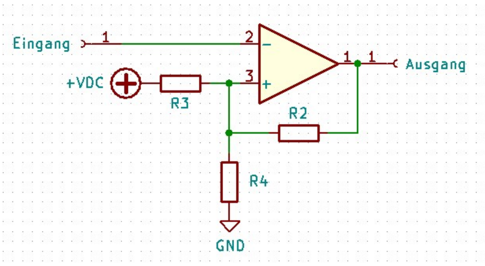
5. Eine Signalquelle erzeugt eine Spannung, der ein Fehlersignal von 200mVss in Form von Rauschen und Brummen überlagert ist. Entwickle eine Schaltung mit einem Operationsverstärker, welche bei negativen Signalspannungen ein positives Logiksignal und bei positiven Signalspannungen ein negatives Logiksignal abgibt und das von den Fehlersignalen unbeeinflusst bleibt. Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers betrage ± 10V.

Man verwendet einen invertierenden Schmitt – Trigger mit einer Hysterese von 200mV. Da der Ausgangsspannungshub 20V beträgt, wählt man den Spannungsteiler mit 1:100.



6. Berechne R2 und R3 bei diesem invertierenden Schmitt – Trigger →

+VDC sei +12V, der Ausgang kann zwischen 0V und +12V schwingen (Rail to Rail – OPV). Die beiden Schaltschwellen seien +5,8V und +6,2V. R4 wählst Du mit 10kΩ.



$$U_{pL} = VDC \cdot \frac{R4 \parallel R2}{R3 + (R4 \parallel R2)}$$

$$U_{pH} = VDC \cdot \frac{R4}{R4 + (R3 \parallel R2)}$$

Damit haben wir zwei Gleichungen in zwei Unbekannten, das ist Stoff der Sekundarstufe.

Wir machen R3 explizit

$$R3 + (R4 \parallel R2) = VDC \cdot \frac{R4 \parallel R2}{U_{pL}}$$

$$R3 = VDC \cdot \frac{R4 \parallel R2}{U_{pL}} - (R4 \parallel R2)$$

Einsetzen

$$U_{pH} = VDC \cdot \frac{R4}{R4 + \left(\left(VDC \cdot \frac{R4 \parallel R2}{U_{pL}} - (R4 \parallel R2)\right) \parallel R2\right)}$$

Zahlenwerte einsetzen

$$6{,}2\mathrm{V} = 12\mathrm{V} \cdot \frac{10\mathrm{k\Omega}}{10\mathrm{k\Omega} + \left(\left(12\mathrm{V} \cdot \frac{10\mathrm{k\Omega} \parallel R2}{5{,}8\mathrm{V}} - (10\mathrm{k\Omega} \parallel R2)\right) \parallel R2\right)}$$

$$0{,}51667 = \frac{10\mathrm{k\Omega}}{10\mathrm{k\Omega} + \left(\left(12\mathrm{V} \cdot \frac{10\mathrm{k\Omega} \parallel R2}{5{,}8\mathrm{V}} - (10\mathrm{k\Omega} \parallel R2)\right) \parallel R2\right)}$$

$$10\mathrm{k\Omega} + \left(\left(12\mathrm{V} \cdot \frac{10\mathrm{k\Omega} \parallel R2}{5{,}8\mathrm{V}} - (10\mathrm{k\Omega} \parallel R2)\right) \parallel R2\right) = \frac{10\mathrm{k\Omega}}{0{,}51667} = 19{,}3548\mathrm{k\Omega}$$

$$\left(2{,}069 \cdot (10\mathrm{k\Omega} \parallel R2) - (10\mathrm{k\Omega} \parallel R2)\right) \parallel R2 = 9{,}3548\mathrm{k\Omega}$$

$$\left(\frac{1{,}069}{\frac{1}{10\mathrm{k\Omega}} + \frac{1}{R2}}\right) \parallel R2 = 9{,}3548\mathrm{k\Omega}$$

$$\left(\frac{1{,}069}{\frac{R2+10\ \ \Omega}{R2\cdot 10\text{k}\Omega}}\right) \parallel R2 = 9{,}3548\text{k}\Omega$$

$$\left(\frac{R2\cdot 10{,}69\text{k}\Omega}{R2+10\text{k}\Omega}\right) \parallel R2 = 9{,}3548\text{k}\Omega$$

$$\frac{1}{\frac{R2+10\ \ \Omega}{R2\cdot 10{,}69\text{k}\Omega}+\frac{1}{R2}} = 9{,}3548\text{k}\Omega$$

$$\frac{1}{\frac{R2+10\ \ \Omega+10{,}69\text{k}\Omega}{R2\cdot 10{,}69\text{k}\Omega}} = 9{,}3548\text{k}\Omega$$

$$\frac{R2\cdot 10{,}69\text{k}\Omega}{R2+20{,}69\text{k}\Omega} = 9{,}3548\text{k}\Omega$$

$$R2\cdot 10{,}69\text{k}\Omega = 9{,}3548\text{k}\Omega\cdot(R2+20{,}69\text{k}\Omega) = 9{,}3548\text{k}\Omega\cdot R2 + 193{,}5508(\text{k}\Omega)^2$$

$$R2\cdot 1{,}3352\text{k}\Omega = 193{,}5508(\text{k}\Omega)^2$$

$$\boxed{\text{R2} = 144{,}96\ \text{k}\Omega}$$

$$R3 = VDC\cdot\frac{R4\parallel R2}{U_{pL}} - (R4\parallel R2)$$

$$R3 = 12V\cdot\frac{10\text{k}\Omega\parallel 144{,}96\ \text{k}\Omega}{5{,}8\text{V}} - (10\text{k}\Omega\parallel 144{,}96\ \text{k}\Omega) = 19{,}3545\text{k}\Omega - (9{,}3546\ \text{k}\Omega)$$

$$\boxed{R3 = 10\text{k}\Omega}$$

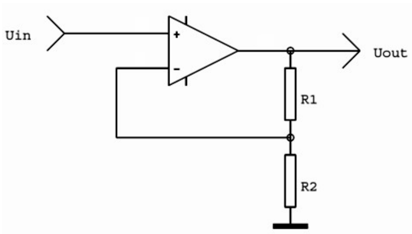
Probe:

$$U_{pL} = 12\text{V}\cdot\frac{10\text{k}\Omega\parallel 144{,}96\ \text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega+(10\text{k}\Omega\parallel 144{,}96\ \text{k}\Omega)} = 12\text{V}\cdot\frac{9{,}3547\ \text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega+9{,}3547\ \text{k}\Omega} = 5{,}8V$$

$$U_{pH} = 12\text{V}\cdot\frac{10\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega+(9{,}3547\ \ \text{k}\Omega)} = 6{,}2V$$

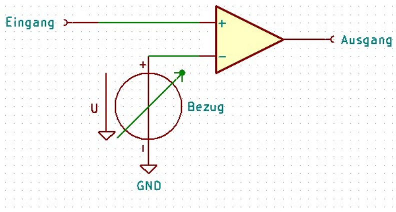
7. Nenne die beiden Definitionen der Funktion eines OPV. Nenne dazu je eine Schaltung und begründe, warum für diese Schaltung die entsprechende Definition günstiger ist.

I. Ein Operationsverstärker ist ein Bauelement, das seine beiden Eingangsspannungen gleich halten möchte.



Diese Definition ist besonders geeignet, wenn der OPV seine beiden Eingangsspannungen auch gleich halten kann, beispielsweise wenn es eine funktionsfähige Gegenkopplung gibt, wie beim nichtinvertierenden Verstärker.

II. $U_{out} = A\ (U_{i+} - U_{i-})$. Diese Definition ist besonders geeignet, wenn der OPV seine beiden Eingangsspannungen nicht gleich halten kann, beispielsweise wenn es keine Gegenkopplung gibt, wie beim Komparator.



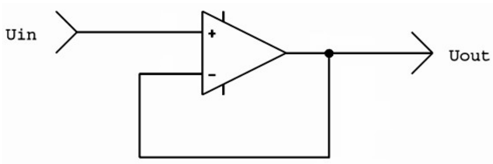
8. Was ist ein virtueller Nullpunkt? Wozu braucht man so etwas? Warum verbindet man diesen Knotenpunkt nicht einfach mit Masse, das wäre doch viel einfacher als die komplizierte Schaltung?

Definition: Ein virtueller Nullpunkt ist ein Knotenpunkt einer elektronischen Schaltung, der auf Massepotential liegt, ohne eine galvanische (feste) elektrische Verbindung mit der Masse zu haben. Sein Potential wird mittels einer Regelschaltung festgelegt.

Ein virtueller Nullpunkt ist immer ein Teil einer Regelschaltung, beispielsweise eines Verstärkers.

Den virtuellen Nullpunkt durch einen Masseanschluss zu ersetzen, heißt die Regelschaltung zu zerstören, indem der Vergleich zwischen Sollwert und Istwert verhindert wird.

9. Skizziere die Schaltung eines Impedanzwandlers. Gib seinen Eingangs- und Ausgangswiderstand an, falls der OPV ideal ist.

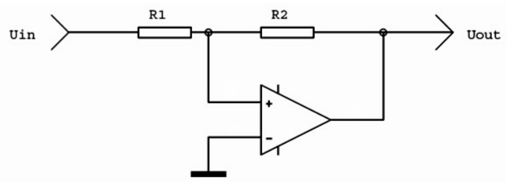


Eingangswiderstand = ∞
Ausgangswiderstand = 0

10. Wozu braucht man einen Schmitt – Trigger, wenn ein Komparator doch viel einfacher aufzubauen ist?

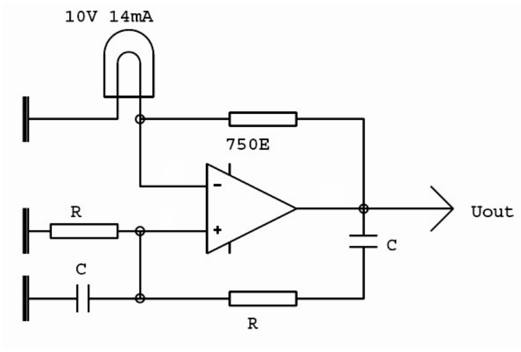
Der Komparator ist anfällig für jede Art von Störsignalen und produziert in der Umgebung der Schaltflanken meist überaus störende Fehlimpulse.

11. Gegeben sei ein nichtinvertierender Schmitt – Trigger. Der Ausgangsspannungsbereich betrage ±10V. R1 = 100kΩ, R2 = 10kΩ. Ist diese Schaltung funktionsfähig? Begründe Deine Antwort!



Diese Schaltung wird im Allgemeinen nicht funktionsfähig sein, da zum Umschalten mindestens ±100V benötigt werden, was nur in seltenen Ausnahmefällen gegeben sein wird. Daher nimmt die Schaltung nach dem Einschalten einen nicht vorhersehbaren Schaltzustand ein, der nicht veränderbar ist.

12. Entwickle einen guten echten Sinusgenerator mit der fixen Frequenz 15,9Hz.



Wir verwenden einen Wien – Brücken – Generator mit Amplitudenstabilisierung mittels Miniatur – Lämpchen.

$$f = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C}$$

R = 100kΩ, C = 100nF

13. Aufgrund des Störspannungspegels entscheidest Du, vor das Regelglied ein Tiefpassfilter zu schalten. Das Tschebyscheff – Filter wäre aufgrund seiner hohen Filtersteilheit nahe der Grenzfrequenz reizvoll. Ist das für diesen Zweck eine gute Idee oder nicht?

Wie nebenstehende Graphik zeigt, haben Tschebyscheff – Tiefpassfilter ein beträchtliches Überschwingen in der Sprungantwort. Dieses kann die Regelung völlig außer Tritt bringen. Dieses System ist daher im Allgemeinen für diese Anwendung nicht geeignet.