



SS/WS 20.12./.....

Praktikum: (P1/P2) (~~Mo~~/~~Di~~/~~Mi~~/~~Do~~) Gruppe-Nr: Di-4

Name: Braun Vorname: Nils

Name: Günther Vorname: Martin

Versuch: Operationsverstärker (mit/ohne) Fehlerrechnung

Betreuer: Sabine Frech Durchgeführt am: 08.5.2012

Abgabe am: 22.05.2012

Rückgabe am: /

Begründung:

2. Abgabe am: /

Ergebnis: (+) / 0 / -

Fehlerrechnung: ja / nein

Datum: 28.05.2012

Handzeichen: SF

Bemerkungen:

schön! Musterprotokoll



Einfache elektrische Verstärkerschaltungen sind vielfach verwendete Hilfsmittel im physikalischen Labor. Jeder Experimentalphysiker (und auch jeder Physiklehrer) sollte in der Lage sein, Sie bei Bedarf rasch zu konzipieren und aufzubauen.

Bei diesem Versuch lernen Sie zwei Grundbausteine von Verstärkerschaltungen kennen, den Transistor und den Operationsverstärker. Im Vordergrund steht dabei die Anwendung dieser beiden Elemente in konkreten Schaltungen und nicht ihr 'halbleiterphysikalisches Innenleben', das erst in späteren Vorlesungen behandelt werden wird. Hier genügen zunächst einfache Modellvorstellungen.

Aufgaben:

1. Emitterschaltung eines Transistors: Das ist die am häufigsten verwendete Transistorverstärkerschaltung. Verwenden Sie dafür aber hier nicht zuviel Zeit. Die Aufgaben zum Operationsverstärker (ab Aufgabe 2) sollen vorrangig erarbeitet werden.

1.1 Bauen Sie auf der Experimentier-Steckplatine den einstufigen gleichstromgegekoppelten Transistorverstärker auf. Welche Funktionen haben die einzelnen Bauelemente, speziell R_c ? Überprüfen Sie die Lage des Arbeitspunktes. Wozu dient der Kondensator C_c ? Erläutern Sie Sinn und Wirkungsweise der Gegenkopplung.

1.2 Führen Sie dem Verstärker als Eingangssignal eine Dreiecksspannung mittlerer Frequenz (ca. 1kHz) zu und beobachten Sie oszilloskopisch das Ausgangssignal und bestimmen Sie die Verstärkung. Stellen Sie durch Variation der Amplitude des Eingangssignals verschiedene Ausgangsamplituden (etwa $3V_{SS}$ und $10V_{SS}$) ein und beurteilen Sie die Qualität des Verstärkers.

1.3 Entfernen Sie den Emitterkondensator C_c . Beobachten Sie wieder das Ausgangssignal bei verschiedenen Amplituden und bestimmen Sie die Verstärkung dieses stromgegekoppelten Verstärkers. Warum finden Sie gerade den Wert R_c/R_e als Verstärkungsfaktor? Erklären Sie die Wirkungsweise der Gegenkopplung durch R_c (Stromgegekoppelter Verstärker).

1.4 Bestimmen Sie die Verstärkung des Strom- und Gleichstromgegekoppelten Verstärkers für verschiedene Frequenzen (10/25/50/100/500Hz /1/5/10/50/100kHz).

Besonders wichtig ist hierbei der Frequenzbereich 10Hz bis 500Hz. Plotten Sie für beide Schaltungen den Verlauf der Verstärkung und erklären Sie diesen.

2. Grundschaltung eines Operationsverstärkers:

2.1 Bauen Sie auf der Experimentier-Steckplatine mit einem Operationsverstärker einen nichtinvertierenden Verstärker mit etwa zehnfacher Verstärkung. Überprüfen Sie die Funktion der Schaltung. Führen Sie dem Eingang eine Dreiecksspannung mittlerer Frequenz (1kHz) zu und beobachten Sie oszilloskopisch das Ausgangssignal. Vergleichen Sie die experimentell und rechnerisch ermittelten Verstärkungsfaktoren.

2.2 Demonstrieren Sie den hohen Eingangswiderstand und den kleinen Ausgangswiderstand dieser Schaltung mit Hilfe geeigneter Verfahren.

2.3 Bestimmen Sie die Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz (10/100/1000Hz /10/25/50/75/100kHz). Wählen Sie als Eingangssignal eine Sinuswechselspannung mit einer Amplitude von $0,5V_{SS}$ und beobachten Sie das Ausgangssignal oszilloskopisch. Können Sie die bei hohen Frequenzen auftretenden Verzerrungen erklären?

3. Die invertierende Grundschaltung: Dies ist wohl die wichtigste Grundschaltung von Operationsverstärkern.

3.1 Bauen Sie mit einem Operationsverstärker einen invertierenden Verstärker mit zehnfacher Verstärkung auf. Überprüfen Sie die Funktion und erklären Sie die Wirkungsweise der Schaltung. Leiten Sie die Verstärkung her.

3.2 Bauen Sie einen „Addierer“ für zwei Eingangssignale auf. Als Eingangssignale können Sie Dreieck-, Rechteck- oder Sinusspannung (bis 1kHz) und eine mit den auf der Platine vorhandenen Potentiometern realisierbare regelbare Gleichspannungen im Bereich -15V ... +15V verwenden. Beobachten Sie die Ausgangsspannung oszilloskopisch. Schalten Sie den Eingang des Oszilloskops auf „DC-Kopplung“, damit die Gleichspannung korrekt dargestellt wird.

3.3 Bauen Sie den „Integrierer“ auf. Schalten Sie wieder zurück auf „AC-Kopplung“. Verwenden Sie als Eingangssignal Rechteck- und Dreiecksspannungen niedriger Frequenz (im Bereich 50Hz bis 100Hz) und großer Amplitude, beobachten Sie oszilloskopisch. Erklären Sie die Wirkungsweise der Schaltung (ohne Berücksichtigung des Widerstandes R_s , der nur der Stabilisierung des Integrierers dient).

3.4 Bauen Sie den „Differenzierer“ auf. Testen Sie die Funktion mit Rechteck- und Dreieckssignalen (im Bereich 50Hz bis 500Hz). Erklären Sie die Wirkungsweise der Schaltung.

4. Komplexere Schaltungen mit Operationsverstärkern: Im Folgenden werden nun einige etwas komplexere Schaltungen aufgebaut und untersucht. Welche der beiden Grundschaltungen erkennen Sie dabei am häufigsten wieder?

4.1 Bauen Sie mit einem Operationsverstärker einen idealen Einweggleichrichter auf und überprüfen Sie seine Funktion mit verschiedenen Eingangsspannungssignalen ($f < 1\text{kHz}$). Was sind die Vorteile dieser Schaltung gegenüber einer einfachen Gleichrichterschaltung mit einer Diode und einem Widerstand? Probieren Sie es aus! Wofür könnte ein solcher idealer Gleichrichter Verwendung finden?

4.2 Bauen Sie mit zwei Operationsverstärkern einen Generator für Dreieck- und Rechtecksignale auf. Erklären Sie die Funktionsweise der angegebenen Schaltung. *Hinweis:* Einer der Operationsverstärker arbeitet als Schwellenwertschalter, der andere als Integrierer.

4.3 Bauen Sie die so genannte „Programmierte Differentialgleichung 2. Ordnung“ auf. Diese Generatorschaltung zur Erzeugung von Sinuswechselspannungen ermöglicht die Simulation einer Integralgleichung 2. Ordnung. Sie erkennen die beiden hintereinandergeschalteten Integrierer. Mit dem Potentiometer können Sie die Dämpfung der Schwingung einstellen. Die Schwingungsamplitude wächst an oder klingt ab, je nachdem ob Sie den Schleifer des Potentiometers aus der Mittelstellung nach rechts oder nach links gedreht haben. Eine genaue Beschreibung dieser Schaltung finden Sie in 'Tietze, Schenk: Halbleiterschaltungstechnik'. Versuchen Sie, durch Variation des Potentiometerwiderstands die drei Fälle - Schwingfall, aperiodischer Grenzfall und Kriechfall - zu simulieren.

Zubehör:

Experimentier-Steckplatine mit 1 Transistor (2N2219A, npn) und 3 Operationsverstärkern (LM741) sowie diversen Verbindungskabeln, Dioden, Widerständen, Kondensatoren (nötigenfalls benachbarte Werte verwenden!)

Funktionsgenerator (0,2Hz .. 2MHz; Sinus oder Rechteck oder Dreieck; 0 .. $\pm 10\text{V}$)

Oszilloskop (Tektronix , 2 Kanäle))

Literatur:

Transistorverstärker:

Böger, Kähler, Weigt: *Bauelemente der Elektronik und ihre Anwendungen*, 3.Aufl., Kap.10, speziell 10.6.1

Bishop: *Einführung in lineare elektronische Schaltungen* (1977), Kap.3

Operationsverstärker:

Bishop: *Einführung in lineare elektronische Schaltungen* (1977), Kap.5.7, 6.1, 6.2, 7

Weddigen, Jüngst: *Elektronik* (1993)

Rohde: *Elektronik für Physiker*, Kap. 3 und 4

Praktikumsprotokoll

zu Versuch Nummer 5
Operationsverstärker

Ausgearbeitet von Martin Günther und Nils Braun

Vorbereitung

Bearbeitung am 08. Mai 2012

Vorwort

Operationsverstärker gehören zu den am häufigsten benutzten Grundschaltungen in der analogen Elektronik. Durch die Massenproduktion als ICs sind sie heutzutage recht günstig.

Als Beispiele für die vielen Verwendungsmöglichkeiten werden wir in diesem Praktikum verschiedene Verstärkerschaltungen, Addierer, Integrierer, Differenzierer und Funktionsgeneratoren für Sinus-, Rechteck- und Sägezahnspannungen aufbauen. Einige dieser Schaltungen wären zwar auch als einfache Transistorschaltung oder aus passiven Bauelementen (z.B. RC-Glieder als Integrierer oder Differenzierer) realisierbar, aber man profitiert hier von den positiven Eigenschaften des Operationsverstärkers, z.B. dem niedrigen Ausgangswiderstand, dem großen Arbeitsbereich, der geringen Temperaturabhängigkeit etc.

Außerdem werden viele Schaltungen mit Operationsverstärkern besonders einfach und nachvollziehbar, denn die Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers ist die Spannungsdifferenz zwischen seinen beiden Eingängen, multipliziert mit seinem Verstärkungsfaktor v , der bei idealen Verstärkern gegen ∞ geht.

Im Schaltsymbol (Abb. 1) ist der nicht invertierende und der invertierende Eingang mit + bzw. - gekennzeichnet. Die Anschlüsse für die positive und negative Versorgungsspannung zeichnet man in der Schaltung meist nicht ein, ebenso die evtl. vorhandene Nullpunkteinstellung.

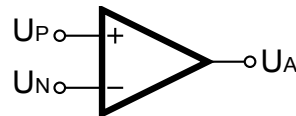


Abbildung 1: Schaltsymbol eines Operationsverstärkers

Zunächst wollen wir aber einen einfachen Transistorverstärker aufbauen und mit dem Verhalten eines Transistors auseinandersetzen.

Im Folgenden werden absolute Größen (Ströme, Spannungen, Widerstände etc.) mit Großbuchstaben, differentielle Größen (z.B. Spannungsverstärkung $v_U = \frac{dU_A}{dU_E} = \frac{u_A}{u_E}$) mit Kleinbuchstaben gekennzeichnet.

1 Emitterschaltung eines Transistors

Einen Transistor kann man grundsätzlich auf drei verschiedene Arten in einer Schaltung benutzen, indem man einen seiner drei Anschlüsse auf möglichst konstantem Potential hält. Wir betrachten hier die Emitterschaltung, zunächst noch ohne Stromgegenkopplung.

Um das Prinzip dieser Transistorschaltung zu verstehen, beachten wir der Einfachheit wegen nur den Basis-Emitter-Widerstand $r_B = \frac{dU_{BE}}{dI_B}$ und die Stromverstärkung $\beta = \frac{dI_C}{dI_B}$ des Transistors. Der Basisstrom $i_B = u_i/r_B$ (hier gleich dem Eingangsstrom) schaltet den größeren Kollektorstrom

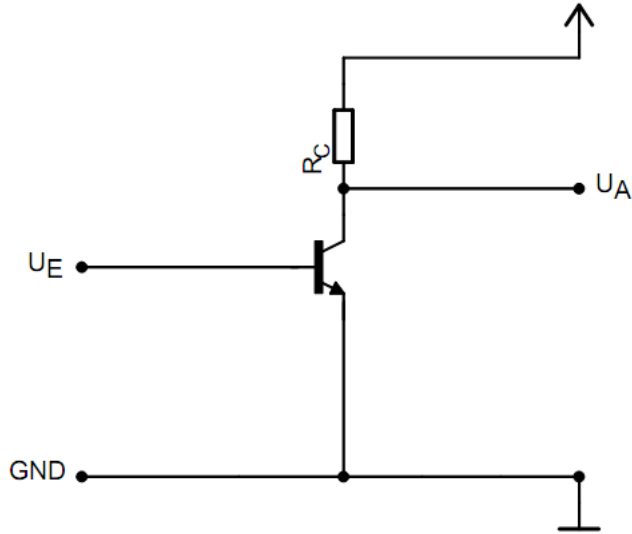


Abbildung 2: Emitterschaltung (Grundform ohne Gegenkopplung)

$i_c = \beta i_b$, der auch durch den angeschlossenen Kollektorwiderstand R_C fließt. An diesem fällt also die Spannung $R_C i_c = u_i \beta R_C / r_B$ ab. Da dieser Spannungsabfall negativ in die Ausgangsspannung eingeht, wirkt die Schaltung als invertierender Verstärker mit Spannungsverstärkung $v_u = -\beta R_C / r_B$. (da wir mit differentiellen Größen rechnen, wird der Einfluss der konstanten Versorgungsspannung ignoriert)

Die Spannungsverstärkung hängt also stark von der Stromverstärkung des Transistors und seiner Eingangskennlinie (Basis-Emitter-Widerstand) ab. Der Basis-Emitter-Widerstand ist teilweise stark vom Basisstrom abhängig und beide Kenngrößen zeigen Temperaturabhängigkeiten und Serienstreuung, d.h. sie variieren auch bei verschiedenen Transistoren vom selben Typ. Beides macht die Schaltung in ihrer Reinform unbrauchbar.

Stromgegenkopplung

Um diese Abhängigkeiten zu vermindern, benutzt man Strom- bzw. Gleichstromgegenkopplung. Hierbei wird ein zusätzlicher Emitterwiderstand R_E eingebaut. Fließt über diesen Widerstand beispielsweise "zu viel" Strom, fällt an ihm eine höhere Spannung ab, wodurch der Emitter auf einem höheren Potential liegt. Dadurch sinkt die Basis-Emitter-Spannung ab, der Basisstrom wird kleiner und der Transistor regelt den Emitterstrom wieder herunter. Analog dazu wird auch ein Abfallen des Emitterstroms kompensiert.

Dies führt dazu, dass der Basisstrom im Vergleich zur reinen Emitterschaltung weniger stark variiert und somit auch r_{BE} besser konstant bleibt.

Man spricht von *Rückkopplung*, da die Ausgangsspannung negativ (daher *Gegenkopplung*) auf die

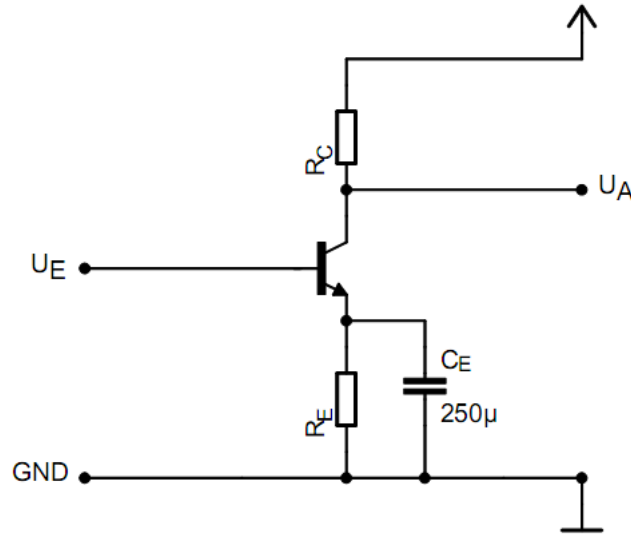


Abbildung 3: Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung

Eingangsgröße (die Basis-Emitter Spannung) des Transistors zurückwirkt. Es stellt sich ein stabiler Gleichgewichtszustand ein.

Idealisiert betrachtet, wird die Spannung am Emittterwiderstand der Eingangsspannung nachgeführt ($R_E i_{R_E} \approx u_E$)ⁱ. Da Kollektor- und Emittterstrom annähernd gleich sind, fällt an R_C die Spannung

$$R_C i_C \approx R_C i_E = u_E \frac{R_C}{R_E}$$

ab und die Spannungsverstärkung beträgt $v_U \approx -\frac{R_C}{R_E}$

Gleichstromgegenkopplung und Stromgegenkopplung

Man kann die Vorteile der Schaltungen mit und ohne Gegenkopplung verbinden, indem man parallel zum Emittterwiderstand R_E einen Kondensator C_E schaltet (Siehe Abb 3), dessen Impedanz mit dem Inversen der Frequenz geht.

Je höher die Frequenz wird, desto schwächer wird also die Gegenkopplung und desto höher die Spannungsverstärkung, da der Kondensator den Emittterwiderstand quasi überbrückt. Man spricht dann von *Gleichstromgegenkopplung*. Die Verstärkung steigt mit höheren Frequenzen daher stark an.

ⁱGenau genommen nehmen wir $R_E I_{R_E} - U_E = U_{BE} \approx \text{const}$ an. In der differentiellen Notation verschwindet die Konstante.

Einstellung des Arbeitspunktes

Da bei einem realen Transistor die Gegenkopplung nicht perfekt ist, wird das Signal verformt, wenn r_B und β nicht konstant sind. Die Eingangskennlinie eines Transistors gleicht der einer Diode (Basis-Emitter-Diode) und insbesondere negative Teile des Eingangssignals werden einfach gekappt (dort wird r_B sehr groß, die Diode sperrt).

Daher erzeugt man durch einen Spannungsteiler ($R_1 : R_2$ in Abb. 4) eine *Vorspannung*, die das Potential der Basis anhebt. Die Vorspannung wird quasi zur Eingangsspannung addiert. Den Punkt auf den Kennlinien, in dem sich die Schaltung im Ruhezustand (ohne Eingangssignal) befindet, nennt man auch *Arbeitspunkt*. Um in beide Richtungen möglichst große Ausschläge erreichen zu können, sollte die Ausgangsspannung dort halb so hoch wie die Versorgungsspannung sein.

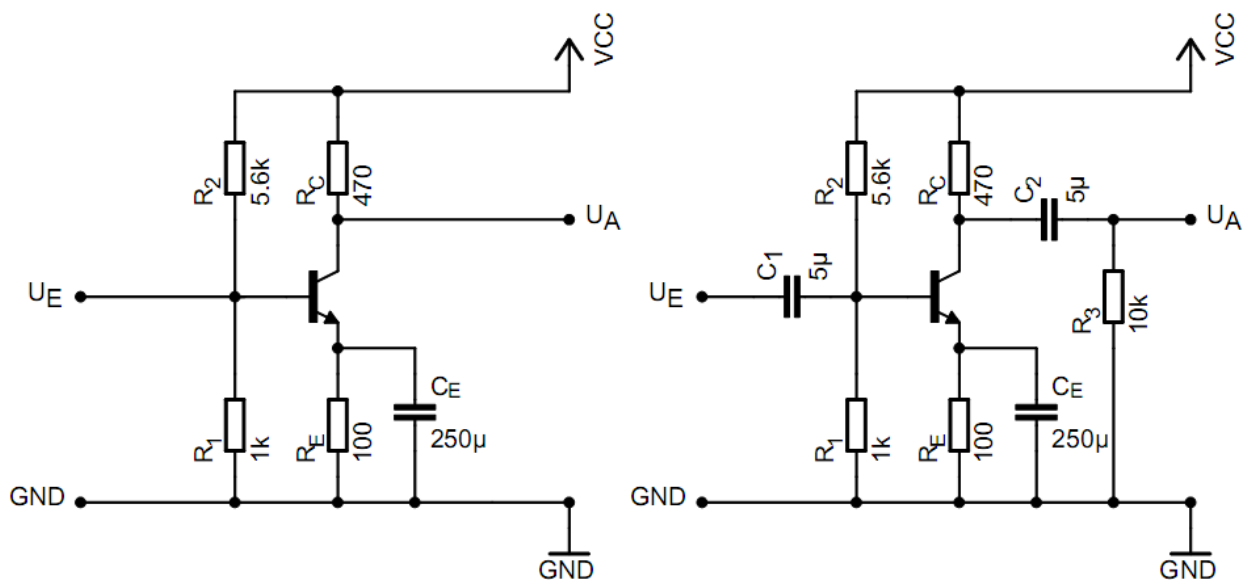


Abbildung 4: Transistorverstärker mit Emitterschaltung, rechts mit Koppelkondensatoren

Wenn der Arbeitsbereich sehr klein ist, kann man die Kennlinien dort durch Geraden annähern und die differentiellen Kenngrößen r_B und β sind konstant. Bei großen Amplituden treten aber wieder Verzerrungen auf; der Verstärker *übersteuert*. Besonders bei angelegten Dreiecksspannungen sind diese Verzerrungen gut zu sehen.

Damit die Vorspannung nicht auf die Ein- oder Ausgangsseite zurückwirkt, baut man Koppelkondensatoren (C_1 und C_2 in Abb. 4 rechts) ein, die nur den erwünschten Wechselspannungsanteil hindurchlassen.

Dieses Hochpassverhalten führt leider auch dazu, dass die Verstärkung bei sehr kleinen Frequenzen stark abnimmt. Bei Stromgegenkopplung erwarten wir oberhalb dieses Frequenzbereichs eine etwa konstante Verstärkung; bei Gleichstromgegenkopplung wächst sie bei höheren Frequenzen stark an.

Operationsverstärker

Wie im Vorwort bereits erwähnt, verstärkt ein Operationsverstärker die Spannungsdifferenz zwischen seinen Eingängen. Er besteht aus der Eingangs- der Verstärker- und der Endstufe, die in Abb.5 schematisch gezeigt sind. Bei realen Operationsverstärkern benutzt man noch eine Vielzahl weiterer Transistoren, um bessere Linearität, geringere Temperaturabhängigkeit usw. zu erreichen.

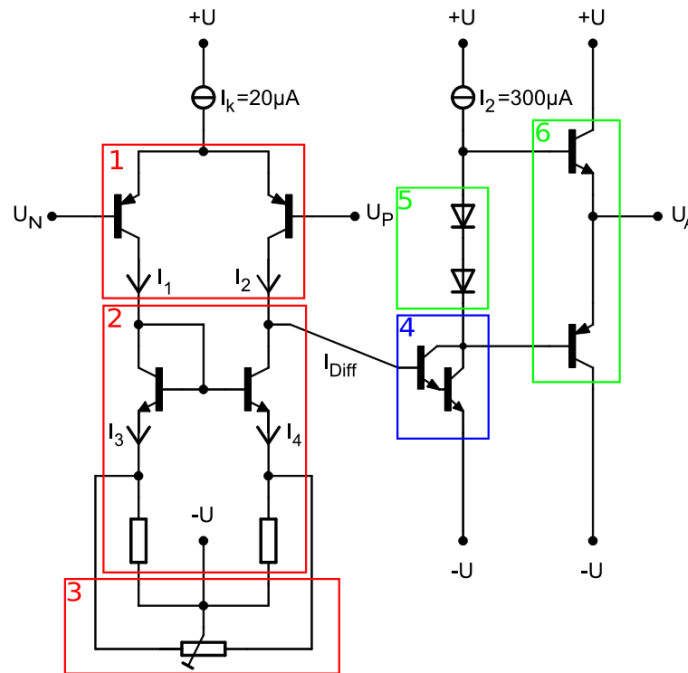


Abbildung 5: Schema eines Operationsverstärkers

Der *Differenzverstärker* (Block 1 in Abb. 5) setzt die Spannungsdifferenz zwischen den Eingängen in zwei Ströme um, deren Differenz proportional zur Differenz der Eingangsspannungen ist.

Block 2 ist ein sogenannter Stromspiegel; er sorgt dafür, dass an beiden Transistoren derselbe Kollektor-Strom fließt. Die Transistoren bilden hierzu jeweils eine stromgegekoppelte Emitterschaltung. Wenn einer der beiden Ströme I_3 oder I_4 höher ist, resultiert dies in einem höheren Spannungsabfall am jeweiligen Emittorwiderstand. Dadurch hat dieser Transistor eine niedrigere Basis-emitter-Spannung (Da die Basen der Transistoren auf demselben Potential liegen) und der Transistor reduziert den Strom wieder. Somit fließt am Kollektor des rechten Transistors ebenfalls der Strom I_1 und nach der Kirchhoffschen Knotenregel gilt $I_{Diff} = I_2 - I_1$.

Der Vorteil dieser auf den ersten Blick recht komplizierten Eingangsstufe ist die geringe Temperaturabhängigkeit (die Abhängigkeiten gleichen sich gegenseitig aus, da die Transistoren immer paarweise "gegeneinander arbeiten") und die gute Gleichtaktunterdrückung. Dies bedeutet, der Differenzstrom I_{Diff} ändert sich kaum, wenn man beide Eingangsspannungen um dieselbe Konstante anhebt.

Die Verstärkerstufe besteht im Wesentlichen aus einem Darlington-Transistor (Block 4), der eine sehr hohe Stromverstärkung bietet (die Verstärkungen der Einzeltransistoren werden miteinander multipliziert).

Bei dieser Art von Verstärkerstufe bricht die Verstärkung aber ein, wenn der Ausgang belastet wird. Daher benötigt man noch einen Impedanzwandler als Endstufe (grüner Teil). Hier wird eine komplementäre Kollektorschaltung benutzt.

Kollektorschaltungen dienen im Wesentlichen als Spannungsspiegel mit niedrigem Ausgangswiderstand; das bedeutet, das Potential am Emitter folgt dem Basispotential (ähnlich wie bei der stromgegengekoppelten Emitterschaltung, Siehe 1). Da im Gleichgewichtszustand an der Basis-Emitter-Diode aber noch die Diodenknickspannung U_D abfällt, hebt man das Basispotential mit einer weiteren Diode um dieselbe Spannung an. Dies hat auch noch den Vorteil, dass sich die Temperaturabhängigkeiten von Diode und Transistor aufheben. Damit die negative Halbwelle nicht gekappt wird, benutzt man einen zweiten Transistor in Kollektorschaltung, der an die negative Versorgungsspannung angeschlossen ist. (Daher auch die zunächst verwirrende Reihenschaltung von zwei Dioden)

Um mit Operationsverstärkern rechnen zu können, betrachtet man den idealen Operationsverstärker, der sich durch die drei *Goldenen Regeln* auszeichnet:

- Die Verstärkung geht gegen unendlich
- Die Eingangswiderstände sind unendlich (der Eingangsstrom ist also 0)
- Der Ausgangswiderstand ist 0 (Die Spannung hängt also nicht vom entnommenen Strom ab)

2 Nichtinvertierende Grundschtaltung

Aufgrund der auch in der Realität sehr hohen Verstärkung (bis zu 10^4) kann man Operationsverstärker praktisch nicht direkt als Verstärker benutzen, sondern nur mit Gegenkopplung. Die Ausgangsspannung wird dabei über Spannungsteiler so an die Eingänge zurückgeleitet, sodass sich ein Gleichgewicht einstellt. Wegen der ersten goldenen Regel $v \rightarrow \infty$ muss $(U_P - U_N) \rightarrow 0$ gehen, damit der Operationsverstärker nicht übersteuert.

Bei der Nichtinvertierenden Grundschtaltung befindet sich der Spannungsteiler an der Ausgangsseite (Siehe Abb. 6). Da der Eingangswiderstand des Operationsverstärkers unendlich ist, fließt durch beide Widerstände derselbe Strom $I = \frac{U_A}{R_1 + R_2}$ und das Spannungsverhältnis entspricht dem Widerstandsverhältnis.

Da im Gleichgewichtszustand beide Eingänge des Operationsverstärkers auf demselben Potential

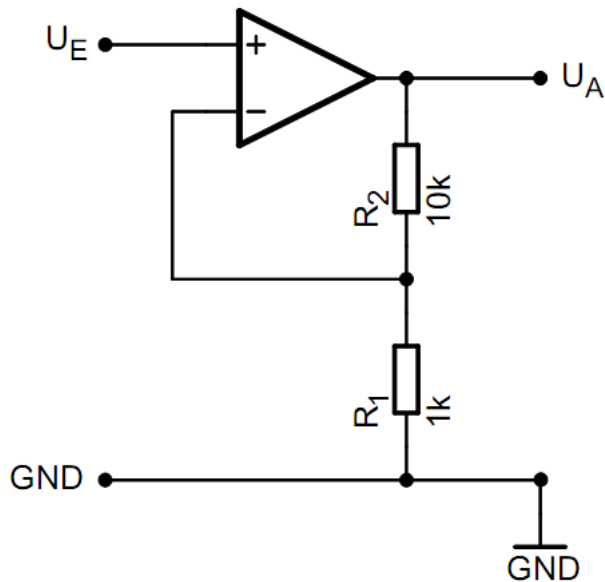


Abbildung 6: Nichtinvertierende Grundsaltung

liegen, gleicht die Spannung über R_1 der Eingangsspannung:

$$U_E = R_1 I = U_A \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\Rightarrow v = \frac{U_A}{U_E} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Durch die Gegenkopplung wird die sehr hohe, aber frequenzabhängige Verstärkung des Operationsverstärkers künstlich herabgesetzt, sodass sie über einen weiten Frequenzbereich konstant bleibt. Erst oberhalb der sogenannten *Grenzfrequenz* wird sie dann einbrechen. Daher untersuchen wir im Praktikum auch den Frequenzgang dieser Schaltung.

Messung von Ein- und Ausgangswiderstand

Der Eingangswiderstand der Verstärkerschaltung lässt sich durch eine direkte Strom- und Spannungsmessung bestimmen. Der Strom wird hier durch den Spannungsabfall am Messwiderstand R_M gemessen ($I = U_M/R_M$), die Eingangsspannung ist $U_E - U_M$ und der Eingangswiderstand entsprechend

$$R_E = R_M \frac{U_E - U_M}{U_M} = R_M \left(\frac{U_E}{U_M} - 1 \right)$$

Der Ausgangswiderstand kann nicht so einfach bestimmt werden, da der Operationsverstärker bei Belastung die Spannung nachregelt. Stattdessen kann man ein Potentiometer an den Ausgang anschließen und so einregeln, dass sich die Ausgangsspannung gerade halbiert. Dies ist der Fall, wenn der Widerstand des Potentiometers dem Innenwiderstand gleicht (Im Ersatzschaltbild würden sie

einen 1:1-Spannungsteiler bilden).

3 Invertierende Grundschtaltung

3.1 Herleitung der Spannungsverstärkung

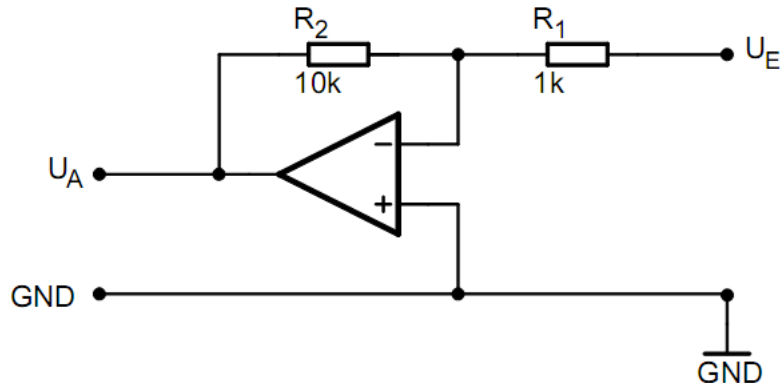


Abbildung 7: Invertierende Grundschtaltung

Bei der Invertierenden Grundschtaltung befindet sich ein Spannungsteiler zwischen dem Ein- und Ausgangspotential. Ein Eingang des Operationsverstärkers liegt auf Masse, der andere ist an die Mitte des Spannungsteilers angeschlossen. Da der zweite Eingang durch die Gegenkopplung ebenfalls auf dem Masse-Potential gehalten wird, spricht man von virtueller Masse. Wegen des unendlichen Eingangswiderstands fließt aber durch beide Widerstände derselbe Strom und es gilt:

$$v_U = \frac{U_A}{U_E} = \frac{R_2 \cdot (-I)}{R_1 \cdot I} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Da der Strom beide Male in dieselbe Richtung fließt, Aus- und Eingangsspannung aber in verschiedenen Richtungen abgegriffen wird, ist das Signal invertiert (negative Verstärkung).

3.2 Addierer

Der Addierer in Abb. 8 folgt demselben Prinzip wie die invertierende Grundschtaltung. Über R_{11} und R_{12} fallen die beiden Eingangsspannungen (gegen die virtuelle Masse) ab, über R_2 die Ausgangsspannung. Nach der Kirchhoffschen Knotenregel ist die Summe der Ströme gleich 0 und es gilt:

$$U_A = R_2 I_2 = -R_2 (I_{11} + I_{12}) = -R_2 \left(\frac{U_{E1}}{R_{11}} + \frac{U_{E2}}{R_{12}} \right) = -(U_{E1} + U_{E2})$$

Die letzte Gleichheit gilt nur bei gleichen Widerständen. Obwohl die Schaltung eigentlich die invertierte Summe der Eingangsspannungen ausgibt, spricht man einfach von einem Addierer.

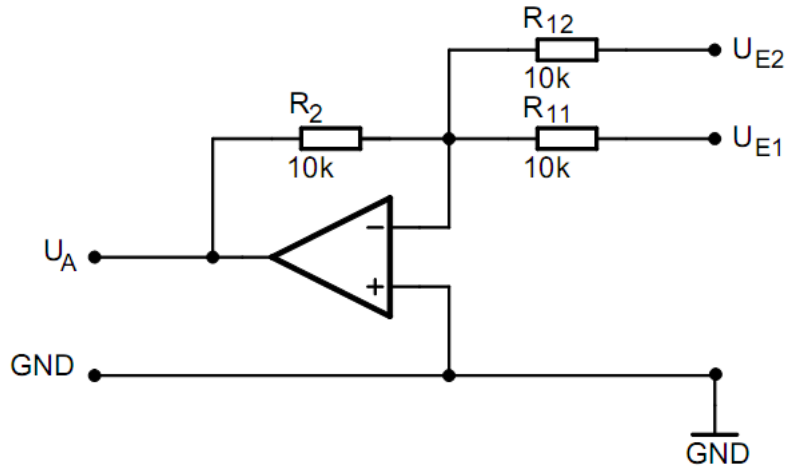


Abbildung 8: Addierer

Erhöht man R_3 , wird das Signal noch verstärkt; verändert man R_1 oder R_2 , kann man die beiden Eingangssignale gewichten.

Der Vorteil an diesem Addierer ist, dass er Potentiale addieren kann. Wenn man zum Beispiel die Spannung von mehreren Netzteilen, Funktionsgeneratoren etc. addieren will, kann man dies nicht mehr einfach durch eine Reihenschaltung bewerkstelligen, da man so durch die interne Erdung Kurzschlüsse verursacht. Bei diesem Addierer wirken die Eingänge dagegen nicht aufeinander zurück.

3.3 Integrierer und Differenzierer

Ersetzt man in der invertierenden Grundschaltung einen der Widerstände durch einen Kondensator, erhält man einen Integrierer bzw. Differenzierer. Die Spannung am Kondensator ist proportional zur auf ihm gespeicherten Ladung, also dem zeitlichen Integral des geflossenen Stromes. Man erhält für die Spannungen an Kondensator und Widerstand die folgenden Beziehungen:

$$U_C(t) = \frac{Q(t)}{C} = \frac{1}{C} \int I(t) dt = \frac{1}{RC} \int U_R(t) dt$$

und durch differenzieren

$$U_R(t) = RC \frac{dU_C(t)}{dt}$$

Wir bezeichnen $RC = \tau$ als die charakteristische Zeit des Integrierers. Hier taucht sie als eine Art Spannungsverstärkung auf.

Wenn man den Kondensator auf der Eingangsseite einsetzt, gilt $U_A = -U_R = -RC \frac{dU_E}{dt}$ und man erhält einen (invertierenden) Differenzierer. Vertauscht man die beiden Bauteile, erhält man ein Integrierglied: $U_A = -\frac{1}{RC} \int U_E dt$

Der zusätzliche Widerstand R_S parallel zum Kondensator sorgt dafür, dass dieser sich langsam

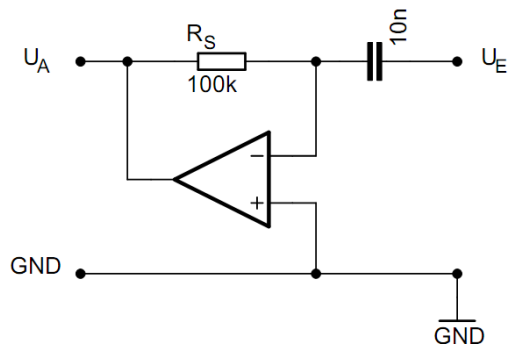


Abbildung 9: Differenzierer

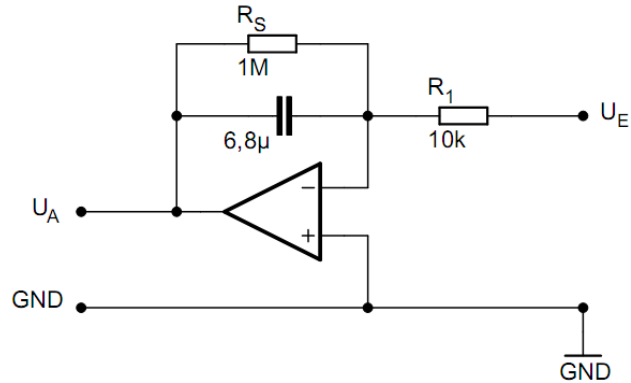


Abbildung 10: Integrierer

entladen kann. Wenn man zum Beispiel ein Wechselstromsignal integriert, das nicht genau um 0 schwingt, sondern einen kleinen Gleichspannungsanteil enthält, würde sich der Kondensator sonst immer weiter aufladen und das Ausgangssignal würde abwandern.

4 Komplexere Schaltungen

4.1 Idealer Einweggleichrichter

Mit einem Operationsverstärker ist es außerdem möglich, einen idealen Einweggleichrichter zu bauen, dessen Ausgangssignal genau dem Positiv- bzw. Negativteil des Eingangssignals entspricht. Bei einfachen Diodengleichrichtern tritt nämlich das Problem auf, dass selbst an einer Diode in Durchlassrichtung die Diodenknickspannung (bei Siliziumdioden etwa 0,6 V) abfällt, das Signal also nicht bei 0, sondern erst darüber gekappt wird.

Die hier gezeigte Schaltung besteht aus einer invertierenden Grundschaltung mit zwei Gegenkopplungszweigen, in denen jeweils eine Diode die Stromrichtung angibt. Da immer höchstens eine der Dioden leitet, betrachten wir zum Beispiel den Positivteil. Sobald das Eingangssignal positiv wird, regelt der Operationsverstärker durch die Gegenkopplung seine Ausgangsspannung solange herunter, bis die Diode leitend wird. Es tritt also eine Spannungsüberhöhung auf. Da die Ausgangsspannung aber direkt nach dem Widerstand und nicht erst nach der Diode abgegriffen wird, gilt $U_{A2} = -U_E$ (mit derselben Argumentation wie bei der invertierenden Grundschaltung). Der Operationsverstärker sorgt also dafür, dass es keine "Totzone" um $U_E = 0$ gibt, in der noch keine der Dioden leitet, sondern erzeugt selbst die nötige Knickspannung.

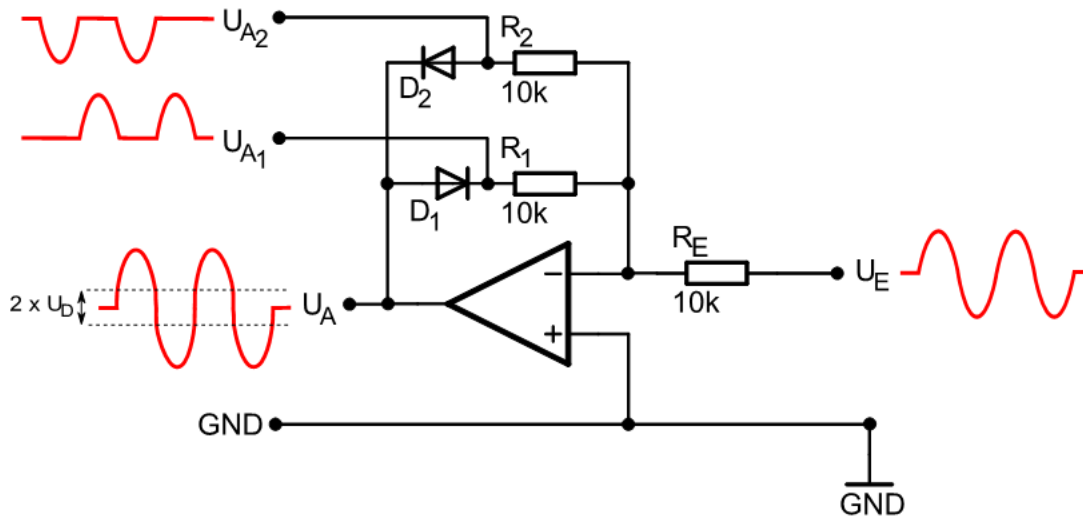


Abbildung 11: Idealer Einweggleichrichter

4.2 Schmitt-Trigger und Dreiecksgenerator

Wenn man den Operationsverstärker in Mitkopplung statt Gegenkopplung betreibt, verändert sich das Verhalten drastisch: Kleine Abweichungen von der Nulllage werden immer weiter verstärkt. Wenn man sich nochmals das Prinzipschaltbild ansieht, wird aber schnell klar, dass die Ausgangsspannung immer zwischen den Versorgungsspannungen des Operationsverstärkers liegt. Das bedeutet, sie ändert sich irgendwann nicht mehr, sondern bleibt konstant hoch bzw. niedrig. Man spricht von *Sättigung*.

Dieses Verhalten macht man sich im Schmitt-Trigger zunutze. Man kann ihn wie die invertierende Grundschialtung aufbauen, allerdings sind die beiden Eingänge des Operationsverstärkers vertauscht. Sobald die Eingangsspannung also hoch bzw. niedrig genug ist, dass das Potential am Eingang des Operationsverstärkers das Vorzeichen wechselt, schlägt die Ausgangsspannung sehr schnell um. Der Trigger wandelt also beliebige Signale in Rechtecksignale um.

In Verbindung mit einem Integrierer kann man einen Generator für Dreieck- und Rechteckspannung aufbauen. Die Ausgänge der beiden Schaltungen werden dabei an den Eingang der jeweils anderen Schaltung angeschlossen. Solange der Eingang des (invertierenden) Integrierers auf dem hohen Potential liegt, sinkt seine Ausgangsspannung linear ab. Sobald sie klein genug ist, schlägt der Trigger um und die Ausgangsspannung des Integrierers steigt wieder linear an, bis der Trigger erneut umschlägt.

Aus dieser Schaltung lässt sich also eine Dreieck- und eine Rechteckspannung entnehmen.

4.3 Programmierte Differentialgleichung

Wir betrachten die Differentialgleichung des harmonischen Oszillators

$$\ddot{x}(t) + 2\beta\dot{x}(t) = -\omega_0^2 x(t)$$

Diese Gleichung lässt sich natürlich auch in eine Integralgleichung umschreiben und mittels Integriergliedern als Schaltung realisieren.

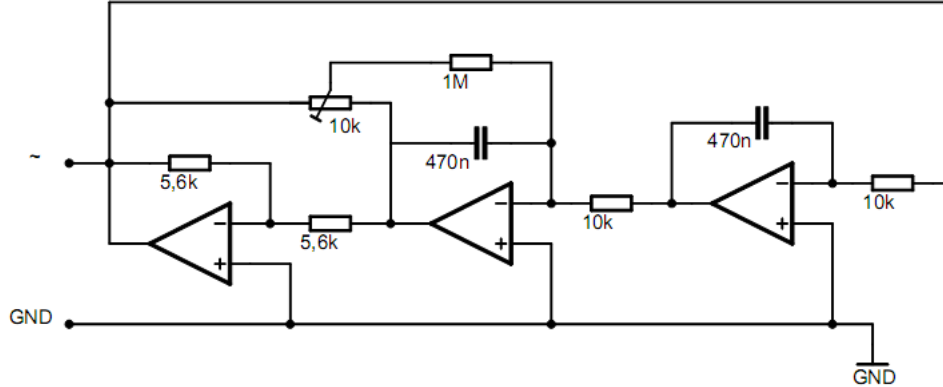


Abbildung 12: Programmierte Differentialgleichung

Wir bezeichnen mit U_1 die Eingangsspannung des ersten (rechten) Integrierers in Abb 12 und mit $U_2 = -1/\tau \int U_1 dt$ dessen Ausgangsspannung. U_3 sei schließlich die Ausgangsspannung des zweiten Integrierers. Der dritte Operationsverstärker dient als Inverter mit $U_1 = -U_3$

Wenn am Potentiometer das Teilungsverhältnis $a : b$ mit $a + b = 1$ eingestellt ist, liegt seine Mitte auf dem Potential $aU_1 + bU_3 = (a - b)U_1$. Da am mittleren Operationsverstärker zwei Eingänge mit Widerständen angebracht sind, dient er gleichzeitig als gewichteter Addierer und Integrierer. Es ergibt sich

$$\begin{aligned} -U_1 &= U_3 = -\frac{1}{\tau} \int \left(\frac{(a-b)}{100} U_1 + U_2 \right) dt \\ \implies -\ddot{U}_1 &= -\frac{1}{\tau} \left(\frac{(a-b)}{100} \dot{U}_1 + \dot{U}_2 \right) \\ \implies -\ddot{U}_1 &= -\frac{(a-b)}{100\tau} \dot{U}_1 + \frac{1}{\tau^2} U_1 \\ \implies \ddot{U}_1 - \frac{(a-b)}{100\tau} \dot{U}_1 &= -\frac{1}{\tau^2} U_1 \end{aligned}$$

Im ungedämpften Fall erwarten wir also eine Sinusspannung der Frequenz

$$\nu = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} \approx 33\text{Hz}$$

Mit dem Teilungsverhältnis des Potentiometers lässt sich die Dämpfungskonstante β einstellen.

5 Quellen

Vorbereitungsmappe

Wikipedia

Praktikumsprotokoll

zu Versuch Nummer 5
Operationsverstärker

Ausgearbeitet von Martin Günther und Nils Braun

Ausarbeitung

Bearbeitung am 08. Mai 2012

1 Emitterschaltung

Zunächst bauten wir einen einstufigen Transistorverstärker aus einer gleichstromgegekoppelten Emitterschaltung auf und testeten ihn bei einer Frequenz von 1 kHz. Abb. 1 zeigt das oszilloskopisch aufgenommene Eingangs- (oben) und Ausgangssignal (unten) bei verschiedenen Eingangsamplituden.

In der rechten Abbildung sieht man deutlich, wie der Verstärker übersteuert; die Spitzen des Signals werden komplett abgeschnitten, da im negativen Bereich des Eingangssignals die Basis-Emitter-Diode des Transistors sperrt (man erkennt sogar die exponentielle Diodenkennlinie) und die Schaltung im Positiven Bereich in die Sättigung geht, d.h. die Ausgangsspannung wird durch die Versorgungsspannung von 15 V begrenzt. Hier übersteuert der Verstärker so stark, dass sogar eine Rückwirkung auf die Eingangsseite zu sehen ist.

Im linken Bild wird die Schaltung in einem vernünftigeren Arbeitsbereich betrieben. Die Eingangsspannung wird fast unverformt verstärkt und es sind nur leichte Nichtlinearitäten an den Signalspitzen zu sehen.

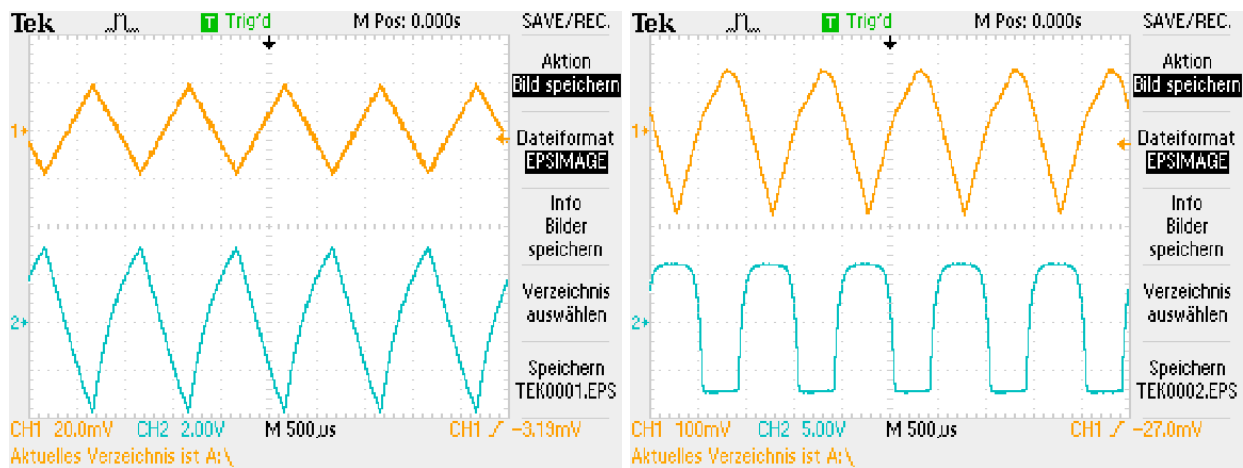


Abbildung 1: Ein- und Ausgangssignal beim Transistorverstärker
Links: $U_E \approx 40\text{mV}_{SS}$, Rechts: $U_E \approx 300\text{mV}_{SS}$, die Schaltung übersteuert

Um den Frequenzgang der Strom- und Gleichstromgegekoppelten Schaltung zu messen, nahmen wir bei verschiedenen Frequenzen die Ein- und Ausgangsspannung auf. Die Messergebnisse und die daraus errechneten Spannungsverstärkungen $v = U_A/U_E$ sind in Tabelle 1 zu sehen, Abb 2 stellt die Verstärkungen über der Frequenz dar.

U_E	Frequenz	Stromgegengekoppelt		Gleichstromgegengekoppelt	
		U_A	v	U_A	v
70 mV	10 Hz	74 mV	1.1	268 mV	3.8
82 mV	25 Hz	192 mV	2.3	1.1 V	13
84 mV	50 Hz	288 mV	3.4	2.8 V	33
82 mV	100 Hz	340 mV	4.1	5.6 V	68
82 mV	500 Hz	364 mV	4.4	11 V (übersteuert)	-
2 mV	500 Hz			360 mV	180
3 mV	1 kHz	16 mV	5.3	380 mV	127
3 mV	10 kHz	12 mV	4.0	420 mV	140
8.8 mV	100 kHz			1.8 V	205

Tabelle 1: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung beim Transistorverstärker

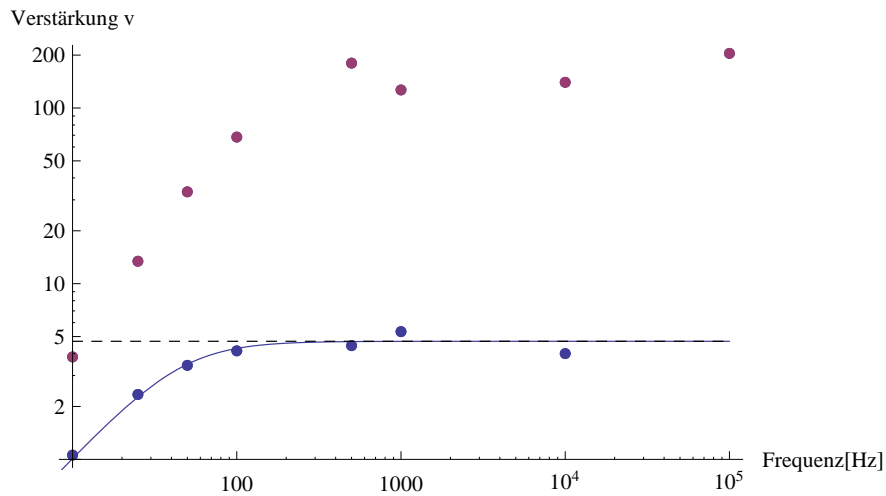


Abbildung 2: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung beim Transistorverstärker

Wie in der Vorbereitung errechnet, sollte die hier aufgebaute Emitterschaltung bei Stromgegenkopplung (untere Messreihe in Abb. 2) eine Verstärkung von $v = \frac{R_C}{R_E} = 4,7$ besitzen. Da die Koppelkondensatoren als Hochpass wirken, wurde in der Abbildung eine Hochpasskennlinie der Form

$$v = 4.7 \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau)^{-2}}}$$

an die Messwerte angepasst¹. Dadurch lässt sich die geringere Verstärkung bei kleinen Frequenzen erklären. Bei steigender Frequenz nähert sich die Verstärkung dem Wert 4,7 (gestrichelte Linie) an.

¹Der Fit mit Mathematica ergab den Wert $\tau = 3.5 \cdot 10^{-3}$. Dies entspräche z.B. einem RC-Glied mit $C = 5\mu\text{F}$ (wie der Koppelkondensator) und $R = 700\Omega$ was angesichts der verwendeten Bauteile eine realistische Größenordnung ist.

Bei Gleichstromgegenkopplung nahm die Verstärkung dagegen wie erwartet stark zu und erreichte Werte in der Größenordnung von $v \approx 200$. Es ist zu vermuten, dass die Schaltung schon bei den Messwerten unter 500 Hz leicht übersteuerte. Bei den darauf folgenden Messwerten reduzierten wir die Eingangsspannung stark, was auch zu einer höheren Messgenauigkeit und Rauschen führte. Dies erklärt den "Knick" in den Kurven bei 500Hz.

2 Nichtinvertierende Grundsaltung

2.1 Funktion und Qualität des Verstärkers

Zunächst bauten wir einen nichtinvertierenden Verstärker mit einem Widerstandsverhältnis von 10:1, also einer Spannungsverstärkung von 11 auf. Eine erste Messung ergab $U_E = 33,6\text{mV}_{SS}$ und $U_A = 360\text{mV}_{SS}$, was eine Verstärkung von $v = 10,7$ ergibt. Die Abweichung vom Soll liegt somit unter 3%.

Abb. 3 zeigt das Ein- und Ausgangssignal. Es lassen sich mit bloßem Auge keine Nichtlinearitäten entdecken, das Signal wird beim Verstärken praktisch nicht verformt. Der einfache Transistorverstärker begann bei vergleichbaren Bedingungen (Siehe Abb 1 links) schon leicht zu übersteuern.

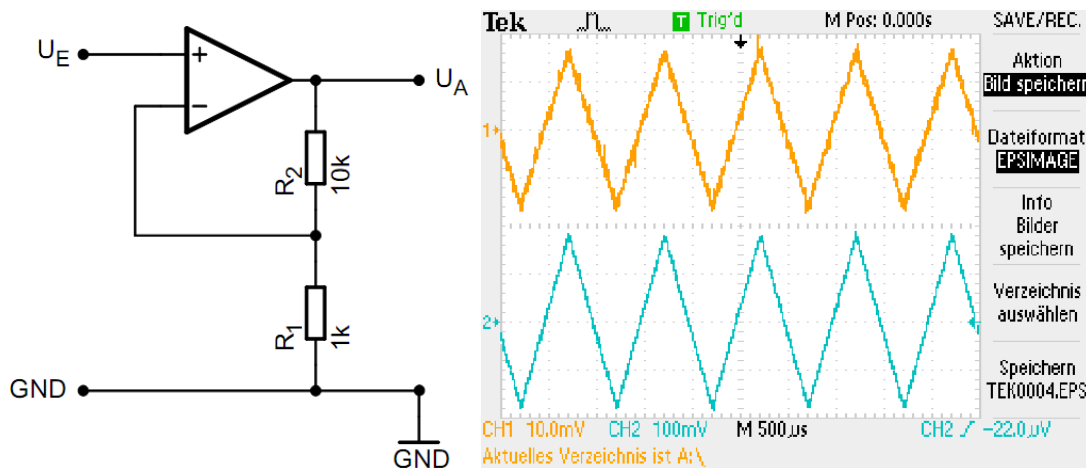


Abbildung 3: nichtinvertierende Grundsaltung mit Ein- und Ausgangssignal bei 1kHz

2.2 Ein- und Ausgangswiderstand

Um den Eingangswiderstand zu bestimmen, schalteten wir einen Messwiderstand von $1\text{M}\Omega$ zwischen Funktionsgenerator und Verstärker und maßen den gesamten Spannungsabfall $U_{ges} = 320\text{mV}_{SS}$ und den Spannungsabfall über dem Eingang des Verstärkers $U_E = 160\text{mV}_{SS}$ mit dem Oszilloskop. Damit

ergibt sich der Eingangswiderstand des Verstärkers als

$$R_E = R_{\text{Mess}} \frac{U_E}{U_{\text{ges}} - U_E} = 1\text{M}\Omega$$

Den Ausgangswiderstand bestimmten wir, indem wir den Ausgang der Verstärkerschaltung mit einem Potentiometer belasteten, sodass die Spannung von $2V_{\text{SS}}$ auf $1.01V_{\text{SS}}$ absank. Bei dieser Stellung maßen wir den Widerstand des Potentiometers mit dem Keithley-Multimeter als $R = 18.6\Omega$. Da die Ausgangsspannung recht genau auf die Hälfte absank, entspricht dies dem Ausgangswiderstand. Die nichtinvertierende Grundsaltung hat also tatsächlich einen sehr hohen Eingangs- und niedrigen Ausgangswiderstand, was sie als Verstärker oder Impedanzwandler sehr geeignet macht.

2.3 Frequenzabhängigkeit

Die Gegenkopplung bringt eine gewisse "Trägheit" der Schaltung mit sich. Solange die Frequenzen gering genug sind, folgt die Ausgangsspannung der Eingangsspannung noch praktisch ohne Verzögerung. In diesem Frequenzbereich ist die Verstärkung konstant.

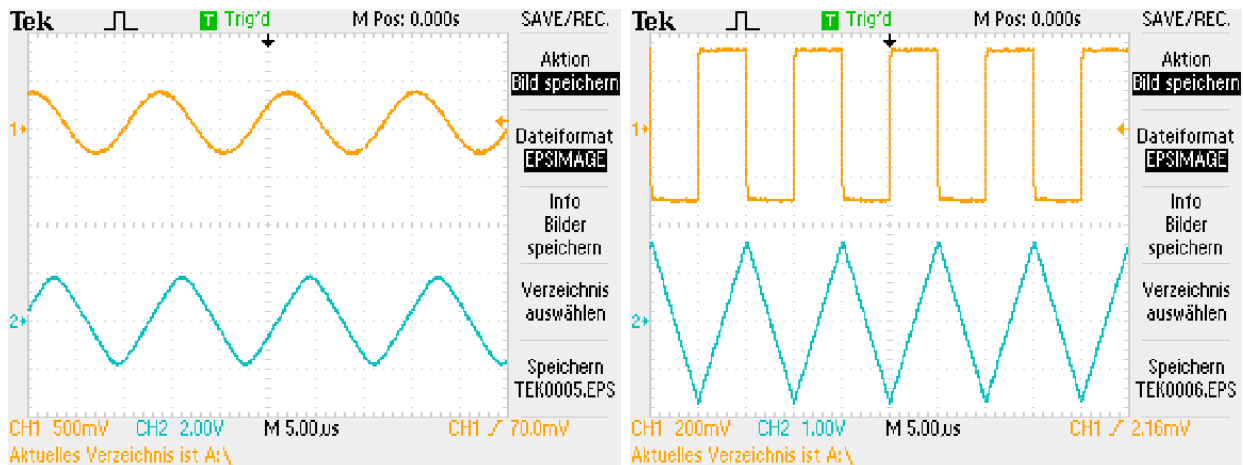


Abbildung 4: Nichtinvertierende Grundsaltung bei höheren Frequenzen
Man erkennt, wie die Gegenkopplung versagt

Ab einer bestimmten Grenzfrequenz ändert sich das Eingangssignal aber schneller, als der Operationsverstärker das Ausgangssignal nachregeln kann. Sehr schön erkennt man dies an Abb. 4. Im linken Bild wird die Schaltung mit einer Sinuswelle knapp oberhalb der Grenzfrequenz betrieben. Man sieht, wie das Ausgangssignal dem Eingangssignal hinterher eilt und dabei stückweise linear steigt bzw. fällt. Diese Geradensteigung ist die größte "Geschwindigkeit" (im Sinne von $\frac{dU}{dt}$), mit der der Operationsverstärker das Ausgangssignal ändern kann. Noch deutlicher lässt sich dieses Verhalten an einem hochfrequenten Rechtecksignal zeigen. Hier springt das Eingangssignal immer

um, bevor der Gleichgewichtszustand erreicht ist. Es entsteht effektiv ein Dreiecksignal (Beachte: diese Schaltung ist aber kein Integrierer! Die Steigung ist unabhängig von der Amplitude der Rechteckspannung.).

Um die Frequenzabhängigkeit zu bestimmen, nahmen wir wieder eine Messreihe bei verschiedenen Frequenzen auf (Siehe Tab. 2 und Abb. 5). Man erkennt deutlich das beschriebene Verhalten; die Verstärkung bleibt sehr lange konstant und bricht etwa bei 25 kHz schlagartig ein. Im Vergleich zum einfachen Transistorverstärker erlaubt diese Schaltung also auch die Verstärkung von Signalen mit hoher Bandbreite und erreicht dabei eine bessere Linearität.

U_E	Frequenz	U_A	v
0.504 V	10 Hz	5.6 V	11.1
0.632 V	100 Hz	6.96 V	11.0
0.632 V	1 kHz	7.0 V	11.1
0.648 V	10 kHz	6.96 V	10.7
0.632 V	25 kHz	6.64 V	10.5
0.66 V	50 kHz	5.2 V	7.9
0.66 V	75 kHz	3.68 V	5.6
0.632 V	100 kHz	2.84 V	4.5

Tabelle 2: Messwerte bei der nichtinvertierenden Grundsaltung

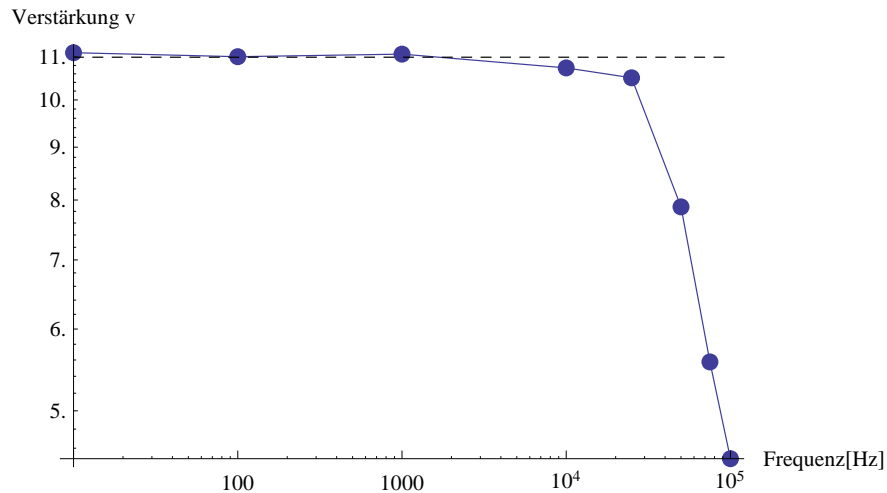


Abbildung 5: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung bei der nichtinvertierenden Grundsaltung
gestrichelte Linie: theoretischer Wert ($v = 11$)

3 Invertierende Grundsaltung

3.1 Invertierender Verstärker

Wir bauten mit denselben Widerständen (10:1-Spannungsteiler) einen Verstärker in Invertierender Grundsaltung (Abb. 6) auf und prüften die Verstärkung:

$$v = \frac{U_A}{U_E} = \frac{6,00V_{SS}}{0,608V_{SS}} = 9.86$$

Dieser Wert hat sogar nur eine relative Abweichung von 1,3% vom erwarteten $v = 10$. Auf dem Oszilloskopbild erkannte man deutlich, dass Ein- und Ausgangssignal verschiedene Vorzeichen hatten.

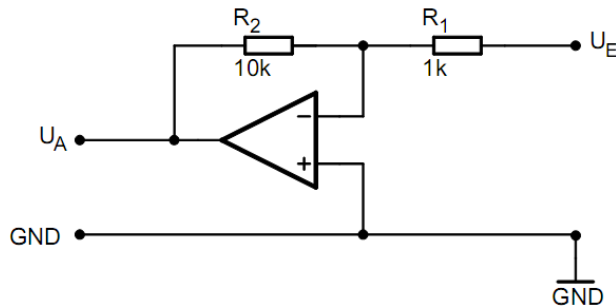


Abbildung 6: Invertierende Grundsaltung

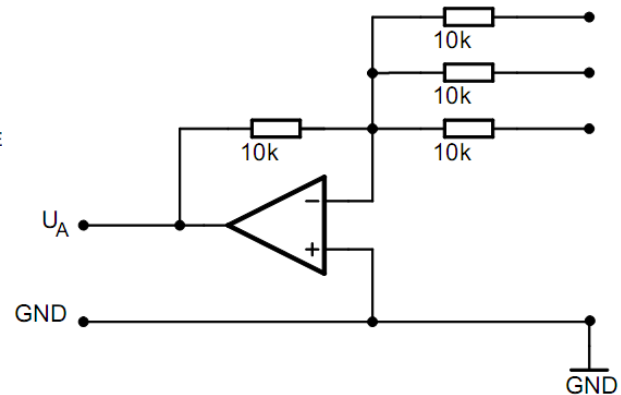


Abbildung 7: Addierer mit 3 Eingängen

3.2 Addierer

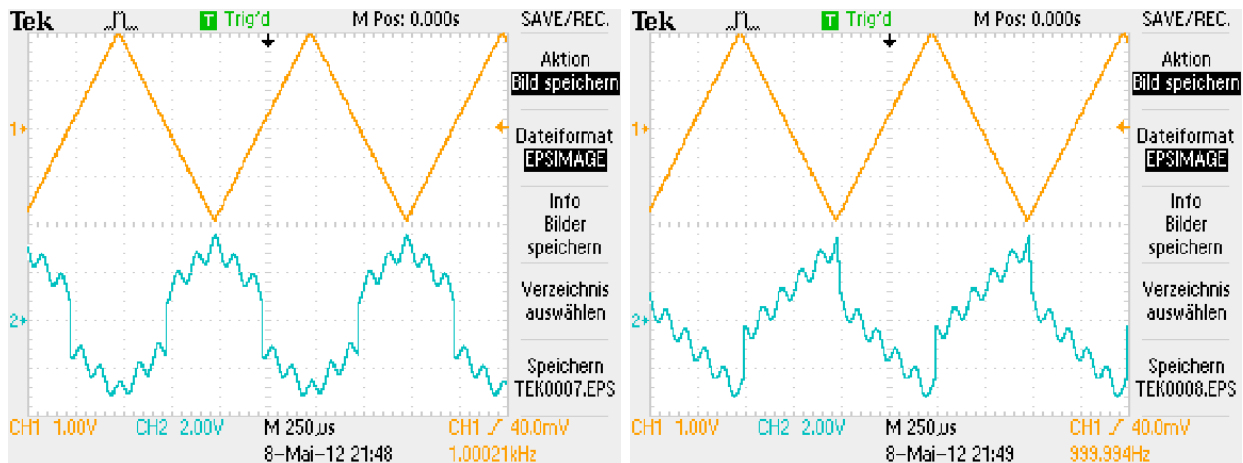


Abbildung 8: Ausgangssignal des Addierers mit Rechteck-, Dreieck- und Sinuessignal

Da es prinzipiell möglich ist, mit dem in der Vorbereitung gezeigten Schema Addierer mit beliebig vielen Eingängen aufzubauen (Siehe Abb. 7), testeten wir einen Addierer mit den drei zur Verfügung stehenden Funktionsgeneratoren. Dabei wählten wir eine Dreieck- und Rechteckspannung von jeweils 1 kHz und addierten eine 10 kHz Sinusspannung. Abb. 8 zeigt jeweils eines der Eingangssignale und das Ausgangssignal. Man erkennt, dass das Eingangssignal negativ in das Ergebnis einfließt und dass es (im Gegensatz zu einer einfachen Reihenschaltung) keine sichtbare Rückwirkung auf das Eingangssignal gibt.

3.3 Differenzierer und Integrierer

Ersetzt man einen der Widerstände in der invertierenden Grundschialtung durch einen Kondensator, erhält man einen (invertierenden) Integrierer bzw. Differenzierer.

Abb. 9 zeigt das Verhalten des Integrierers. Ein rechteckförmiges Eingangssignal wird in ein Dreieckssignal umgewandelt, dessen Steigung proportional zum Eingangssignal ist. Man erkennt sogar, dass die Kurve jeweils steiler anfängt und etwas flacher aufhört, entsprechend dem leicht abfallenden Rechtecksignal auf der Eingangsseite.

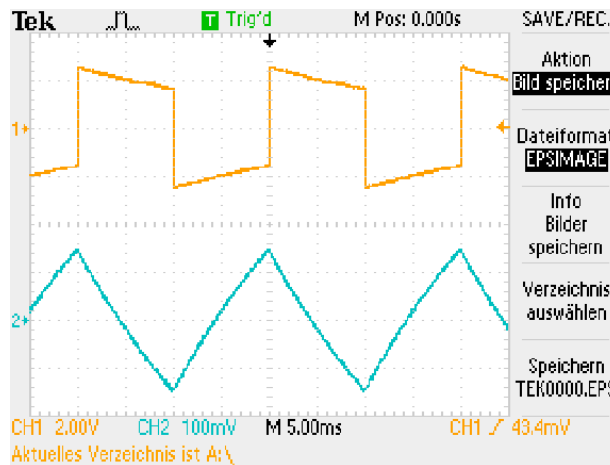


Abbildung 9: Ein- und Ausgangssignal des Integrierers

Die Abbildungen 10 und 11 zeigen Verschiedene Ein- und Ausgangssignale beim Differenzierer. Dreieckssignale aus dem Funktionsgenerator werden hierbei in Rechtecksignale umgewandelt; wenn das Eingangssignal ansteigt, ist das Ausgangssignal negativ (wegen der invertierenden Grundschialtung), wenn es abfällt, wird das Ausgangssignal positiv. Ein Sinussignal bleibt beim Differenzieren sinusförmig, wird aber um 90° phasenverschoben. Bei Rechtecksignalen höherer Frequenz (Abb. 11), erkennt man allerdings wieder die leicht verzögerte Gegenkopplung, wodurch die Signalfanke "abgerundet" wird.

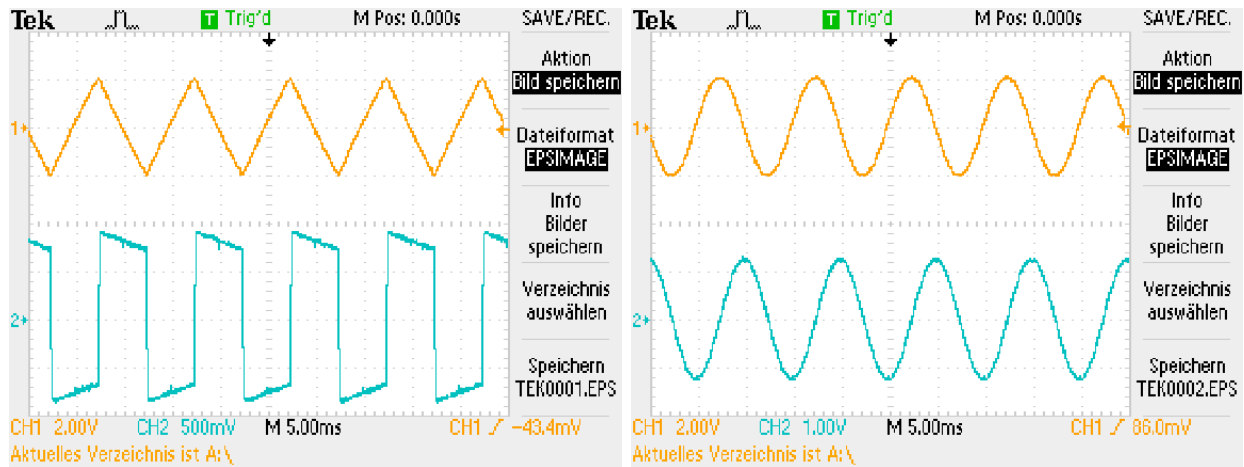


Abbildung 10: Ein- und Ausgangssignale des Differenzierers bei 100 Hz

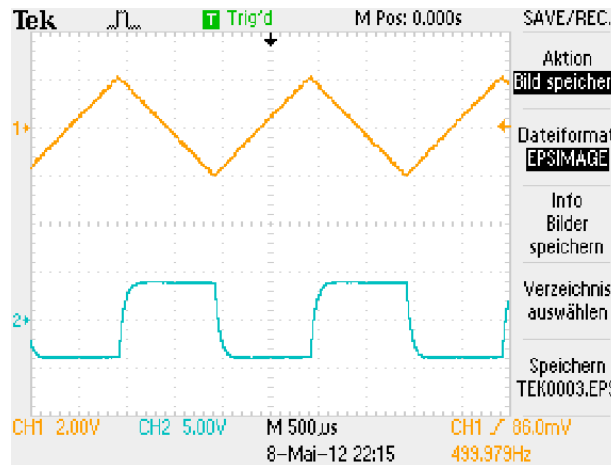


Abbildung 11: Ein- und Ausgangssignal des Differenzierers bei 500 Hz

3.4 Idealer Einweggleichrichter

In der Vorbereitung wurden die Nachteile eines einfachen Diodengleichrichters besprochen. Zur Demonstration bauten wir einen solchen Gleichrichter auf und konnten deutlich erkennen, dass nicht die gesamte positive Halbwelle durchgelassen wird, sondern die Ausgangsspannung um ca. 0,5V verringert ist (Siehe Abb. 12). Der Grund dafür ist die Diodenknickspannung, die immer noch an der Diode abfällt, selbst wenn sie in Durchlassrichtung gepolt ist.

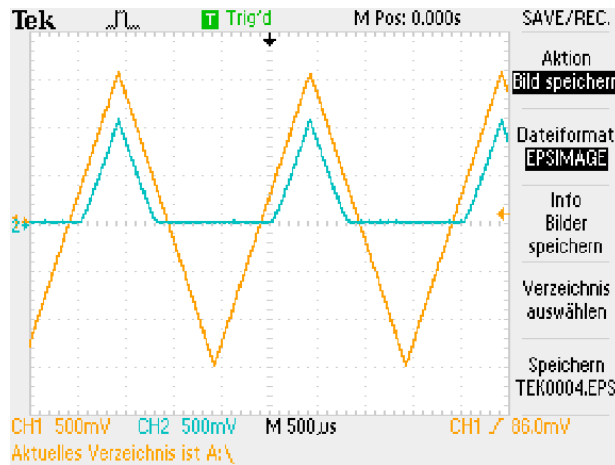


Abbildung 12: Verhalten des einfachen Diodengleichrichters

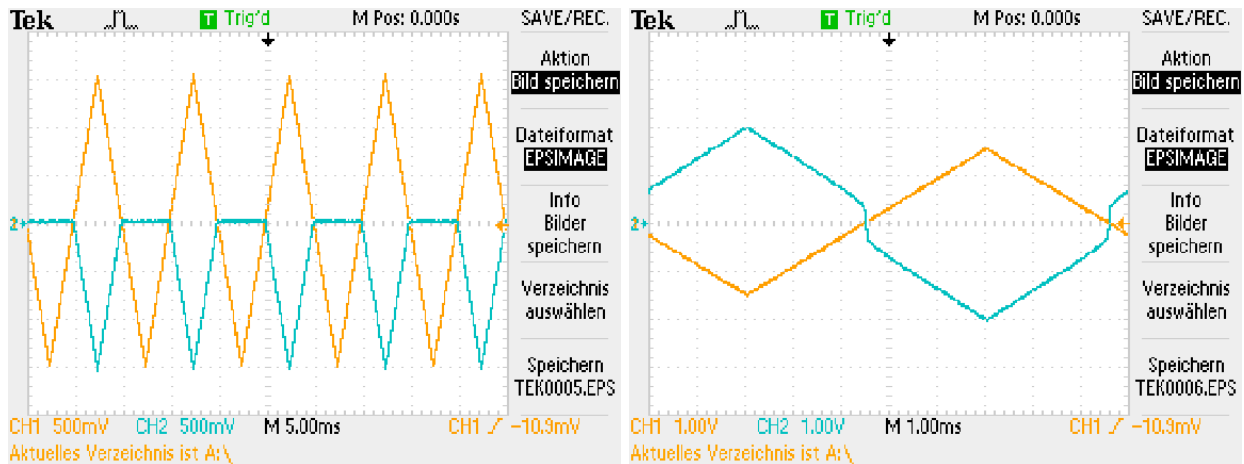


Abbildung 13: Idealer Einweggleichrichter mit Operationsverstärker
(Links: Ausgangsspannung U_{A1} , Rechts: Ausgangsspannung des Operationsverstärkers)

Spannungen [V _{SS}]	Dreieck (100 Hz)		Rechteck (100 Hz)	
U_E	3.08	9.6	9.8	3.0 V
U_{A1}	1.6	5.0	5.0	1.7 V
U_{A2}	1.56	5.0	5.0	1.8 V
U_A	4.04	10.6	10.6	4.0 V
$U_A - U_E$	0,96	1	0,8	1
$(U_{A1} + U_{A2}) - U_E$	0.08	0.4	0.2	0.5

Tabelle 3: Messwerte beim idealen Einweggleichrichter

Um die komplette Halbwelle als Ausgangssignal zu bekommen, benötigt man einen Operationsverstärker, der diese zusätzliche Spannung liefert. Abb. 13 zeigt links eines der Ausgangssignale der Schaltung. Man erkennt, dass es genau der (invertierten) positiven Halbwelle des Eingangssignals entspricht. Die rechte Abbildung zeigt das Signal am Ausgang des Operationsverstärkers. Man sieht deutlich, wie das Ausgangssignal bei jedem Vorzeichenwechsel um die doppelte Knickspannung "springt", um den Spannungsabfall an den beiden Dioden auszugleichen. In Tabelle 3 erkennt man, dass diese Spannungsdifferenz $U_A - U_E$ tatsächlich immer etwa 1V beträgt.

Bei einem idealen Gleichrichter würde man fordern, dass die Summe der beiden Ausgangssignale wieder das Eingangssignal ergibt. Daher ist in Tab. 3 auch noch die Differenz $(U_{A1} + U_{A2}) - U_E$ eingetragen. Diese beträgt im schlimmsten Fall 0,5 V, also sind die Ausgangsspannungen um je ca. 0.25 V zu hoch. Dieses Ergebnis ist zwar nicht ideal, aber immer noch besser als beim einfachen Diodengleichrichter.

3.5 Dreieck- und Rechteckgenerator

Als nächstes bauten wir einen Generator für Dreieck- und Rechtecksignale aus zwei Operationsverstärkern auf. Ein Operationsverstärker diente dabei als Integrierer, der andere als Schmitt-Trigger. Der Ausgang des Schmitt-Triggers schlägt dabei immer zwischen den beiden Sättigungsspannungen hin und her, während der andere dieses Signal integriert und ein Dreiecksignal ausgibt.

Da der Operationsverstärker selbst in Sättigung nicht die Versorgungsspannung von $\pm 15\text{ V}$ erreicht, beträgt die Amplitude des Rechtecksignals nur $27,6V_{SS}$ statt $30 V_{SS}$. Die Amplitude des Dreiecksignals wird von der Schwellenspannung des Schmitt-Triggers und damit vom Verhältnis seiner beiden Widerstände bestimmt. Zu erwarten wäre also eine Amplitude von $\frac{5,6k\Omega}{10k\Omega} \cdot 27,6V_{SS} = 15,5V_{SS}$ was sehr gut zu der gemessenen Amplitude von $16 V_{SS}$ passt.

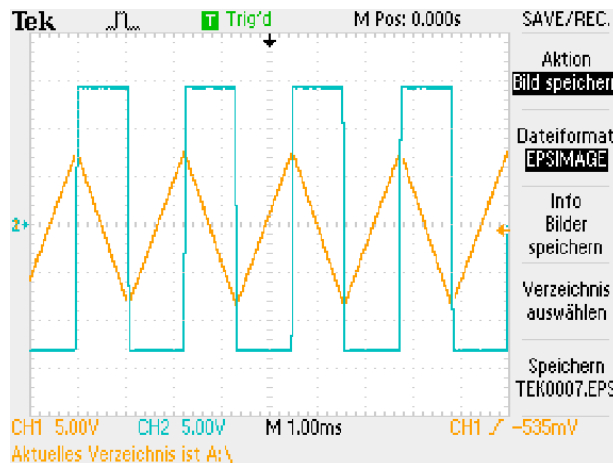


Abbildung 14: Ausgangssignale des einfachen Funktionsgenerators

3.6 Programmierte Differentialgleichung

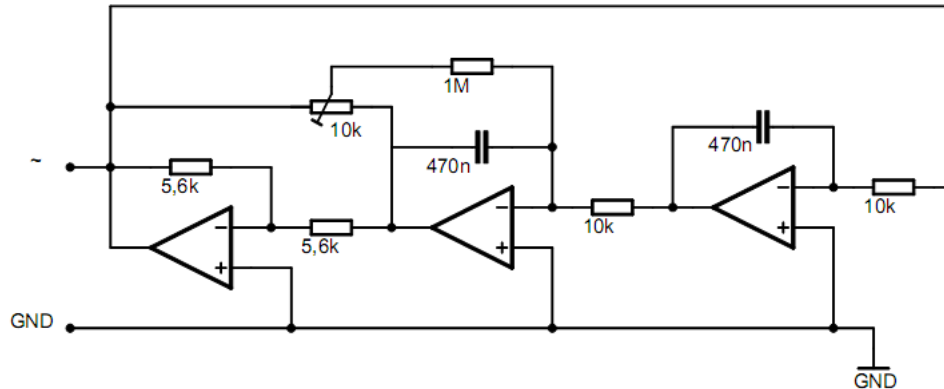


Abbildung 15: Programmierte Differentialgleichung

Wie in der Vorbereitung hergeleitet, entspricht das Ausgangssignal dieser Schaltung einer Lösung der harmonischen Differentialgleichung:

$$\ddot{x}(t) + 2\beta\dot{x}(t) = -\omega_0^2 x(t)$$

Hierbei wird die Eigenfrequenz $\omega_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{RC}$ von den Bauteilwerten der beiden Integrierglieder bestimmt und die Dämpfung $2\beta = \frac{b-a}{100T} = \frac{b-a}{100} \omega_0$ lässt sich über das Teilungsverhältnis $a : b$ (mit $a + b = 0$) des Potentiometers einstellen.

Abb. 16 zeigt die Ausgangssignale bei verschiedenen Dämpfungen. Wenn man eine leicht negative Dämpfung einstellt, steigt die Signalamplitude exponentiell an (Siehe Abb 16 a) bis sie durch die Sättigung konstant wird. In diesem Fall haben wir mit dem Oszilloskop die Frequenz 34.6 Hz gemessen. Dieser Wert passt recht gut zu den in der vorbereitung errechneten 33 Hz.

In Abb. 16 b-h erhöhten wir schrittweise die Dämpfung und nahmen das Ausschwingen auf verschiedenen Zeitskalen auf. Um die Schwingung "anzustoßen" steckten wir die Spannungsversorgung eines der Operationsverstärker aus und wieder ein. Dabei stellten wir die Triggerbedingung des Oszilloskops so ein, dass es nur dieses Einmalereignis aufnahm. Der Sprung in Abb. 16 g entstand vermutlich, da der Stecker beim Einstecken nicht sofort richtig Kontakt gab.

Um die Grenzdämpfung $\beta = \omega_0$ zu erreichen, ersetzten wir den $1M\Omega$ Widerstand durch einen $10k\Omega$ und schließlich durch einen $5,6k\Omega$ Widerstand. Dadurch wird die Dämpfung zu $\beta = (b - a)\omega_0$ bzw. $\beta = 5,6(b - a)\omega_0$ und wir konnten den Aperiodischen Grenzfall erreichen (Abb. 16 h)

4 Quellen

Vorbereitungsmappe

Wikipedia

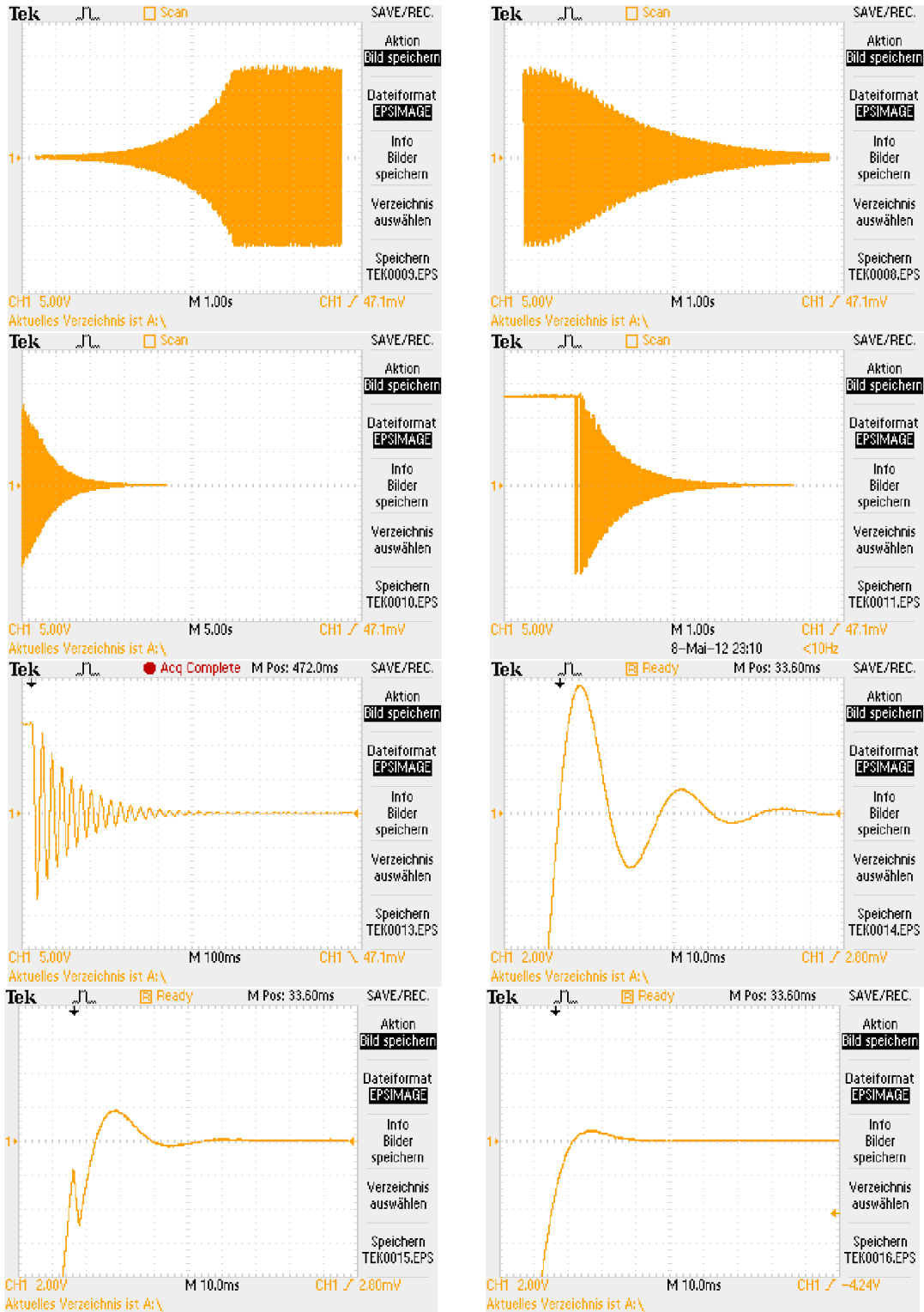


Abbildung 16: Ausgangssignale der programmierten Differentialgleichung