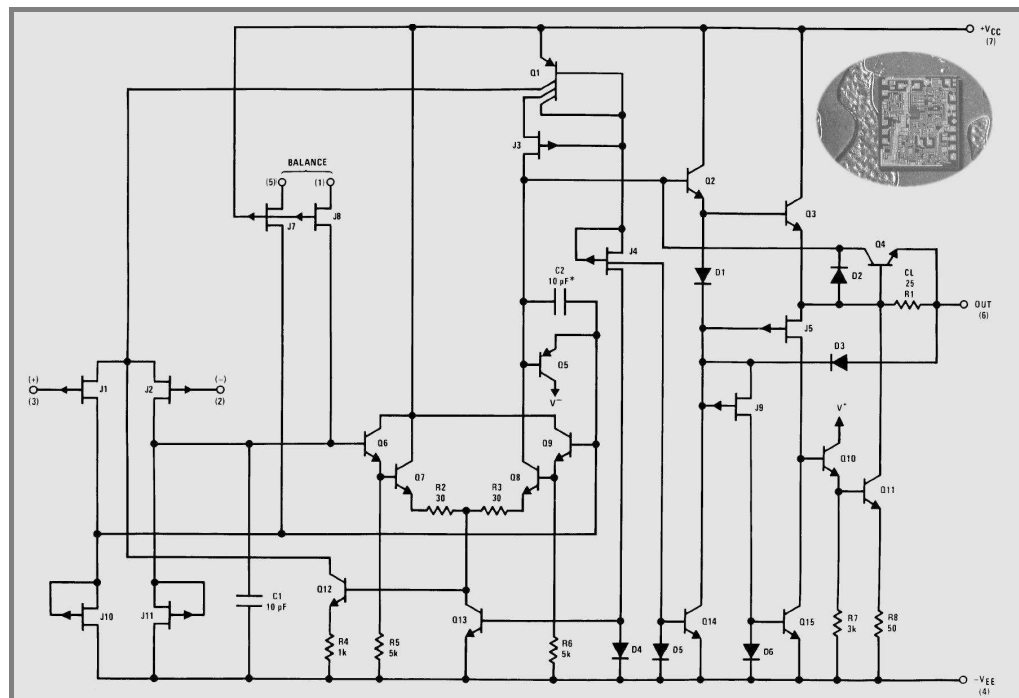


Operationsverstärker opamp.tex KB 20020617, rev. 20040210



Der außerordentliche Erfolg der Silizium-Technologie in der gesamten Elektronik hängt sehr eng mit der Planartechnik zusammen, die es ermöglicht, die vielen Bauelemente einer elektronischen Schaltung in vergleichsweise wenigen Prozessschritten parallel zu fertigen. Eine große Anzahl solcher integrierten Schaltungen kann auf einer einzelnen Silizium-Scheibe (aktueller Standard ist ein Durchmesser von 30 cm) nebeneinander angeordnet und dadurch gleichzeitig hergestellt werden. Durch die preisgünstigen Produktionsverfahren sind ICs (*Integrated Circuits*), bei denen alle Transistoren und sonstigen Bauelemente einer leistungsfähigen Verstärkerschaltung auf einem Chip integriert sind, kaum teurer als Einzeltransistoren. Solche *Operationsverstärker* sind dadurch seit langem zu den wichtigsten Bausteinen der Analog-Elektronik geworden und haben in fast allen Bereichen die entsprechenden Schaltungen aus Einzelbauelementen abgelöst. Anwendung finden sie unter anderem in der gesamten Mess- und Regeltechnik, der Unterhaltungselektronik und der Nachrichten- und Kommunikationstechnik.

Eigenschaften, einige Bauprinzipien und Anwendungen von Operationsverstärkern werden uns in diesem Teilprojekt beschäftigen.

Inhaltsverzeichnis

1	Ziele	3
2	Grundlagen	3
2.1	Idealer Operationsverstärker	3
2.2	Schaltsymbole	4
2.3	Gegenkopplung	4
2.4	Grundsaltungen	4
2.5	Mitkopplung	10
2.6	Realer Operationsverstärker	10
3	Aufgaben, Schaltungen	11
3.1	Modell: Differenz- und Gleichtaktverstärkung	12
3.2	Modell: Linearität, Eingangs- und Ausgangswiderstand	12
3.3	Frequenzgang	12
3.4	Addierer	12
3.5	Integrator	13
3.6	Differenziator	13
3.7	Logarithmierer, Potenzierer	13
3.8	Astabiler Multivibrator	13
3.9	Dreieck-Rechteck-Generator	13
3.10	Spannungsregler	13
3.11	Komparator	14
3.12	Linearisierung: Gegentaktstufe	14
3.13	Linearisierung: Präzisionsgleichrichter	15
3.14	Sinusoszillator	16
3.15	Filter (Zusatzaufgabe)	17
	Literatur und Links	21

Die Titelseite zeigt die Schaltung des im Elektronik-Praktikum verwendeten Operationsverstärkers LF 356. Rechts oben ein typischer Chip im Größenvergleich mit der Nordsee auf einer 1-Euro-Münze.

1 Ziele

- Differenzverstärker
- Idealer Operationsverstärker
- Gegenkopplung
- Mitkopplung
- Operationsverstärker-Grundsaltungen
- Realer Operationsverstärker
- Anwendungen des Operationsverstärkers

2 Grundlagen

Der erste kommerzielle Operationsverstärker¹ ($\mu\text{A} 709$) wurde 1965 von der Firma Fairchild Semiconductors hergestellt. Ende der 60er Jahre wurde dann ebenfalls zunächst von Fairchild der Operationsverstärker $\mu\text{A} 741$ auf den Markt gebracht, der zum 'klassischen' Standard wurde. Seither werden Operationsverstärker im gesamten Bereich der Analogelektronik in vielfältiger Weise eingesetzt. Neben den universell einsetzbaren Typen sind inzwischen auch viele Varianten für Spezialanwendungen auf dem Markt. Im Elektronik-Praktikum verwenden wir einen Operationsverstärker mit hochohmigen robusten JFET-Eingängen, den Typ LF 356, der von verschiedenen Firmen (National Semiconductors, SGS-Thomson) hergestellt wird.

2.1 Idealer Operationsverstärker

In einem Operationsverstärker sind eine Reihe von Transistorverstärkerstufen zusammengefasst, die in der Regel gleichstromgekoppelt sind. Als Eingangsstufe wird dabei meist eine Differenzverstärkerschaltung verwendet. Verstärkt wird mithin die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Eingängen – dem *nichtinvertierenden* ('+') und dem *invertierenden* ('-') Eingang. Zur vereinfachten Betrachtung kann man *ideale* Verhältnisse annehmen:

- Die Verstärkung ist unendlich groß – und das über den gesamten Frequenzbereich.
- Der Eingangswiderstand ist unendlich groß, d. h. es kann kein Eingangsstrom fließen.
- Der Ausgangswiderstand ist null.
- Ein Gleichtaktsignal am Eingang wirkt sich nicht auf die Ausgangsspannung aus.

Das Verhalten einer idealen Operationsverstärkerschaltung wird somit nur durch die äußere Beschaltung – die Gegenkopplung – bestimmt.

¹ Der Name *Operationsverstärker* kommt aus der Analogrechenstechnik, in der damit mathematische Operationen realisiert werden.

2.2 Schaltsymbole

Abbildung 1 zeigt die nach DIN definierten und die international gebräuchlichen Schaltzeichen für einfache Operationsverstärker. Gegebenenfalls können noch weitere Anschlüsse für die *Offsetkompensation* eingezeichnet werden.

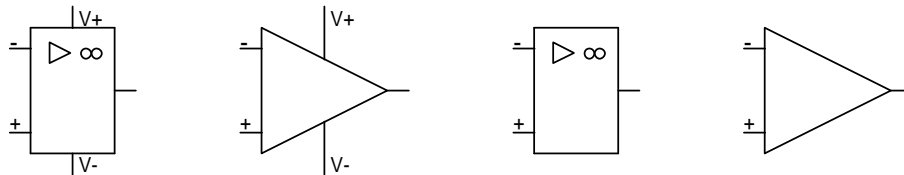


Abbildung 1: Schaltsymbole für Operationsverstärker. Links das Schaltzeichen nach DIN 40900, daneben das international gebräuchliche Symbol. Rechts vereinfachte Darstellungen ohne die Spannungsversorgungsanschlüsse.

2.3 Gegenkopplung

Das Verhalten einer idealen Operationsverstärkerschaltung wird durch das Gegenkopplungsnetzwerk bestimmt. Abbildung 2 skizziert das Prinzip eines einfachen derartigen Netzwerks: Die Ausgangsspannung U_a stellt sich so ein, dass die Spannungsdifferenz zwischen invertierendem und nichtinvertierendem Eingang verschwindet. Unter der Nebenbedingung, dass kein Eingangsstrom am Operationsverstärker fließt, kann man U_a aus den übrigen Größen der Schaltung berechnen. Die Widerstände sind im allgemeinen Fall komplex, können auch nichtlinear oder durch umfangreichere Netzwerke ersetzt sein.

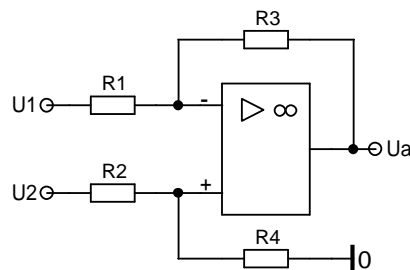


Abbildung 2: Einfache Gegenkopplungsschaltung am Operationsverstärker. Die Ausgangsspannung errechnet sich aus den Bedingungen, dass keine Eingangsströme fließen und dass die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Eingängen des Operationsverstärkers verschwindet.

2.4 Grundschaltungen

Die wichtigsten Grundschaltungen erhält man durch weitere Vereinfachung der allgemeinen Schaltung.

Invertierender Verstärker: Das überwiegende Schaltungsprinzip ist das des invertierenden Verstärkers (Abbildung 3), sehr viele andere Schaltungen basieren darauf. Die Verstärkung der Schaltung berechnet sich aus dem Widerstandsverhältnis zu

$$U_a/U_e = -R_2/R_1 \quad . \quad (1)$$

Addierer: Mit mehreren Eingangsspannungen wird aus dem invertierenden Verstärker ein Addierer (Abbildung 4). Mit gleichen Widerstandswerten wird die Summenspannung

$$-U_a = U_1 + U_2 + U_3 \quad . \quad (2)$$

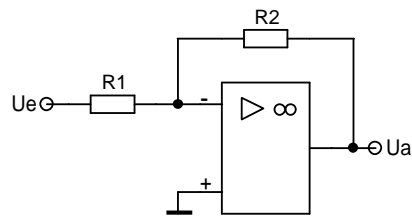


Abbildung 3: Invertierender Verstärker, die Ausgangsspannung stellt sich so ein, dass die Spannung am negativen Eingang null wird.

Durch unterschiedliche Widerstandswerte kann man die Eingangsspannungen unterschiedlich gewichten (Vorfaktoren für U_1, U_2, U_3).

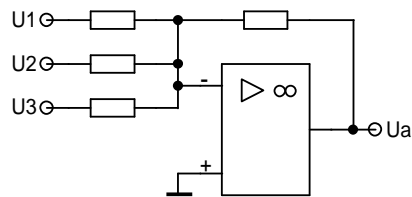


Abbildung 4: Addierer, die Ausgangsspannung stellt sich so ein, dass die Spannung am negativen Eingang – dem Summationspunkt – zu null wird.

Eine Subtraktion realisiert man am einfachsten durch die allgemeine Schaltung der Abbildung 2 mit lauter gleichen – ohmschen – Widerständen. Eine Erweiterung mit zusätzlichen Eingängen zur Addition oder Subtraktion weiterer Spannungen sowie eine Gewichtung durch unterschiedliche Widerstände ist auch dort möglich.

Regelbare Verstärkung: Die Verstärkung des invertierenden Verstärkers lässt sich entweder durch Variation des Gegenkopplungswiderstands (Abbildung 5 links) oder durch Teilung der Ausgangsspannung mit einem Querpotentiometer (Abbildung 5 rechts) einstellen.

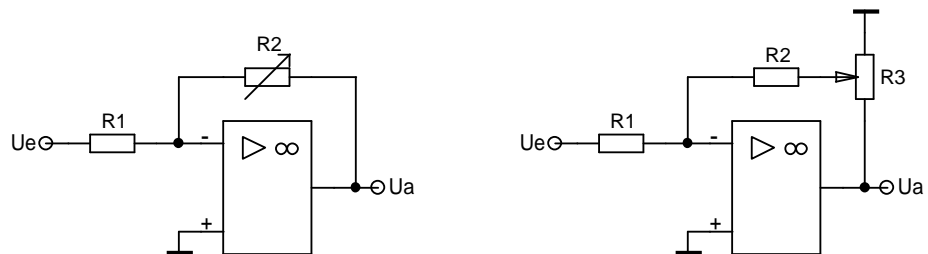


Abbildung 5: Invertierender Verstärker mit regelbarer Verstärkung. Links mit Potentiometer im Gegenkopplungsweig, rechts Spannungsteiler (Querpotentiometer) am Ausgang.

Nichtinvertierender Verstärker: Die Grundschaltung des nichtinvertierenden Verstärkers ist in Abbildung 6 skizziert. Diese Schaltung zeichnet sich durch einen besonders großen Eingangswiderstand, den Eingangswiderstand des Operationsverstärkers, aus. Die Verstärkung der Schaltung errechnet sich wieder mit der Bedingung verschwindender Eingangsspannungsdifferenz aus den Widerstandsverhältnissen zu

$$U_a/U_e = (R_2 + R_1)/R_1 \quad . \quad (3)$$

Eine weitere Vereinfachung ist der nichtinvertierende Verstärker mit einer Verstärkung von eins, ein reiner Impedanzwandler mit sehr hohem Eingangswider-

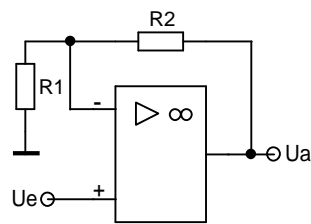


Abbildung 6: Nichtinvertierender Verstärker.

stand und – auch bei realen Operationsverstärkern – extrem niedrigem Ausgangswiderstand. Eine durch eine Belastungsänderung am Ausgang verursachte Ausgangsspannungsänderung wird durch die ‘harte’ Gegenkopplung sofort kompensiert. Aus einsehbaren Gründen wird diese Schaltung auch *Spannungsfolger* genannt (bisweilen auch *Elektrometerverstärker*).

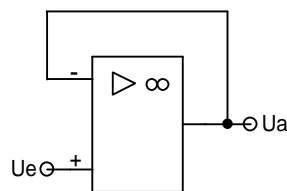


Abbildung 7: Spannungsfolger als Spezialfall des nichtinvertierenden Verstärkers.

Differenzverstärker: Ein Differenzverstärker ist die Kombination aus einer invertierenden und einer nichtinvertierenden Beschaltung am Operationsverstärker. Die Grundschaltung entspricht der Abbildung 2, meist sind die Widerstände paarweise gleich. Extrem hohe Eingangswiderstände (nötig bei empfindlichen Messschaltungen) erreicht man durch vorgeschaltete Spannungsfolger (Abbildung 8). Die Ausgangsspannung ist dort

$$U_a = \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1) \quad . \quad (4)$$

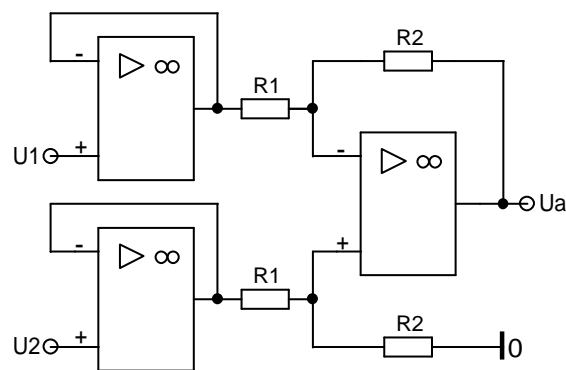


Abbildung 8: Differenzverstärker mit vorgeschalteten Spannungsfolgern.

Komparator: Ohne Gegenkopplung, das heißt mit der vollen Differenzverstärkung werden Operationsverstärker als Komparatoren betrieben (Abbildung 9). Wegen der dann sehr hohen Verstärkung wird das Ausgangssignal quasidigital, es repräsentiert die Zustände ‘größer’ und ‘kleiner’ des Vergleichs zwischen den beiden Eingangsspannungen. Solche Komparatoren werden z. B. dazu verwendet, kontinuierliche Verteilungen zu diskretisieren, Ja-Nein-Entscheidungen zu treffen, aus einer Verteilung von Signalgrößen bestimmte Bereiche herauszupräparieren (*Diskriminatoren*). Mit Anordnungen von vielen Komparatoren mit einer geeigneten Abfolge von Vergleichsspannungen, Komparator-Arrays, werden

schnelle Analog-Digital-Wandler realisiert (Parallel-A/D-Wandler). Der Gesamtstatus der Komparatorausgänge ist dabei – fast ohne Zeitverzögerung – das digitale Abbild der jeweils aktuellen analogen Signalgröße.

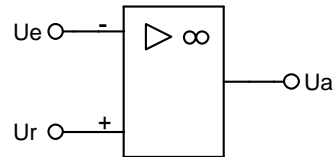


Abbildung 9: Komparator, der Operationsverstärker wird ohne Gegenkopplung betrieben und schaltet zwischen zwei Ausgangszuständen, $U_{a,max}$ für $U_e < U_r$ und $U_{a,min}$ für $U_e > U_r$.

Integrator: Macht man beim invertierenden Verstärker der Abbildung 3 den Gegenkopplungswiderstand R_2 imaginär, ersetzt ihn durch einen Kondensator, erhält man einen Integrator (Abbildung 10).

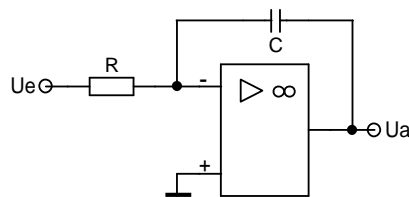


Abbildung 10: Grundsaltung des Integrators.

Am Stromsummationspunkt (invertierender Eingang) muss gelten:

$$\sum I = 0, \quad \frac{U_e}{R} + C \frac{dU_a}{dt} = 0 \quad . \quad (5)$$

Unter der Voraussetzung, dass zum Zeitpunkt $t = 0$ die Ausgangsspannung gleich null ist, wird das Integral, die Ausgangsspannung zum Zeitpunkt t

$$U_a(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_e d\tau \quad . \quad (6)$$

Abbildung 11 veranschaulicht diesen Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung für zwei charakteristische Spannungsformen am Eingang – Rechteck- und Sinusspannung.

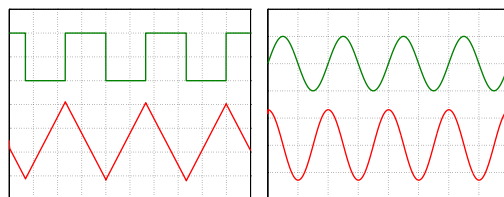


Abbildung 11: Eingangs- (oben) und Ausgangsspannungen (unten) am Integrator. Links Rechteckspannung am Eingang, rechts Sinusspannung.

Differenziator: Ersetzt man entsprechend R_1 beim invertierenden Verstärker der Abbildung 3 durch einen Kondensator, erhält man eine Differenzierschaltung. Das Schema zeigt die Abbildung 12.

Am Stromsummationspunkt (invertierender Eingang) gilt hier:

$$\sum I = 0, \quad C \frac{dU_e}{dt} + \frac{U_a}{R} = 0 \quad U_a = -RC \frac{dU_e}{dt} \quad . \quad (7)$$

Während Integratorschaltungen problemlos arbeiten, zeigen ideale Differenziatoren eine ausgeprägte Schwingneigung. Die einfache Grundsaltung muss

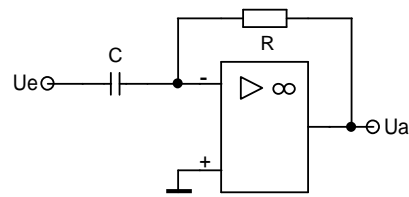


Abbildung 12: Differenziator, Grundschaltung ohne Dämpfungswiderstand.

fast immer geeignet bedämpft werden. Man erreicht dies zum Beispiel durch einen zusätzlichen in Reihe mit dem Kondensator geschalteten Widerstand. Abbildung 13 zeigt den Einfluss unterschiedlich starker Dämpfung durch unterschiedliche Reihenwiderstände auf die Ausgangsspannung.

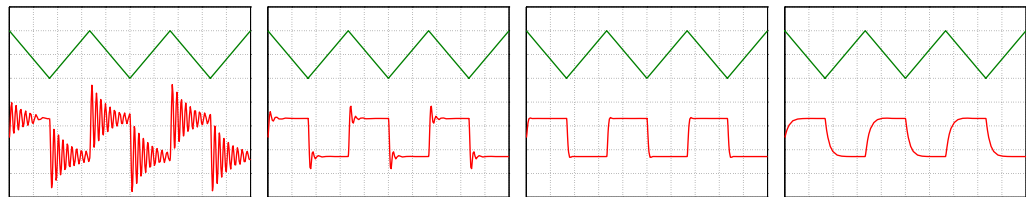


Abbildung 13: Einfluss unterschiedlicher Dämpfungswiderstände auf die Ausgangsspannung am Differenziator. Von links nach rechts: Ohne, zu kleiner, etwa angepasster, zu großer Reihenwiderstand.

Logarithmierer: Verwendet man als Gegenkopplung eine Diode oder einen Transistor gemäß den Schaltungen in Abbildung 14, wird die Ausgangsspannung in etwa logarithmisch von der Eingangsspannung abhängen.

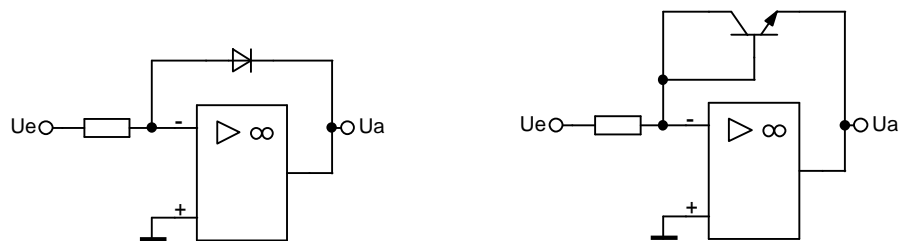


Abbildung 14: Logarithmierschaltung mit Diode (links) oder Transistor (rechts). Schaltungsauslegung für positive Eingangsspannung, für negative Eingangsspannungen müssten Diode bzw. Transistor invertiert werden.

Am Summationspunkt gilt näherungsweise

$$\sum I = 0 \quad \text{d. h.} \quad \frac{U_e}{R} + K_1 \left(\exp \frac{eU_a}{kT} - 1 \right) = 0 \quad (8)$$

oder – nach U_a aufgelöst –

$$U_a = -K_2 \ln(U_e - K_3) \quad . \quad (9)$$

K_1 , K_2 , K_3 sind Konstanten, die vom Typ der Diode oder des Transistors sowie von der Temperatur abhängen.

Die logarithmische Auftragung der Ausgangsspannung über der Eingangsspannung in Abbildung 15 zeigt eine gute Genauigkeit über mehrere Zehnerpotenzen

zen, allerdings auch die ausgeprägte Temperaturabhängigkeit² der einfachen Schaltung. Wenn man die Schaltung sinnvoll einsetzen will, muss man entweder die Temperatur stabil halten oder die Temperaturabhängigkeit durch eine geeignete Erweiterung kompensieren.

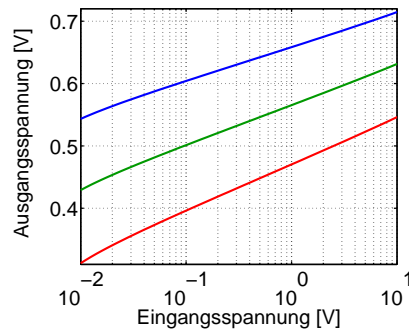


Abbildung 15: Ausgangsspannung der Logarithmierschaltung der Abbildung 14 als Funktion der Eingangsspannung für verschiedene Temperaturen (obere Kurve 0°C , mittlere 50°C , untere 100°C).

Potenzierer: Vertauscht man in den Gegenkopplungen der Abbildung 14 den Widerstand und die Diode bzw. den Transistor, erhält man das zum Logarithmierer komplementäre, eine Potenzierschaltung (Abbildung 16).

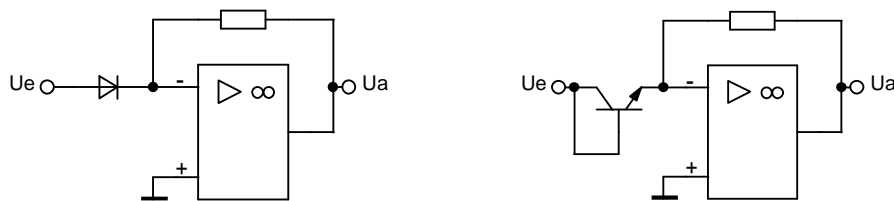


Abbildung 16: Potenzierschaltungen, links mit Diode, rechts mit Transistor. Auslegung für positive Eingangsspannung.

Die mathematische Beschreibung entspricht der beim Logarithmierer, die Transfercharakteristik ist ebenfalls komplementär und weist eine ebenso ausgeprägte Temperaturabhängigkeit auf (Abbildung 17).

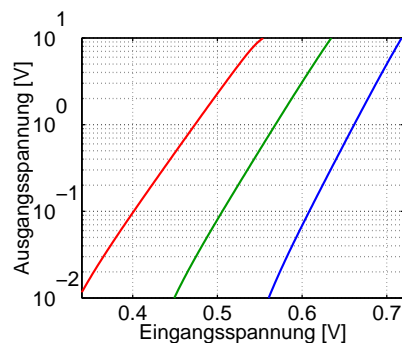


Abbildung 17: Ausgangsspannung der Potenzierschaltung der Abbildung 16 als Funktion der Eingangsspannung für verschiedene Temperaturen (rechte Kurve 0°C , mittlere 50°C , linke 100°C).

Für weitere, hier weggelassene Grundschaltungen und Schlagworte wie Multiplizierer, Dividierer, Modulator, Analog-Schalter, Ausgangsspannungsbegrenzung, Anstiegsbegrenzung sollten Sie – wo nötig – die einschlägige Literatur zu Rate ziehen.

² In der Formel für den Diodenstrom steht die Temperatur direkt im Exponenten, darüber hinaus ist auch der Vorfaktor (Sättigungssperrstrom) stark temperaturabhängig.

2.5 Mitkopplung

Eine Gegenkopplung – die Rückführung eines Teils der Ausgangsspannung auf den invertierenden Eingang – am Operationsverstärker wirkt stabilisierend und linearisierend. Führt man dagegen einen Teil der Ausgangsspannung auf den *nichtinvertierenden* Eingang zurück, erreicht man das Gegenteil, die Schaltung wird weniger linear. Macht man diese *Mitkopplung* groß genug, schwingt die Schaltung oder *kippt* zwischen 2 extremen Zuständen hin und her (Kippschaltung, vgl. Anleitung zu *Transistoren*). Durch eine geeignete Art der Mitkopplung lassen sich somit Frequenzgeneratoren und astabile, bistabile oder monostabile Kippschaltungen auch mit Operationsverstärkern realisieren.

Das einfache Beispiel des Schmitt-Triggers (Abbildung 18) veranschaulicht das Prinzip. Liegt bei der invertierenden Variante (Abbildung 18 links) am Eingang (-)

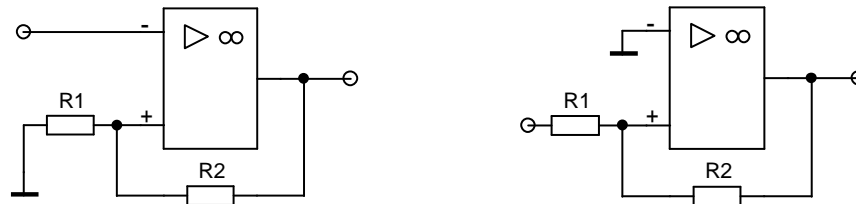


Abbildung 18: Schmitt-Trigger-Schaltungen mit Operationsverstärkern, links invertierend, recht nichtinvertierend.

eine genügend große negative Spannung, so stellt sich am Ausgang die maximale positive Spannung $U_{a,\max}$ ein, am +-Eingang der Bruchteil $R_1/(R_1+R_2)$ davon. Erst wenn diese Spannung am invertierenden Eingang überschritten wird, kippt die Schaltung zur maximalen negativen Ausgangsspannung. Die obere Schaltschwelle liegt demnach bei

$$U_{\text{hi}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{a,\max} \quad , \quad (10)$$

die untere bei

$$U_{\text{lo}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{a,\min} \quad , \quad (11)$$

die Schalthysterese beträgt

$$\Delta U = U_{\text{hi}} - U_{\text{lo}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{a,\max} - U_{a,\min}) \quad . \quad (12)$$

U_{hi} und U_{lo} liegen bei dieser Schaltung einigermaßen symmetrisch zum Spannungsnullpunkt (Masse). Wie müsste man die Schaltung ändern, um beispielsweise beide in den Bereich positiver Spannungen zu bringen?

2.6 Realer Operationsverstärker

Für das Verständnis der verschiedenen Grundschaltungen ist es hilfreich, den Operationsverstärker als ideal zu betrachten, die Funktion wird allein durch die äußere Beschaltung realisiert. Reale Operationsverstärker weichen in ihren Eigenschaften etwas vom Idealfall ab. Einen ungefähren Überblick gibt die Tabelle 1.

Verstärkereigenschaft	Ideal	Real
Differenzverstärkung (dB)	∞	90 ... 120
Gleichtaktverstärkung	0	0.1 ... 1
Gleichtaktunterdrückung (dB)	∞	100 ... 120
Eingangswiderstand ($M\Omega$)	∞	1 ... 1000
Ausgangswiderstand (Ω)	0	10 ... 1000
Untere Grenzfrequenz (Hz)	0	0
Obere Grenzfrequenz (MHz)	∞	1 ... 100
Offsetspannung (mV)	0	0.01 ... 1
Eingangsruhestrom (μA)	0	0.01 ... 1
Rauschen am Ausgang (μV)	0	1 ... 10

Tabelle 1: Eigenschaften von idealen und realen Operationsverstärkern.

Die meisten dieser Abweichungen vom Idealfall sind für Anwendungen von nur untergeordneter Bedeutung, so stören die endlichen Eingangs- und Ausgangswiderstände sowie die endliche Verstärkung nur selten. Die obere Grenzfrequenz dagegen schränkt die Möglichkeit von Hochfrequenzanwendungen für Standard-Operationsverstärker deutlich ein. Für solche Anwendungen ist man auf spezielle Verstärkertypen mit höherer Bandbreite³ oder sogar auf Schaltungen mit Einzeltransistoren angewiesen. Störend kann bei empfindlichen Analoganwendungen auch die endliche Offsetspannung und der Eingangsruhestrom sein, die dann geeignet kompensiert werden müssen. Zur Offsetkompensation sind vielfach zusätzliche Anschlüsse am Operationsverstärker zum Anschluss eines Widerstands (Potentiometer) vorhanden. Die Wirkung des Eingangsstrom kann man dadurch minimieren, dass man beide Eingänge mit gleichen (wirksamen) ohmschen Widerständen beschaltet, so dass sich darüber nur eine kleine zusätzliche Gleichtaktspannung am Eingang – keine Differenzspannung – ergibt.

3 Aufgaben, Schaltungen

Der Übersichtlichkeit halber sind bei den meisten Schaltungen die Betriebsspannungsanschlüsse weggelassen. Wo nicht anders angegeben, sollten die Operationsverstärker – abhängig vom verfügbaren Netzgerät – mit +12 V und -12 V oder mit +15 V und -15 V betrieben werden.

Die Aufgaben zum Operationsverstärkermodell (3.1 und 3.2) sollten Sie nur angehen, wenn Sie sicher sind, dadurch nicht in Zeitprobleme zu kommen, ansonsten beginnen Sie mit 3.3.

³ Solche Spezialverstärker weichen dann in ihren sonstigen Eigenschaften von üblichen Operationsverstärkern ab (kein Differenzeingang, keine Gleichstromkopplung), haben meist nur niedrige Verstärkung (typischerweise etwa 10-fach), dafür eine hohe obere Grenzfrequenz (1 ... 50 GHz).

3.1 Modell: Differenz- und Gleichtaktverstärkung

Dimensionieren Sie in der Schaltung in Abbildung 19 die Widerstände so, dass der Ausgang auf 0 V liegt, wenn beide Eingänge ebenfalls auf 0 V liegen. Bestimmen Sie an diesem sehr unzulänglichen Modell eines Operationsverstärkers die Differenzverstärkung und die Gleichtaktverstärkung. Wie verbessert sich die

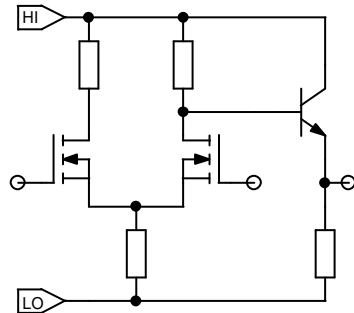


Abbildung 19: Modell eines realen Operationsverstärkers aus einem Differenzverstärker als Eingangsstufe und einem Transistor in Kollektorschaltung als Ausgangsstufe.

Gleichtaktunterdrückung, wenn Sie den Widerstand in der Source-Leitung durch eine JFET-Stromquelle (Abbildung 20) bzw. durch eine Konstantstromquelle (Steuergerät) ersetzen?

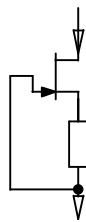


Abbildung 20: Konstantstromquelle mit einem JFET. Im Abschnürungsbereich ist der Strom nur wenig von der Drain-Spannung abhängig. Diskutieren Sie die Funktionsweise anhand des Kennlinienfeldes (Anleitung zu Transistoren).

3.2 Modell: Linearität, Eingangs- und Ausgangswiderstand

Messen Sie die Linearität des Modellverstärkers der Abbildung 19 für zwei Grenzfälle: ohne Gegenkopplung und als Spannungsfolger betrieben. Überlegen Sie sich Messverfahren für den Eingangs- und Ausgangswiderstand und bestimmen Sie diese Größen ebenfalls für die beiden Grenzfälle.

3.3 Frequenzgang

Messen Sie mit dem Operationsverstärker LF 356 den Frequenzgang (Bode-Diagramm) der invertierenden oder der nichtinvertierenden Verstärkergrundschaltung für mehrere typische Verstärkungen (unterschiedliche Gegenkopplungen). Einen schnellen Überblick können Sie sich mit dem Sweep-Modus des Frequenzgenerators verschaffen (logarithmischer Sweep, Sweep-Zeit 1 oder 10 s, Oszilloskop mit externer Triggerung, Anzeige der Spitzenwerte). Vergleich und Diskussion.

3.4 Addierer

Bauen Sie einen Addierer für zwei Eingangsspannungen auf (Verstärkung etwa 0.5). Testen Sie Addierverhalten und Linearität mit unterschiedlichen Gleichspannungen an den Eingängen.

3.5 Integrator

Untersuchen Sie das Verhalten einer Integrator-Schaltung bei Rechteck- und Sinus-Eingangsspannung. Beschreiben Sie den Integrator im Frequenzbereich (Gegenkopplung mit komplexen Widerständen). Messen Sie den Frequenzgang ohne und mit parallel zum Kondensator geschaltetem zusätzlichen Widerstand (Tiefpassverhalten).

3.6 Differenziator

Messen Sie das Verhalten eines Differenziators bei Dreieck-Eingangsspannung mit unterschiedlicher Dämpfung.

3.7 Logarithmierer, Potenzierer

Bauen Sie eine der Schaltungen auf und bestimmen Sie das Verhalten (Abhängigkeit der Ausgangs- von der Eingangsspannung). Diskutieren Sie Abweichungen vom Idealverhalten.

3.8 Astabiler Multivibrator

Bauen Sie eine Blinkschaltung auf der Basis eines einfachen astabilen Multivibrators (Abbildung 21). Diskutieren Sie die Funktionsweise. Messen Sie die Spannungsverläufe an den Ein- und Ausgängen.

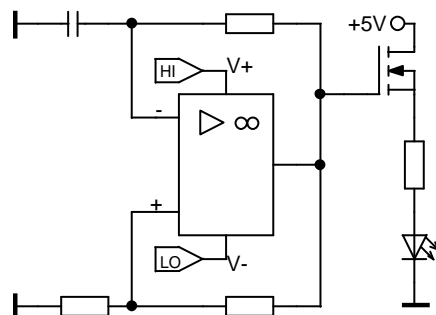


Abbildung 21: Astabiler Multivibrator für niedrige Frequenzen.

3.9 Dreieck-Rechteck-Generator

Die Kombination eines Integrators mit einem Schmitt-Trigger ergibt einen Frequenzgenerator für Dreieck- und Rechteckspannungen (Abbildung 22). Messen Sie die Spannungen am Ausgang des Integrators und am Ausgang des Schmitt-Triggers. Wie muss man die Schaltung erweitern, um die Frequenz kontinuierlich verändern zu können? Wie, um die Amplitude des Dreiecksgenerators zu verändern?

3.10 Spannungsregler

Ein einfacher Spannungsregler aus Widerstand und Zenerdiode wurde bei den *Dioden* untersucht. Deutlich bessere Regeleigenschaften erzielt man durch Erweiterung mit einem Transistor (Abbildung 23 links) oder mit einem Operationsverstärker (Abbildung 23 rechts). Untersuchen und diskutieren Sie die Eigen-

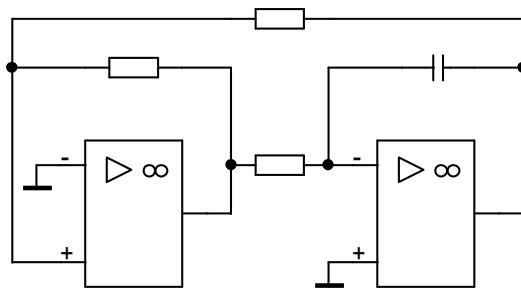


Abbildung 22: Dreieck-Rechteck-Generator aus einem Integrator (rechts) und einem mitgekoppelten Verstärker, einem nichtinvertierenden Schmitt-Trigger (links).

schaften der verschiedenen Schaltungen. Was verbessert sich, wenn man die Zenerdiode in der rechten Schaltung aus der geregelten Spannung versorgt?

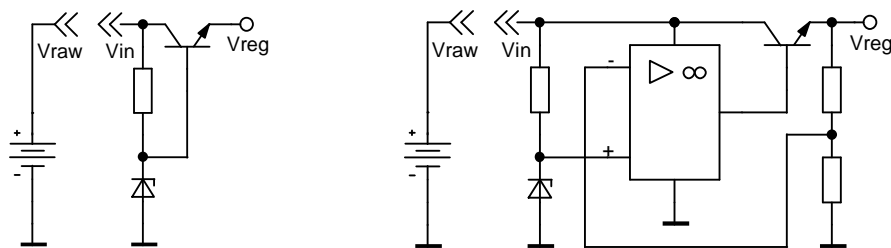


Abbildung 23: Spannungsregler, links einfache Schaltung mit Emitterfolger, rechts mit Operationsverstärker.

3.11 Komparator

Überlegen Sie sich eine Komparatorschaltung, die zwischen 3 Zuständen unterscheidet: zu klein, richtig, zu groß. Eine Anwendung dafür könnte im Bereich der Qualitätskontrolle sein. Stellen Sie die drei Zustände mit Lumineszenzdioden (blau, grün, rot) dar. Begrenzen Sie den Strom durch die Dioden mit geeigneten Vorwiderständen auf 5–10 mA.

3.12 Linearisierung: Gegentaktstufe

Aus Gründen des Leistungsverbrauchs (und auch wegen der besseren Symmetrie) werden in Endstufen gerne Gegentaktschaltungen verwendet. Ideal ist es, wenn kein Ruhestrom fließt, dies ist in der Endstufenschaltung der Abbildung 24 der Fall. Trotz des extremen Arbeitspunkts (vgl. Anleitung zum Projekt *Transistoren*) erreicht man gute Linearität, wenn man die Endstufe mit einem Operationsverstärker ansteuert, der vom Endstufenausgang gegengekoppelt wird. Untersuchen Sie die Schaltung in Abbildung 24 und vergleichen Sie die Linearität mit einer entsprechenden Schaltung ohne die Gegenkopplung (ohne vorgeschalteten Operationsverstärker oder mit Gegenkopplung nur über den Operationsverstärker).

In etwas abgewandelter Form (Spannungsfollower mit Gegentakt-Booster) lässt sich die Schaltung verwenden, um eine Betriebsspannung in zwei aufzuteilen (batteriebetriebene Geräte).

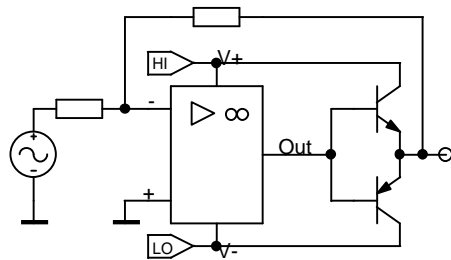


Abbildung 24: Gegentaktausgangsstufe mit Ansteuerung durch einen Operationsverstärker. Die Gegenkopplung über die ganze Schaltung bewirkt eine effiziente Linearisierung.

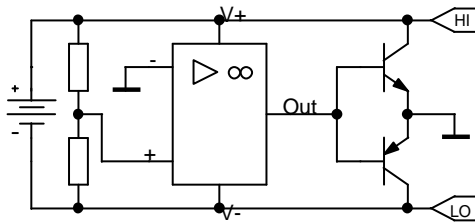


Abbildung 25: Spannungsfolger mit Gegentakt-Booster zur Erzeugung von zwei gut definierten Teilspannung aus einer einzigen Betriebsspannung (Batterie).

3.13 Linearisierung: Präzisionsgleichrichter

Bei den meisten Gleichrichterschaltungen (vgl. Projekt *Dioden*) spielt die Linearität eine untergeordnete Rolle, wichtiger sind meist ein großer Wirkungsgrad, eine geringe Verlustleistung. Anders bei Messschaltungen – insbesondere wenn es darum geht, kleine Wechselspannungen oder -ströme zu messen. Im Messgerät müssen die Wechselspannungen meist zunächst gleichgerichtet werden, damit sie – beispielsweise mit einem hochgenauen integrierenden Analog/Digital-Wandler in einem Digitalvoltmeter – gemessen werden können. Gleichrichter für solche Messprobleme sollten hochgradig linear sein, um auch kleine Wechselspannungsgrößen mit der erforderlichen Genauigkeit messen zu können.

Die Linearisierung kann durch eine Operationsverstärkerschaltung erzielt werden; das nichtlineare Bauelement – die Gleichrichterdiode – wird in geeigneter Weise in das Gegenkopplungsnetzwerk integriert. Abbildung 26 zeigt links eine mögliche Schaltung zur Halbwellengleichrichtung (nur eine Polarität der Eingangsspannung wird durchgelassen), rechts die mit einem Addierer ergänzte Schaltung zur Vollwellengleichrichtung. Der Verlauf der Spannungen ist in Abbildung 27 zusammengefasst.

Die Schaltungen in Abbildung 26 liefern massebezogene Ausgangsspannungen. Wird das nicht benötigt, kann man die Schaltung dadurch vereinfachen, dass man eine Gleichrichterbrücke aus 4 Dioden in den Gegenkopplungsnetzwerk legt, an deren Ausgang dann ein Messinstrument direkt angeschlossen werden kann. Abbildung 28 zeigt die Schaltung, das Messinstrument ist durch einen Lastwiderstand symbolisiert. In Abbildung 29 der Spannungsverlauf – hier mit einer kleinen Verstärkung (der Lastwiderstand ist größer als der Vorwiderstand am Eingang).

Machen Sie sich das Funktionsprinzip dieser Linearisierungsschaltungen klar. Wie muss der Addierer in Abbildung 26 rechts dimensioniert werden? Bauen Sie eine der angegebenen Schaltungen auf und messen Sie die Kennlinie sowie das Verhalten für kleine Wechselspannungen.

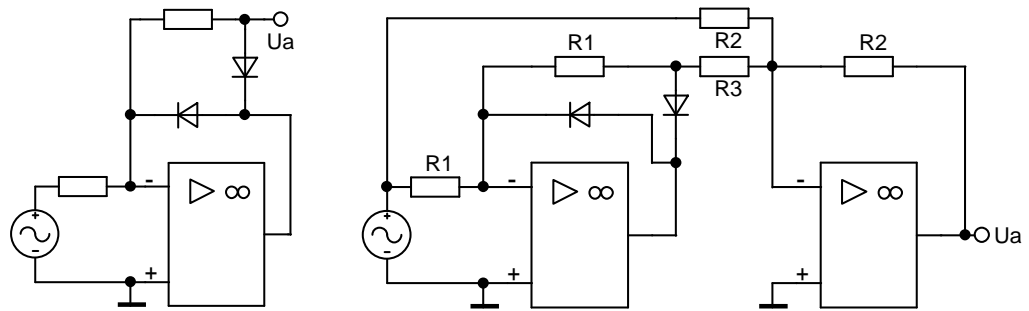


Abbildung 26: Präzisionsgleichrichter, die nichtlineare Kennlinie der Gleichrichterdiode wird durch eine geeignete Gegenkopplung linearisiert. Links eine Schaltung zur Halbwellengleichrichtung, rechts mit angefügtem Addierer zur Vollwellengleichrichtung.

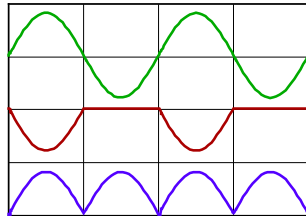


Abbildung 27: Spannungen in der obigen Schaltung: oben die sinusförmige Eingangsspannung, in der Mitte die Spannung am Ausgang des Halbwellengleichrichters, unten die Spannung am Ausgang des Addierers.

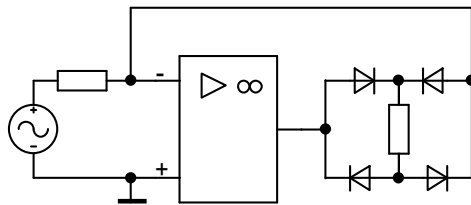


Abbildung 28: Präzisionsgleichrichterschaltung mit Diodenbrücke, der Lastwiderstand (Messinstrument) muss hier massefrei sein, da die Ausgangsspannung nicht massebezogen ist.

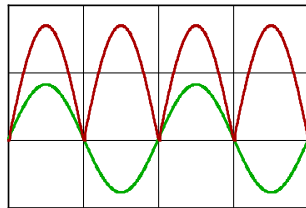


Abbildung 29: Eingangs- und Ausgangsspannung der Gleichrichterschaltung der Abbildung 28.

3.14 Sinusoszillator

Die im Projekt *Simulation* als Beispielnetzwerk vorgestellte Wechselstrombrücke (Wien-Robinson-Brücke) kann als Gegenkopplungsnetzwerk für einen Sinusoszillator verwendet werden. Das Prinzip zeigt Abbildung 30. Im linken Teilbild die Brückenschaltung, deren Differenzausgangsspannung $U_2 - U_1$ bei der Frequenz $\omega = 2\pi f = 1/(R_2 C)$ zu null wird (bei $x = 0$). Weicht die Frequenz davon ab, wächst die Amplitude der Ausgangsspannung, vor allem aber ändert sich auch die Phase zwischen den beiden Teilspannungen U_2 und U_1 . Man verändert nun den ohmschen Brückenweig und macht $x > 0$. U_1 verkleinert sich, bleibt aber in Phase mit U_2 , falls die obige Frequenzbedingung eingehalten wird. Verstärkt man die Differenzspannung mit einem Operationsverstärker, kann man die Brücke mit der verstärkten Spannung versorgen und auf die äußere Spannung

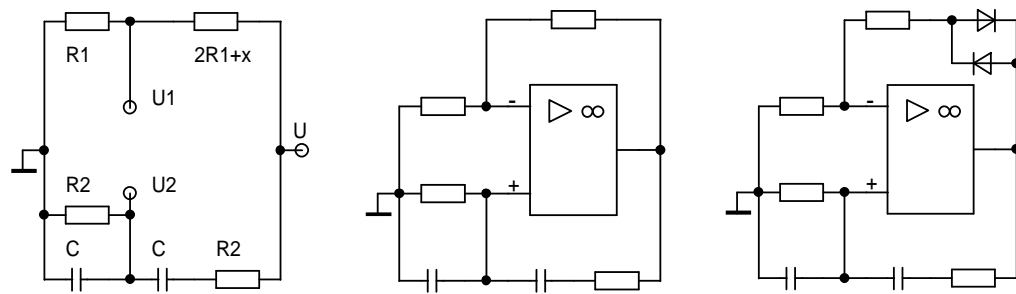


Abbildung 30: Links: Wien-Robinson-Brücke mit ohmscher Verstimmung x . Mitte: Prinzipschaltung des Wien-Brücken-Oszillators zur Erzeugung von Sinusspannungen. Rechts: Nichtlineare Gegenkopplung durch Dioden.

verzichten. Die Schaltung ist zum Frequenzgenerator für die obige Frequenz geworden (mittleres Bild).

Nachteil der einfachen Schaltung ist, dass die Widerstandsabweichung x sehr genau an die Verstärkung des Operationsverstärkers angepasst werden muss. Bei zu kleinem x schwingt die Schaltung nicht, bei zu großem wird sie übersteuert, man erhält statt der gewünschten Sinusspannung einen nahezu rechteckigen Spannungsverlauf. Stabilität erreicht man dadurch, dass man den Widerstand nichtlinear macht⁴, groß bei kleinem Signal, klein bei großem Signal. Zeigen Sie, dass dies mit der Schaltung im rechten Teilbild funktioniert. Dimensionieren Sie die Schaltung geeignet und analysieren Sie die generierte Sinusspannung.

3.15 Filter (Zusatzaufgabe)

Elektronische Filter benötigt man, um bestimmte gewünschte Frequenzen oder Frequenzbereiche auszuwählen oder um störende Bereiche zu unterdrücken. Sie spielen in vielen Teilgebieten der Elektronik eine wichtige Rolle, so im gesamten Bereich der drahtlosen Übertragungstechniken, aber auch beispielsweise bei der Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses in fast jedem empfindlichen Messgerät. Für viele dieser Aufgaben sind Filter mit idealem Rechteckverhalten wünschenswert, da damit eine optimale Trennung von Frequenzbereichen zu erreichen wäre (Kanaltrennung bei Rundfunk oder Fernsehen etc.). Je näher man diesem Rechteckverhalten kommen will, umso höher wird naturgemäß der Aufwand dafür. Wir werden uns hier auf die Diskussion von einigen einfachen *analogen* Filterschaltungen beschränken, die noch weit vom idealen Verhalten entfernt sind, dafür aber mit den verfügbaren Mitteln realisiert werden können. Ausführlicheres, auch zur Berechnung von Filtern, finden Sie z. B. in [1].

⁴ Die Schaltung eines Wien-Brücken-Oszillators wurde 1938 von William Hewlett (Stanford University) beschrieben und 1939 patentiert. Dabei wurde als nichtlinearer Widerstand zur Amplitudenstabilisierung eine Glühlampe verwendet. Zusammen mit seinem Freund David Packard fing Hewlett an, solche Oszillatoren für Audio-Anwendungen zu bauen – zunächst in einer alten Garage in kalifornischen Palo Alto – und zu verkaufen. Es war das erste Produkt der am 1. Januar 1939 gegründeten Firma Hewlett-Packard (HP) ... Gegen Ende des 20. Jahrhunderts erhielt die Gegend den Beinamen 'Silicon Valley' ...

Tiefpass 2. Ordnung: Es wurde schon kurz diskutiert, dass jeder Integrator ein Tiefpassfilter ist. Das Verhalten lässt sich durch Vor- oder Nachschalten eines weiteren RC-Tiefpasses noch verbessern, man erhält dadurch einen Tiefpass 2. Ordnung. Eine mögliche Schaltung ist in Abbildung 31 skizziert – einem Integrator ist ein weiterer Tiefpass vorgeschaltet. Rechts der Frequenzgang der Schaltung im Vergleich zu einem Tiefpass 1. Ordnung (realisiert durch Weglassen des Kondensators C_1). Deutlich wird in der logarithmischen Auftragung der doppelt so steile Abfall zu hohen Frequenzen (100 bzw. 40 dB pro Frequenzdekade beim Tiefpass 2. Ordnung gegenüber 10 bzw. 20 dB pro Frequenzdekade bei dem 1. Ordnung).

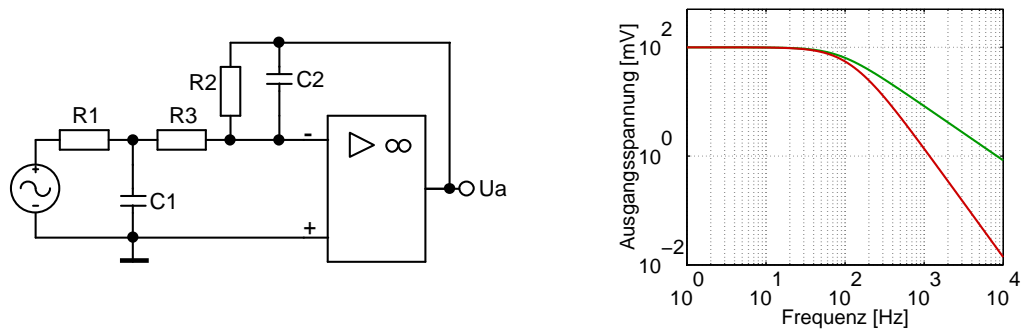


Abbildung 31: Tiefpass 2. Ordnung aus Integrator und vorgeschaltetem zusätzlichen Tiefpass. Rechts der Frequenzgang (Ausgangsspannung bei einer Eingangsspannung von 100 mV) für eine Gleichspannungsverstärkung von -1 – $R_1 = R_3$, $R_2 = 2R_1$. Obere Kurve: $C_1 = 0$, untere: $C_1 = 2C_2$.

Aktives Tiefpassfilter mit Mitkopplung: Das Verhalten im Übergangsbereich des Tiefpasses (Knick im Frequenzgang) kann man dadurch beeinflussen, dass man einen Teil des Ausgangssignals als positive Rückkopplung (Mitkopplung) an den Eingang zurückführt. Eine mögliche Schaltung dafür zeigt Abbildung 32. Macht man dort die Widerstände und Kondensatoren der beiden Tiefpässe jeweils gleich, wird das Verhalten durch die Verstärkung des Operationsverstärkers bestimmt. Diese wird durch die Gegenkopplungswiderstände R_1 und R_2 festgelegt (Gleichung 3):

$$A = U_a/U_e = (R_1 + R_2)/R_1 \quad . \quad (13)$$

Werte zwischen 1 und 3 für A sind prinzipiell möglich, ab $A = 3$ wird die Schaltung zum Oszillator. Das rechte Teilbild zeigt den Frequenzgang der Amplitude (Bode-Diagramm) für unterschiedliche Werte von A , von unten nach oben: 1 (kritisch gedämpft), 1.268 (Bessel-Filter⁵), 1.586 (Butterworth-Filter⁵), 2.234 (3dB-Tschebyscheff-Filter⁵).

⁵ Bei den unterschiedlichen Filtertypen sind jeweils ganz bestimmte Eigenschaften des Filters optimiert. Filter mit *kritischer* Dämpfung sind so eingestellt, dass bei Rechtecksignalen keinerlei – auch nicht minimale – Überschwinger auftreten. *Bessel*-Filter sind für möglichst flachen Phasengang im Durchlassbereich optimiert, bei ihnen ist die Signalverzerrung minimal. *Butterworth*-Filter zeichnen sich durch möglichst flachen Amplitudenfrequenzgang im Durchlassbereich und weit entfernt davon aus. *Tschebyscheff*-Filter minimieren die Abweichung zwischen Filterkurve und idealem Rechteckverhalten und nehmen dafür eine gewisse Restwelligkeit im Durchlassbereich (Tschebyscheff Typ 1), im Sperrbereich (Tschebyscheff Typ 2) oder in beiden (*elliptische* Filter) in Kauf.

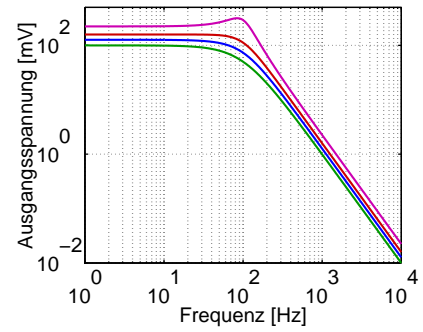
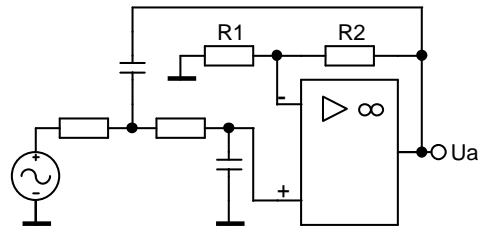


Abbildung 32: Tiefpassfilter 2. Ordnung mit aktiver Mitkopplung. Links die Schaltung, rechts der Amplitudenfrequenzgang (Ausgangsspannung bei einer Eingangsspannung von 100 mV) für verschieden Werte der durch R_1 und R_2 eingestellten Verstärkung (s. Text).

Die Unterschiede in der Signalverformung durch die unterschiedliche Anhebung der Verstärkung im Übergangsbereich zeigen sich besonders deutlich bei Rechtecksignalen. Die für die verschiedenen Filtertypen charakteristischen Signalformen zeigt Abbildung 33.

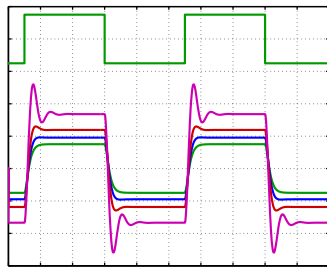


Abbildung 33: Verformung eines Rechtecksignals durch Tiefpassfilter 2. Ordnung. Oben das Eingangssignal, darunter die Ausgangssignale für Tschebyscheff-, Butterworth-, Bessel- und kritisch gedämpftes Filter.

Bandpass: Soll eine Filterschaltung nur einen eng begrenzten Frequenzbereich durchlassen, kann man einen Hochpass und einen Tiefpass geeignet mit einem Operationsverstärker kombinieren. Eine Schaltung dafür und deren Durchlassverhalten zeigt Abbildung 34. Die Güte (Breite der Durchlasskurve) wird durch das Verhältnis R_1/R_3 bestimmt. Eine typische Dimensionierung wäre etwa: $C_1 = C_2$, $R_2 = 2R_1$, $R_1/R_3 = 10 \dots 1000$.

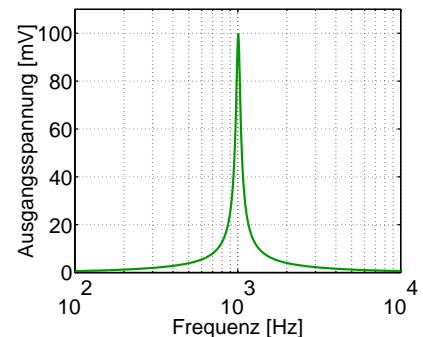
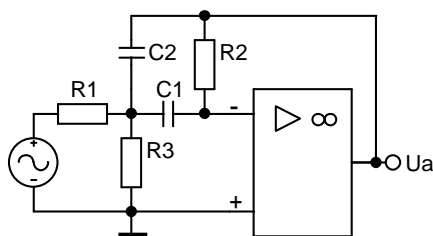


Abbildung 34: Bandpassfilter: Links die Schaltung, rechts die zugehörige Frequenzcharakteristik ($R_1/R_3 \approx 500$).

Bandsperre: Ein Filter, das eine ganz bestimmte Frequenz unterdrückt, kann man

ebenfalls durch eine Kombination aus Hoch- und Tiefpass realisieren. Eine mögliche Schaltung ist das Doppel-T-Filter, in dem ein symmetrischer Hoch- und ein symmetrischer Tiefpass parallel geschaltet sind. Das Prinzip zeigt die Abbildung 35. Bei üblicher Dimensionierung – Widerstände R und Kapazitäten C am ‘Querbalken’, $R/2$ und $2C$ am ‘Fuß’ des T – wird die Sperrfrequenz

$$\omega_{\text{sperr}} = \frac{1}{RC} \quad \text{bzw.} \quad f_{\text{sperr}} = \frac{1}{2\pi RC} \quad . \quad (14)$$

Das Durchlassverhalten ist im rechten Teilbild dargestellt. Wie könnten R und C für diese Sperrfrequenz gewählt werden?

Nach [1] ist die Güte (reziproke relative Breite der Charakteristik) des Filters 0.25.

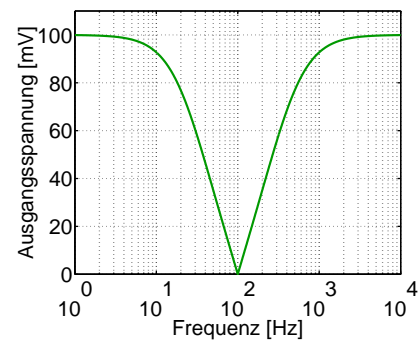
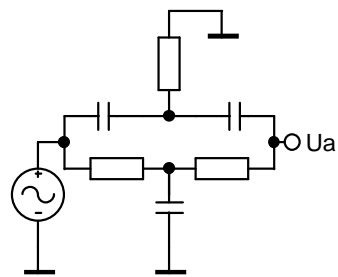


Abbildung 35: Doppel-T-Filter als Bandsperrfilter. Links die Schaltung, rechts die Durchlasscharakteristik (Ausgangsamplitude für eine Eingangsamplitude von 100 mV).

Durch eine aktive Mitkopplung kann man auch beim Doppel-T-Filter die Charakteristik stark beeinflussen. Die Schaltung zeigt Abbildung 36.

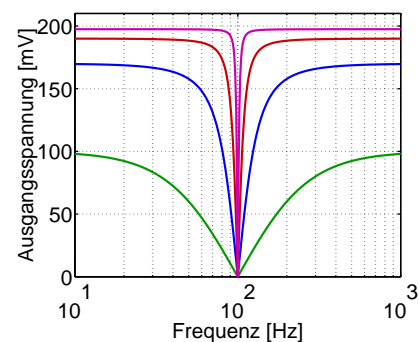
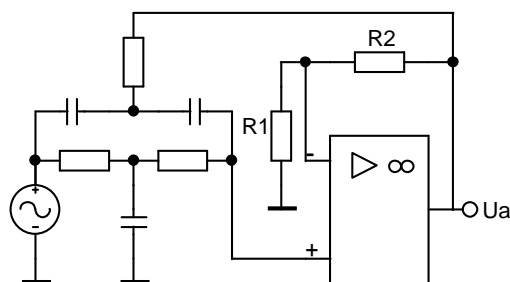


Abbildung 36: Mitgekoppeltes Doppel-T-Filter als Bandsperrfilter mit einstellbarer Güte. Links die Schaltung, rechts die Durchlasscharakteristik für $R_1 = 1000 \Omega$, $R_2 = 0, 700, 900, 975 \Omega$, d. h. Verstärkungswerten von $A = 1, 1.7, 1.9, 1.975$.

Die Mitkopplung wirkt sich nachdrücklich auf die Güte der Bandsperrfilter aus, nach [1]:

$$Q = \frac{1}{2(2 - A)} \quad \text{mit} \quad A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad . \quad (15)$$

Durch eine Variation der Verstärkung zwischen 1 und 2 lässt sich mithin die Güte zwischen 0.5 und extrem großen Werten variieren. Bei einer Verstärkung von 2 fängt die Schaltung an, mit der Eigenfrequenz des T-Filters zu schwingen, die Einstellung sehr hoher Gütewerte kann daher kritisch sein (Bauteiltoleranzen, Temperaturabhängigkeiten).

Untersuchen Sie Filterschaltungen Ihrer Wahl (aus den obigen Beispielen oder auch andere) – experimentell und/oder als Simulation. Wie sieht das Bode-Diagramm aus (Amplitudengang und Phasengang), wie werden typische Signalformen beim Durchgang durch ein Filter in Amplitude und Form verändert (Rechteck, Sinus, Dreieck)?

Literatur und Links

- [1] Ulrich Tietze, Christian Schenk. *Halbleiterschaltungstechnik, n-te Auflage*. Springer, 199x.
- [2] Martin Zirpel. *Operationsverstärker*. Franzis, 1981. ISBN 3772361331.
- [3] Fritz Bergtold. *Schaltungen mit Operationsverstärkern*. Oldenbourg, 1975. ISBN 3486340921.
- [4] Hansjürgen Vahldiek. *Operationsverstärker: Eigenschaften und Anwendungen in linearen und nichtlinearen Schaltungen*. Thiemig, 1980. ISBN 3521061272.
- [5] Norbert Fliege. *Lineare Schaltungen mit Operationsverstärkern*. Springer, 1979. ISBN 3540098240.