



SS/~~WS~~0.12./.....

Praktikum: (~~X~~/P2) (~~X~~/~~Di~~/~~X~~/~~X~~) Gruppe-Nr: ..11..

Name: Fleig Vorname: Georg

Name: Krause Vorname: Marcel

Versuch: ..Operationsverstärker.. (~~X~~t/ohne) Fehlerrechnung

Betreuer: Sabine Frech Durchgeführt am: 29.05.12.

Abgabe am:

Rückgabe am:

Begründung:

2. Abgabe am:

Ergebnis: (+ / 0 / -)

Fehlerrechnung: ja / nein

Datum:

Handzeichen:

Bemerkungen:



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_e . 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_e (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 Sinuswechselfrequenz 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

Physikalisches Anfängerpraktikum P2

**Versuch:
P2-59,60,61
Operationsverstärker**

Schriftliche Vorbereitung

von

Georg Fleig (georg@leech.it)
Marcel Krause (mrrrc@leech.it)

Gruppe: Di-11

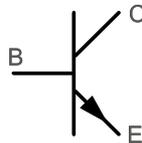
Datum der Versuchsdurchführung:
29.05.2012

Theoretische Grundlagen

In diesem Versuch wollen wir uns mit dem Aufbau und der Anwendung von Operationsverstärkern (OPV) beschäftigen. Solche Operationsverstärker spielen in der Experimentalphysik eine große Rolle, da mit ihnen schwache Signale, die z.B. durch Messungen erzeugt werden, verstärkt werden können. Zunächst werden wir uns kurz mit dem Transistor als Verstärkerschaltung beschäftigen und schließlich mit Operationsverstärkern arbeiten. Verschachtelt man mehrere OPVs entsprechend, können wir mit ihnen verschiedene mathematische Operationen durchführen, wie zum Beispiel Addieren, Differenzieren oder Integrieren.

Transistor

Da in diesem Versuch die Anwendung im Vordergrund steht und nicht die physikalische Funktionsweise der Elemente, wird im Folgenden nur sehr grob skizziert, was einen Transistor ausmacht. Ein Transistor besitzt im Allgemeinen drei Anschlüsse: Kollektor (C), Basis (B) und Emitter (E).



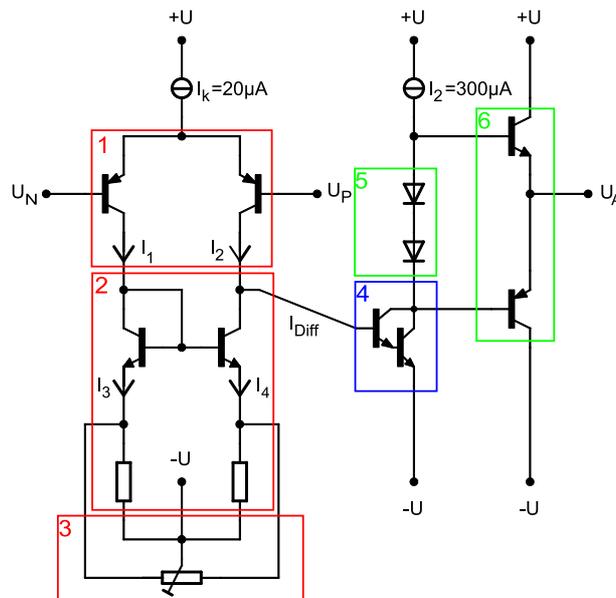
Um eine am Kollektor angelegte Spannung am Emitter abgreifen zu können, muss eine geringe Basisspannung an der Basis angelegt sein, die Kollektor-Emitter-Strecke ist dann offen. Ist das nicht der Fall, so wird der Innenwiderstand des Transistors so groß, dass kein Strom auf der Kollektor-Emitter-Strecke fließen kann. Ein Transistor kann also verwendet werden, um mit einer geringen Steuerspannung sehr große Ströme fließen zu lassen, oder sie zu unterbrechen. So lässt er sich auch als Stromverstärker auffassen. Ein geringer Strom I_B an der Basis steuert den Strom I_C am Kollektor. Man definiert den Stromverstärkungsfaktor β eines Transistors als

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

Der Unterschied zwischen npn-Transistoren und pnp-Transistoren ist grob gesagt der, dass eine positive bzw. negative Spannung an der Basis anliegen muss, um den Transistor in den offenen Zustand zu bringen.

Operationsverstärker $\mu A741$

Der Operationsverstärker $\mu A741$ wurde 1968 bei Fairchild Semiconductor entwickelt und wird bis heute produziert und verwendet. Im Praktikum werden wir mit einem solchen OPV arbeiten, daher soll hier auf seinen Aufbau und seine Funktionsweise eingegangen werden. Da der OPV aus sehr vielen einzelnen Transistoren und Widerständen besteht, verwenden wir ein vereinfachtes Prinzipschaltbild.



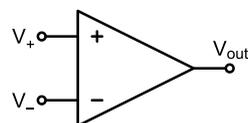
Der OPV setzt sich aus drei Stufen zusammen: Eingangsstufe (rot, links), Verstärkerstufe (blau, mittig unten) und Endstufe (grün, mittig und rechts). Im Folgenden wird von zwei positiven Eingangsspannungen U_N und U_P ausgegangen, für die o.B.d.A. gilt $U_N > U_P$.

Die Eingangsstufe setzt sich dabei zusammen aus dem Differenzverstärker (1), dem Stromspiegel (2) und der Nullpunkteinstellung (3). Dabei sei zu beachten, dass einer der beiden Eingänge am Differenzverstärker invertiert ist. Der Differenzverstärker regelt den Strom antiproportional zur Eingangsspannung. Große Eingangspotentiale resultieren daher in geringen Strömen I_1 und I_2 . Die Aufgabe der Eingangsstufe ist es, die Spannungsdifferenz der Eingänge U_N und U_P in einen Differenzstrom I_{Diff} umzuwandeln und diesen an die Verstärkerstufe weiterzugeben.

Der Differenzstrom wird nun in der Verstärkerstufe durch Hintereinanderschaltung zweier Transistoren verstärkt, da die einzelnen Verstärkungsfaktoren der Transistoren miteinander multipliziert werden. Diese Kombination der Transistoren wird auch als Darlington-Transistor bezeichnet.

Die Endstufe dient schließlich dazu, das Ausgangssignal des Verstärkers von einem Lastwiderstand zu entkoppeln. Es wird eine komplementäre Emitterfolge (Kombination aus npn- und pnp-Transistor) als Impedanzwandler eingesetzt.

Das Schaltsymbol eines OPV sieht wie folgt aus



Ein OPV kann zunächst nur als Komparator verwendet werden, also zum Vergleich zweier Eingangssignale. Liegt am negativen (invertierten) Eingang eine höhere Spannung als am positiven Eingang vor, so nähert sich das Ausgangssignal des OPVs an das das Signal an, welches am Negativen Eingang anliegt. Entsprechend andersrum verhält es sich, wenn das höhere Signal am positiven Eingang anliegt. Um den OPV nun tatsächlich zur Verstärkung zu nutzen, muss man ihn rückkoppeln. Dazu wird ein Teil der Ausgangssignals auf den invertierten Eingang gelegt, man spricht dann auch von Gegenkopplung. Mehr dazu in Aufgabe 2.1.

Die drei goldenen Regeln eines OPVs

Ein idealer Operationsverstärker sollte die folgenden Anforderungen erfüllen:

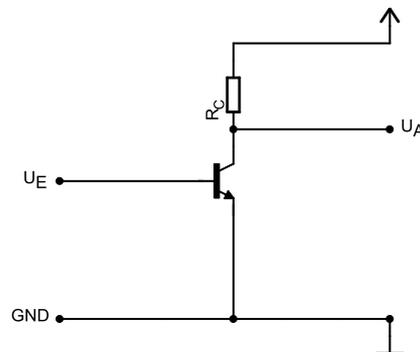
- hoher Eingangswiderstand, damit die Spannungsquelle nicht belastet wird
- geringer Ausgangswiderstand, damit die Ausgangsspannung unabhängig vom Ausgangsstrom ist
- große Verstärkung v des Eingangssignals
- schnelle Schaltzeit zwischen Eingangs- und Ausgangssignal

Aus den ersten drei dieser Anforderungen resultieren die goldenen Regeln für Operationsverstärker

1. $v \rightarrow \infty$: Unendliche Verstärkung mit der Folge, dass $U_N \approx U_P$ gelten muss, da ansonsten der Ausgang übersteuern würde.
2. $R_E \rightarrow \infty$: Unendlich großer Eingangswiderstand, durch den OPV fließt kein Strom, er dient nur als "Messfühler".
3. $R_A \rightarrow 0$: Der Ausgangswiderstand ist Null, so ist die Ausgangsspannung unabhängig vom Ausgangsstrom I_A .

Aufgabe 1: Emitterschaltung eines Transistors

Die Emitterschaltung ist die am häufigsten verwendete Verstärkungsschaltung, die auf einem Transistor basiert.



Sie zeichnet sich durch die höchste Spannungsverstärkung v_U und Stromverstärkung v_I aus, welche folgendermaßen definiert sind:

$$v_I = \beta \quad v_U = -\beta \frac{R_C}{R_T}$$

wobei R_T den Eingangswiderstand des Transistors bezeichnet.

Aufgabe 1.1: Einstufiger gleichstromgeggekoppelter Transistorverstärker

Es soll der einstufige gleichstromgeggekoppelte Transistorverstärker auf der Steckplatine aufgebaut werden. Dieser entspricht in seiner Grundstruktur der reinen Emitterschaltung eines Transistors. Es sind jedoch einige Modifikationen nötig, um einen brauchbaren Verstärker zu erhalten.

Betrachtet man die Gleichungen der Emitterschaltung für die Spannungs- und Stromverstärkung, kann man direkt erkennen, dass beide Verstärkungen vom Verstärkungsfaktor β des verwendeten Transistors abhängen. Da sich dieser Faktor selbst bei baugleichen Transistoren stark unterschieden kann, wird so auch die Strom- und Spannungsverstärkung verändert. Außerdem wird der Ausgangsstrom durch die Temperaturabhängigkeit des Eingangswiderstands des Transistors maßgeblich beeinflusst. Um diese beiden eher störenden Faktoren zu beseitigen, kann beispielsweise ein Widerstand in der Basisleitung eingebaut werden oder eine Strom- bzw. Spannungsrückkopplung durchgeführt werden.

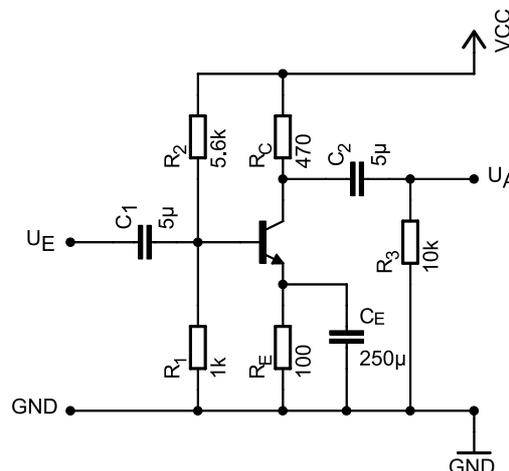
Die Stromgegenkopplung wird durch einen zusätzlichen Widerstand R_E in der Emittierleitung des Transistors realisiert. Erhöht man nun am Eingang U_E die Spannung, fließt ein größerer Strom durch die Kollektor-Emitter-Strecke. Am Widerstand R_E fällt nun eine höhere Spannung ab, was direkt zu einem Anstieg des Emittierpotentials führt. Dadurch sinkt die Potentialdifferenz zwischen Kollektor und Emittier, was wiederum zu einem geringeren Strom führt. So erhält man also auf einfache Weise eine Stromgegenkopplung. Die Spannungsverstärkung wird durch diese Modifikation zwar reduziert, jedoch auch unabhängig von den Eigenschaften des Transistors gemacht und ergibt sich nun zu

$$v_U = -\frac{R_C}{R_E}$$

Bei hohen Frequenzen des Eingangssignals sollte zusätzlich ein Kondensator C_E zur Überbrückung Widerstands R_E verwendet werden. Der Kondensator weist eine Impedanz von $Z_C = \frac{1}{i\omega C}$ auf. Liegt als Eingangsspannung unserer Schaltung ein Gleichstromsignal oder ein Signal mit sehr kleiner Frequenz an, so gilt $\omega \ll 1$. Die Impedanz des Kondensators wird sehr groß im Vergleich zum Widerstand und damit Verhält sich die Schaltung so, als wäre der Kondensator nicht vorhanden.

Liegt jedoch ein hochfrequentes Eingangssignal vor, sinkt die Impedanz des Kondensators und die Schaltung ähnelt der reinen Emitterschaltung ohne Widerstand.

Wir sollen nun also eine Schaltung aufbauen, die dem untenstehenden Schaltplan entspricht.



Zusätzlich zu den oben beschriebenen Änderungen des Aufbaues wurden nun noch die Widerstände R_1 und R_2 eingeführt, welche als Spannungsteiler dienen und so das Potential des Emittiers anheben. Dies ist aus zwei Gründen notwendig. Zum einen verhält sich der Kondensator auf der Seite des Eingangs wie eine Diode, an ihm fällt daher die Diodenknickspannung U_D ab. Zum anderen können npn-Transistoren nur positive Eingangssignale verarbeiten. Von einer anliegenden Sinuswelle wäre am Ausgang daher nur ein Teil der positiven Halbwelle zu messen. Durch das Anheben des Emittierpotentials (entspricht einer

Verschiebung des Arbeitspunkts), kann auch ein Sinussignal ungehindert verstärkt werden.

Um die Verschiebung des Ausgangssignals in positive Richtung wieder rückgängig zu machen, werden zusätzlich die Kondensatoren C_1 und C_2 eingebaut, welche lediglich die Wechselanteile des Eingangs- bzw. Ausgangssignals passieren lassen.

Nach dem erfolgreichen Aufbau der Schaltung soll schließlich noch der Arbeitspunkt gefunden werden. Dies kann einfach durch Spannungsmessung zwischen Kollektor und Masse ohne anliegendes Eingangssignal durchgeführt werden. Die dort gemessene Spannung entspricht dem Arbeitspunkt $U_{\text{Arbeitspunkt}}$. Wir vermuten diese im Bereich der halben Versorgungsspannung der Schaltung, da dieser Wert am sinnvollsten zur fehlerfreien Verstärkung periodischer Funktionen wäre.

Aufgabe 1.2: Bestimmen der Verstärkung

In dieser Teilaufgabe sollen wir die Verstärkung unserer Schaltung anhand eines anliegenden Dreieckssignals bestimmen. Am Frequenzgenerator stellen wir eine Frequenz von ca. 1 kHz ein und wählen die Amplitude so, dass wir eine Ausgangsspannung im Bereich von $U_A = 3 V_{SS}$ bis $U_A = 10 V_{SS}$ erhalten. Ein Dreieckssignal bietet sich deswegen an, weil mögliche Verzerrungen des Ausgangssignals so einfach erkannt werden können und so auf die Qualität des Verstärkers geschlossen werden kann. Durch Vergleich von U_E und U_A am Oszilloskop können wir die Verstärkung unserer Schaltung bestimmen.

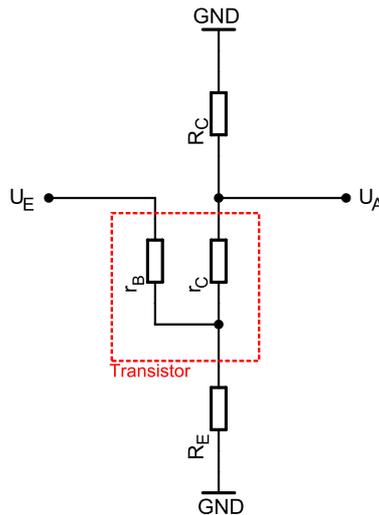
$$v_U = \frac{U_A}{U_E}$$

Rechnerisch lässt sich der Wert der Verstärkung bei dieser gleichstromgegekoppelten Schaltung nicht mehr trivial bestimmen.

Aufgabe 1.3: Entfernen des Emitterkondensators C_E

Es soll der Emitterkondensator C_E aus dem Aufbau entfernt werden, so erhalten wir eine stromgegekoppelte Schaltung. Durch den fehlenden Kondensator werden nun zusätzlich zu den Gleichstromanteilen auch die Wechselstromanteile gegengekoppelt. Die Verstärkung wird sich daher bei hohen Frequenzen merklich verringern, aber auch bei niedrigen Frequenzen, da eine Parallelschaltung immer einen geringeren Widerstand hat, als der jeweils einzelne Widerstand.

Um den neuen Verstärkungsfaktor rechnerisch zu bestimmen, greifen wir auf die Näherung des Kleinstsignalverhaltens zurück. Dabei betrachten wir eine komplexe Schaltung als Netzwerk linearer Bauelemente. Konkret werden wir den Transistor durch zwei Widerstände darstellen. r_C sei der Kollektorwiderstand und daher sehr groß, r_B der kleine Basiswiderstand.



So ergibt sich für den Verstärkungsfaktor v_U zunächst

$$|v_U| = \left| \frac{U_A}{U_E} \right| = \frac{Z_A I_A}{Z_E I_E} \quad (1)$$

Zur weiteren Berechnung benötigen wir die Impedanzen des Eingangs sowie des Ausgangs. Diese erhalten wir durch Betrachten der Impedanz der möglichen Wege eines einzigen Signals, das am Eingang angelegt wurde. Im Folgenden entspricht \parallel einer Parallelschaltung und $+$ einer Reihenschaltung. So erhalten wir für die Eingangsimpedanz Z_E

$$\begin{aligned} Z_E &= r_B + (R_E \parallel r_C) (\beta + 1) \\ &\approx r_B + R_E (\beta + 1) \\ &\approx R_E (\beta + 1) \end{aligned}$$

Und entsprechend für die Ausgangsimpedanz Z_A

$$\begin{aligned} Z_A &= R_C \parallel (r_C + (R_E \parallel \frac{r_B}{\beta})) \\ &\approx R_C \parallel (r_C + \frac{r_B}{\beta}) \\ &\approx R_C \parallel r_C \\ &\approx R_C \end{aligned}$$

Unter Berücksichtigung von

$$v_I = \frac{I_A}{I_E} = \beta$$

ergibt sich Gleichung (1) schließlich zu

$$|v_U| = \frac{R_C}{R_E} \frac{\beta}{\beta + 1} \approx \frac{R_C}{R_E}$$

Mit den gegebenen Werten von $R_C = 470 \Omega$ und $R_E = 100 \Omega$, sowie der Überlegung, dass es sich um eine invertierende Schaltung handelt, erwarten wir eine Verstärkung von

$$v_U \approx -4,7$$

Wieder sollen wir experimentell die Verstärkung bei Verschiedenen Amplituden mit dem Dreiecksignal bestimmen. Diese können wir dann mit dem berechneten Wert vergleichen.

Aufgabe 1.4: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

Als letzte Teilaufgabe des Transistorverstärkers sollen wir die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung für eine stromgegekoppelte, sowie eine gleichstromgegekoppelte Schaltung untersuchen. Dies soll für die Frequenzen $\nu = 10 \mid 25 \mid 50 \mid 100 \mid 500 \mid 1k \mid 5k \mid 10k \mid 50k \mid 100k$ Hz geschehen.

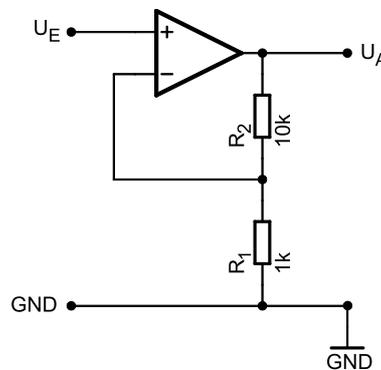
Wir vermuten, dass in beiden Schaltungen niedrige Frequenzen nur schwach verstärkt werden, da die Kondensatoren C_1 und C_2 als Hochpass wirken. Bei der Schaltung ohne Emitterkondensator erwarten wir bei hohen Frequenzen eine konstante Verstärkung, welche $v_U \approx -4,7$ nicht überschreiten sollte, wie bereits im vorigen Aufgabenteil berechnet wurde. Bei der gleichstromgegekoppelten Schaltung erwarten wir hingegen einen starken Anstieg der Verstärkung, da die Gegenkopplung durch die sinkende Impedanz des Emitterkondensators immer geringer wird.

Aufgabe 2: Grundschtaltung eines Operationsverstärkers

Nachdem wir uns mit Transistorverstärkern und ihren Eigenheiten beschäftigt haben, betrachten wir in allen weiteren Versuchen Operationsverstärker.

Aufgabe 2.1: Nichtinvertierender Verstärker

Wie in den theoretischen Grundlagen bereits angesprochen wurde, muss ein Operationsverstärker, damit er seine verstärkende Eigenschaft annimmt, gegengekoppelt werden. Daher bauen wir einen nichtinvertierenden Operationsverstärker entsprechend nachfolgendem Schaltplan auf.



Die Verstärkung lässt sich rechnerisch mit Hilfe der ersten goldenen Regel bestimmen. Die Verstärkung des idealen OPV ist unendlich, daher muss die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Eingangssignalen gleich Null sein. Da am nicht-invertierten Eingang U_E anliegt, muss dies auch am invertierten Eingang anliegen. Über den Spannungsteiler R_1, R_2 können wir schließlich die Spannungsverstärkung bestimmen.

Das Verhältnis der Widerstände entspricht dem Verhältnis der Spannungen, die über ihnen abgegriffen werden:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

Addieren einer 1 liefert

$$\frac{U_1 + U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

Nun kann man $U_1 = U_E$ sowie $U_A = U_1 + U_2$ einsetzen und erhält

$$v_U = \frac{U_A}{U_E} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{10 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 11$$

Diese theoretische Verstärkung soll schließlich mit einem Dreiecksignal der Frequenz $\nu = 1 \text{ kHz}$ verglichen werden.

Aufgabe 2.2: Eingangswiderstand und Ausgangswiderstand

Mittels geeigneter Verfahren sollen der hohe Eingangswiderstand, sowie der kleine Ausgangswiderstand, welche beide aus den goldenen Regeln resultieren, nachgewiesen werden.

Der Eingangswiderstand kann einfach mit Hilfe eines in Reihe vor den Eingang geschalteten Widerstandes R_M bestimmt werden. Durch Messung der Gesamteingangsspannung U_E und der an dem Widerstand abfallenden Spannung U_M kann wieder ein Spannungsteilersystem betrachtet werden, wobei R_X der gesuchte Eingangswiderstand ist.

$$\frac{U_E}{U_M} = \frac{R_X + R_M}{R_M} \Rightarrow R_X = \left(\frac{U_E}{U_M} - 1 \right) R_M$$

Der Ausgangswiderstand lässt sich nur grob abschätzen. Dazu wird in Reihe zum Ausgang ein Potentiometer geschaltet und stetig der Innenwiderstand R_M verkleinert. Dabei sollte U_A langsam absinken. Liegt die Ausgangsspannung bei der Hälfte der ursprünglichen Spannung, so entspricht der am Potentiometer eingestellte Widerstand R_M dem Ausgangswiderstand des OPVs.

Aufgabe 2.3: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

Analog zu Aufgabenteil 1.4 soll die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung beim OPV untersucht werden. Dazu legen wir an den Eingang eine Sinusspannung mit einer Amplitude von $U = 0,5 V_{SS}$ und verschiedenen Frequenzen $\nu = 10 \mid 100 \mid 1k \mid 10k \mid 25k \mid 50k \mid 75k \mid 100k \text{ Hz}$ an.

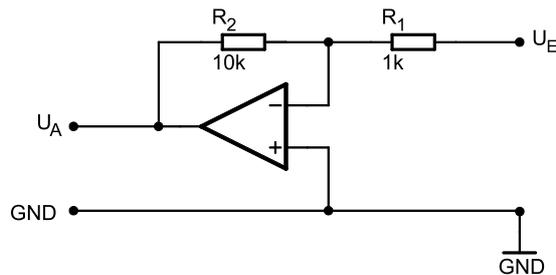
Aufgrund der Gegenkopplung erwarten wir zunächst eine konstante Verstärkung des Eingangssignals, ab einer bestimmten Grenzfrequenz sollte diese jedoch merklich einbrechen. Dies ist darin begründet, dass die eingespeisten Frequenzen im Bereich oder sogar über der Schaltfrequenz des OPVs liegen. Die Gegenkopplung hinkt daher hinterher und es kommt zur Verzerrung des Signals.

Aufgabe 3: Invertierende Grundsaltung

Im Gegensatz zur nicht-invertierenden Grundsaltung aus Aufgabe 2, liegt bei der invertierenden Grundsaltung das Eingangssignal am invertierenden Anschluss des OPV an. Der positive Eingang liegt auf Masse. Die Rückkopplung erfolgt jedoch ebenfalls über den invertierenden Eingang. Nach der ersten goldenen Regel wird der OPV den Ausgang immer so nachregeln, dass der invertierende Eingang ebenfalls auf Masse liegt, sodass die Spannungsdifferenz der Eingänge gegen Null geht. Dies bezeichnet man auch als "virtuelle Masse".

Aufgabe 3.1: Invertierender Verstärker

Zunächst der Schaltplan, nach welchem wir den invertierenden Verstärker aufbauen werden.



Anhand dieses Schaltplans können wir wieder die theoretische Verstärkung des OPVs herleiten. Es wurde bereits gezeigt, dass der negative Eingang U_N auf Masse liegen muss. Gleichzeitig liefert die zweite goldene Regel, dass der Eingangswiderstand des OPVs unendlich groß ist, daher fällt die gesamte Spannung U_E am Widerstand R_1 ab. Der Strom durch R_1 entspricht daher auch dem Strom durch R_2 . Die Ströme I_E und I_A durch Ein- und Ausgang werden so normiert, dass die Stromrichtung immer vom positiven Potential zur gemeinsamen Masse zeigt. So ergibt sich

$$I_E = -I_A$$

Aus diesen Voraussetzungen ergibt sich letztendlich durch Einsetzen und Umformen die Spannungsverstärkung v_U

$$U_A = R_2 I_A = -R_2 I_E = -\frac{R_2}{R_1} U_E = v_U U_E$$

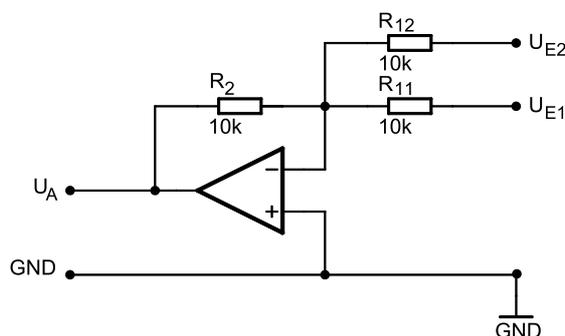
Durch Einsetzen der Werte der verwendeten Widerstände $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ergibt sich die Verstärkung zu

$$v_U = -\frac{R_2}{R_1} = -10$$

Wir werden die Schaltung entsprechend obigem Plan aufbauen und die tatsächliche Verstärkung messen.

Aufgabe 3.2: Addierer

Nun wollen wir die Schaltung des invertierenden Verstärkers erweitern, sodass mit ihm zwei Eingangssignale U_{E1} und U_{E2} addiert werden und das Ergebnis am Ausgang abgegriffen werden kann. Die entsprechend modifizierte Schaltung ist folgendermaßen aufgebaut



Mit Hilfe der Eingangswiderstände R_{1i} lassen sich die Eingangsspannungen gewichten. Im Beispiel des Schaltplans sind zunächst beide Eingänge gleich gewichtet.

Die Rechnung ähnelt wieder der des normalen invertierenden Verstärkers aus dem vorigen Aufgabenteil. Die Summe der Ströme durch die Eingangswiderstände muss gleich dem Strom durch den Widerstand

R_2 sein.

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

Da alle Widerstände gleich groß gewählt wurden, vereinfacht sich die Rechnung zu

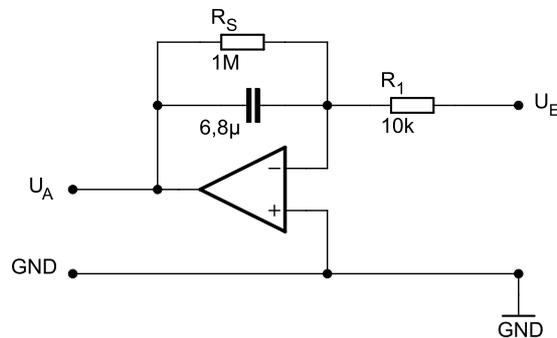
$$U_A = -(U_{E1} + U_{E2})$$

Betrachtet man dieses Ergebnis, fällt einem auf, dass zwar die Summe berechnet wird, das Ergebnis jedoch mit negativem Vorzeichen ausgegeben wird. Dennoch wird diese Schaltung im Allgemeinen als Addierer bezeichnet.

Im Versuch werden wir die zunächst die Schaltung aufbauen und diese dann an einem Eingang mit verschiedenen Eingangsspannungen wie einer Dreieck-, Sinus- oder Rechteckspannung bis $\nu = 1$ kHz betreiben. Den anderen Eingang verbinden wir mit einem regelbarem Potentiometer, welches uns ein Gleichspannungssignal zur Verfügung stellt. Am Ausgang sollten wir dann das negierte addierte Signal beobachten können. Der Eingang des Oszilloskops muss dabei auf "DC-Kopplung" eingestellt werden, damit die Gleichspannung korrekt dargestellt wird.

Aufgabe 3.3: Integrierer

Um einen Integrierer zu realisieren, wird nicht wie beim invertierenden Verstärker über einen Widerstand rückgekoppelt, sondern über einen Kondensator. Durch seine zeitliche Abhängigkeit können wir die Schaltung zum integrieren nutzen. Zunächst der entsprechende Schaltplan:



Anhand des Schaltbildes kann die Integrierfunktion hergeleitet werden. Die gespeicherte Ladung des Kondensators ist proportional zu seiner Kapazität und der anliegenden Spannung.

$$Q = CU_A \Rightarrow U_A = \frac{Q}{C}$$

Die Ladung auf dem Kondensator ist ebenfalls definiert über das zeitliche Integral des Stromes

$$Q = \int_0^t I(t)dt + Q_0$$

wobei Q_0 die zu Beginn bereits auf dem Kondensator befindliche Ladung sei. Der Strom $I(t)$ entspricht genau dem Strom I_A . Wie zuvor auch, gilt weiterhin

$$I = I_E = -I_A = -\frac{U_E}{R_1}$$

So erhalten wir schließlich für die Ausgangsspannung U_A

$$U_A = -\frac{1}{CR_1} \left(\int_0^t U_E(t) dt + U_A(0) \right)$$

Das Ausgangssignal entspricht also der negativen Integration des Eingangssignals.

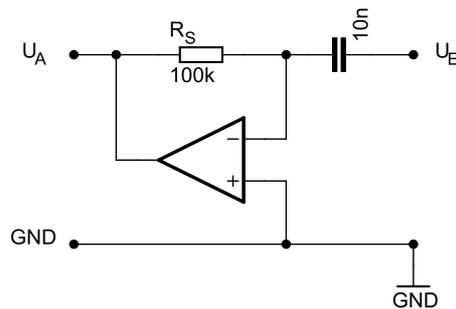
In der Rechnung wurde der Widerstand R_S nicht berücksichtigt, da er unter idealen Bedingungen nicht zum Tragen kommt. In der Praxis wird er jedoch manchmal benötigt, falls das anliegende Eingangssignal nicht perfekt um den Nullpunkt schwingt. Der Kondensator würde sich immer weiter aufladen und so das Ergebnis verfälschen. Durch den Widerstand ist die Möglichkeit der Entladung für den Kondensator gegeben.

Wir werden die Schaltung mit einem Rechteck- bzw. Dreieckssignal niedriger Frequenz ($\nu = 50 - 100$ Hz) und großer Amplitude betreiben. Das Ausgangssignal werden wir wie zuvor am Oszilloskop betrachten, welches dazu auf den Modus "AC-Kopplung" eingestellt werden muss.

Da es sich um einen Integrierer handelt, erwarten wir bei eingehendem Rechtecksignal eine Dreiecksspannung, bei eingehendem Dreieckssignal aneinandergesetzte Parabelbögen.

Aufgabe 3.4: Differenzierer

Nachdem wir bereits einen Integrierer aufbauen konnten, ist es naheliegend, das man auch einen Differenzierer realisieren kann. Dazu werden wir den Kondensator mit dem Eingangswiderstand tauschen.



Da die gesamte Eingangsspannung nun am Kondensator abfällt, gilt für die auf ihm gespeicherte Ladung

$$Q = CU_E \Rightarrow \dot{Q} = I_E = C \frac{dU_E}{dt}$$

Außerdem entspricht die zeitliche Änderung der Ladung genau dem Strom am Eingang, bzw. dem negativen Strom am Ausgang. So erhalten wir

$$U_A = I_A R_S = -I_E R_S = -R_S C \frac{dU_E}{dt}$$

Man kann direkt erkennen, dass die Ausgangsspannung proportional zur negativen zeitlichen Ableitung der Eingangsspannung ist.

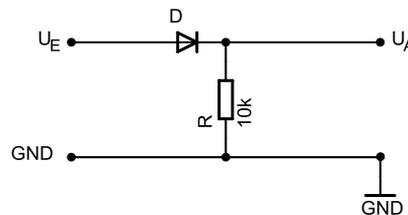
Wieder verwenden wir Rechteck- sowie Dreiecksspannung mit Frequenzen von $\nu = 50 - 500$ Hz als Eingangssignal und betrachten den Ausgang am Oszilloskop. Liegt am Eingang ein Dreieckssignal an, erwarten wir am Ausgang ein Rechtecksignal. Liegt andererseits das Rechtecksignal an, erwarten wir Effekte an den Sprungstellen der Spannung.

Aufgabe 4: Komplexere Schaltungen mit Operationsverstärkern

Aufgabe 4.1: Der ideale Einweggleichrichter

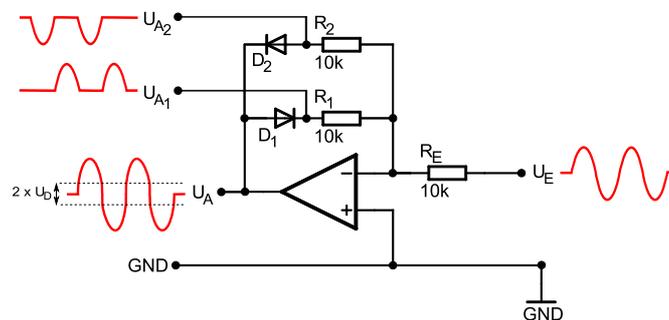
Die grundlegende Funktion eines Einweggleichrichters liegt darin, bei anliegendem bipolarem Signal nur die Anteile eines bestimmten Vorzeichens passieren zu lassen.

Ein einfacher Einweggleichrichter ließe sich auch mit einem Widerstand und einer Diode realisieren.



Allerdings besitzt jede Diode eine Diodenknickspannung, die im Bereich von 0,3 V bis 0,7 V liegt. Würde man beispielsweise ein Sinussignal durch so einen Einweggleichrichter schicken, würde nicht nur eine Halbwelle abgeschnitten werden, sondern zusätzlich noch die Diodenknickspannung abgezogen werden.

Um dieses Problem zu Umgehen, kann man einen idealen Einweggleichrichter mit einem OPV realisieren. Das erfolgt entsprechend diesem Schaltbild:



Als Grundschaltung erkennen wir hier den invertierenden Verstärker. Die Rückkopplung erfolgt allerdings über zwei verschiedene Wege, bei denen jeweils eine Diode in unterschiedlicher Richtung eingebaut ist. So erhalten wir auf den Ausgängen U_{A1} und U_{A2} jeweils die eine Halbwelle einer eigentlich am Eingang anliegenden Sinuswelle.

Trotz der hier eingebauten Dioden, ist das Ausgangssignal nicht um die Diodenknickspannung verringert. Dies liegt daran, dass der OPV die Ausgangsspannung leicht verstärkt. Im Folgenden gilt $R_1 = R_2 = R_E$

$$U_A = (R_D + R_1) I_A = (R_D + R_1) \frac{U_E}{R_E} = \frac{R_D}{R_E} U_E + U_E$$

An der Diode fällt die Spannung U_D ab, für welche gilt

$$U_D = I_A R_D = R_D \frac{U_E}{R_E}$$

Vergleicht man nun U_A mit U_D , stellt man fest, dass U_D genau der Verstärkung des Signals an U_A entspricht. Greift man also die Spannungen U_{A1} und U_{A2} direkt hinter dem Widerstand ab, so erhält man

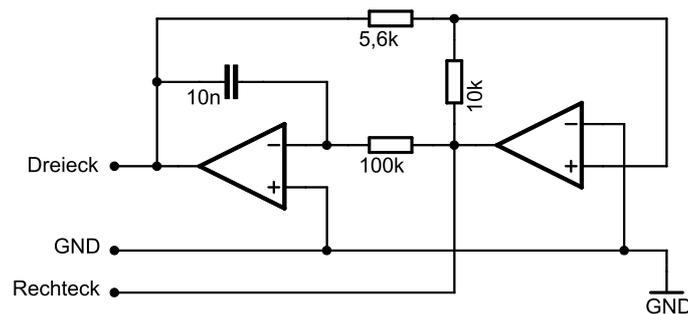
das korrekte Signal, welches allerdings invertiert ist.

Ein solcher idealer Gleichrichter findet seine Verwendung zum Beispiel in Netzgeräten, welche aus der Wechselspannung des Stromnetzes Gleichspannung für Haushaltsgeräte erzeugen.

Wir werden den einfachen Einweggleichrichter mit dem idealen Gleichrichter bei verschiedenen Eingangssignalen mit $\nu < 1$ kHz vergleichen.

Aufgabe 4.2: Generator für Dreieck- und Rechteckspannung

Durch entsprechende Verknüpfung von zwei OPV mit Widerständen und einem Kondensator, lässt sich ein Generator aufbauen, der bei anliegender Gleichspannung gleichzeitig einen Ausgang mit Rechteckspannung und einen Ausgang mit Dreieckspannung betreibt.



Im Wesentlichen werden zwei OPVs hintereinander geschaltet, wobei der linke als Integrierer arbeitet und der rechte als sogenannter Schmitt-Trigger.

Der Schmitt-Trigger arbeitet als Komparator zwischen seinen beiden Eingangssignalen. Je nachdem welches der beiden Signale überwiegt, gibt dieser $+15$ V oder -15 V aus. Dies liegt daran, dass die Differenzspannung der beiden Eingänge wegen des $5,6$ k Ω Widerstandes nie Null ist und er so mit maximaler Verstärkung, welche durch die anliegende Netzspannung von 15 V begrenzt ist, arbeitet. Die am Ausgang des Schmitt-Triggers anliegende Spannung lädt den Kondensator des Integrierers auf. Dieser Kondensator ist gemeinsam mit dem Ausgang des Triggers wieder mit seinem nicht-invertierendem Eingang gekoppelt. Ist nach einer gewissen Zeit der Kondensator vollständig aufgeladen, so kippt der Schmitt-Trigger und gibt ein invertiertes Signal aus, wodurch sich der Kondensator nun entgegengesetzt auflädt und sich der Vorgang wiederholt. Am Ausgang des rechten OPVs kann daher ein Rechtecksignal abgegriffen werden.

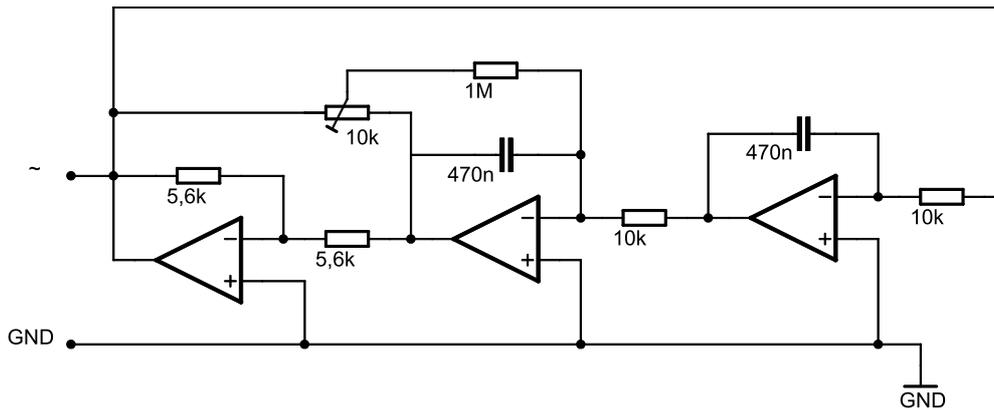
Da dieses Rechtecksignal gleichzeitig als Eingangssignal eines Integrierers dient, kann an diesem ein Dreiecksignal angegriffen werden. Das zugrundeliegende Prinzip wurde bereits in Aufgabe 3.3 erläutert.

Aufgabe 4.3: Programmierte DGL 2. Ordnung

Als abschließender Versuch soll eine lineare homogene DGL 2. Ordnung mit Hilfe von OPVn simuliert werden. Die DGL ist gegeben durch

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

Dazu bauen wir die Schaltung entsprechend untenstehendem Plan auf.



Die DGL wird als eine Art Kreisschluss simuliert. Dabei wird an \ddot{x} die Summe aus dem ersten Integral \dot{x} und dem zweiten Integral x mit entsprechenden Vorfaktoren zurückgeführt.

In der Schaltung ist \ddot{x} der Eingang ganz rechts, gefolgt von einem Integrierer, der quasi $-\dot{x}$ erzeugt. Dieses Signal ist das neue Eingangssignal des zweiten Integrierers und gleichzeitig über ein Potentiometer mit seiner Rückkopplung verbunden. Über das Potentiometer können wir den Dämpfungsfaktor β des \dot{x} variieren. Der zweite Integrierer liefert schließlich noch das übrige x am Ausgang. Da dieses Signal wieder positiv ist, jedoch ein negatives Signal benötigt wird, nutzen wir einen dritten OPV mit einer Verstärkung von -1 um das Signal umzupolen. Dieses Ausgangssignal wird an die Rückkopplung des ersten Integrierers angeschlossen, welche gleichzeitig am Oszilloskop beobachtet wird.

Durch Variation des Dämpfungsfaktors β können wir nun die drei möglichen Fälle, Schwingfall, Kriechfall und aperiodischer Grenzfall, betrachten.

Quellenverzeichnis

Schaltsymbol OPV

https://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Datei:Comparator_symbol.svg, abgerufen am 26.05.2012

Eichler, Kronfeldt, Sahn: Das neue physikalische Grundpraktikum

Sämtliche Schaltpläne

Vorbereitungsmappe

Physikalisches Anfängerpraktikum P2

**Versuch:
P2-59,60,61
Operationsverstärker**

Auswertung

von

Georg Fleig (georg@leech.it)
Marcel Krause (mrrrc@leech.it)

Gruppe: Di-11

Datum der Versuchsdurchführung:
29.05.12

Aufgabe 1: Emitterschaltung eines Transistors

Im ersten Aufgabenteil haben wir uns zunächst mit der Emitterschaltung eines Transistors sowie deren Eigenschaften beschäftigt. Dabei haben wir insbesondere die Verstärkung des Transistors sowie dessen Verhalten bei verschiedenen Frequenzen des Eingangssignals untersucht.

Aufgabe 1.1: Einstufiger gleichstromgegekoppelter Transistorverstärker

Wir haben zunächst den einstufigen, gleichstromgegekoppelten Transistorverstärker so aufgebaut, wie es dem Schaltplan in der Vorbereitung entnommen werden konnte. Da uns keine Kondensatoren mit $C = 5,0 \mu\text{F}$ zur Verfügung standen, haben wir stattdessen in Absprache mit unserer Betreuerin Kondensatoren mit $C = 4,7 \mu\text{F}$ benutzt.

Die Einzelheiten der Schaltung, insbesondere die Funktionen des Widerstands R_E und des Kondensators C_E sowie die allgemeine Funktionsweise der Gegenkopplung wurden bereits ausgiebig in der Vorbereitung diskutiert.

Wir haben zunächst kein Eingangssignal auf die Schaltung gelegt. Die Betriebsspannung von $U = 15,0 \text{ V}$ sorgt wegen dem eingebauten Spannungsteiler dennoch für ein Anheben des Arbeitspunkts auf idealerweise $U = 7,5 \text{ V}$.

Wir haben nun sowohl die Spannung U_1 zwischen Basis und Masse als auch U_2 zwischen Kollektor und Masse bestimmt, da es nach Absprache unserer Betreuerin unterschiedliche Konventionen und Betrachtungsweisen des geeigneten Arbeitspunkts gibt. Es ergaben sich bei uns die Werte

$$U_1 = 2,21 \text{ V}$$

als auch

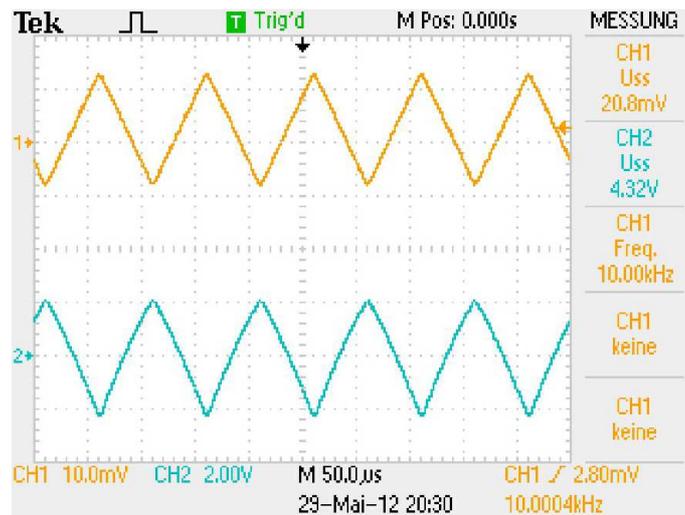
$$U_2 = 7,50 \text{ V}$$

Man erkennt schön, dass die Spannung U_2 exakt mit der oben vorhergesagten übereinstimmt. Man könnte dies als idealen Arbeitspunkt auffassen, da der Offset der Welle dann genau die halbe Betriebsspannung beträgt. Konventionsgemäß betrachtet man allerdings eher die Spannung U_1 als den Arbeitspunkt des Transistors.

Aufgabe 1.2: Bestimmen der Verstärkung

Wir haben anschließend die Verstärkung ν der Emitterschaltung bestimmt. Dazu haben wir den Funktionengenerator so eingestellt, dass er eine Dreiecksspannung der Frequenz $\nu = 10,0 \text{ kHz}$ lieferte. Wir haben uns zum Test dazu entschieden, diese Frequenz im Gegensatz zu den in der Vorbereitung angegebenen $\nu = 1,0 \text{ kHz}$ einzustellen. Das Signal haben wir dann an den Eingang der Emitterschaltung angeschlossen.

Wir haben anschließend für drei verschiedene Amplituden U_E die Ausgangsspannung U_A am Oszilloskop abgegriffen und deren Amplitude bestimmt. Auf dem Oszilloskop ergaben sich dabei stets Abbildungen, die der nachfolgend abgedruckten ähnlich waren.



Dabei haben wir U_E auf Channel 1 und U_A auf Channel 2 gelegt. Man konnte anhand der Form der in Channel 2 abgebildeten Dreiecksspannung außerdem schön erkennen, wann der Transistor übersteuert hat. Dies war nämlich immer dann der Fall, wenn das Signal von einer sauberen Dreiecksform abwich und in andere Formen überging.

Wir haben nun in Abhängigkeit von U_E drei verschiedene Ausgangsspannungen U_A gemessen und über

$$v = \frac{U_A}{U_E}$$

die Verstärkung berechnet. Dabei ist zu beachten, dass die auf dem Oszilloskop angezeigten Amplitudenwerte als Spitze-Spitze-Spannungen aufzufassen sind. Das Vorzeichen ergab sich bei uns durch Vergleich des Verlaufs der beiden Dreiecksspannungen. Nachfolgend ist unsere Messreihe abgedruckt.

U_E in V	U_A in V	v	Mittelwert v
0,0208	-4,32	-207,69	-206,20
0,0288	-5,92	-205,56	
0,0448	-9,20	-205,36	

Als Mittelwert über die drei von uns gemessenen Verstärkungen erhalten wir so:

$$v = -206,20$$

Da sich der theoretische Wert der Verstärkung, wie in der Vorbereitung bereits angemerkt, nicht mehr allzu leicht herleiten lässt, ist ein Vergleich hier nicht möglich. Wir halten die von uns ermittelte Verstärkung allerdings für realistisch.

Zur Qualität des Verstärkers lässt sich sagen, dass dieser nur in geringen Spannungsbereichen gut zu gebrauchen ist, da er sonst leicht übersteuert.

Aufgabe 1.3: Entfernen des Emittorkondensators C_E

Wir haben nun den Emittorkondensator C_E entfernt. Dadurch können wir die zuvor gleichstromgegengekoppelte Schaltung nun als stromgegengekoppelt betrachten. Wir haben also erwartet, dass der Betrag des Verstärkungsfaktors stark absinken sollte. Genauer haben wir in der Vorbereitung hergeleitet, dass für die Verstärkung gilt:

$$v_{\text{theor}} \approx -4,7$$

Analog zu Aufgabe 1.2 haben wir nun wieder ein Dreieckssignal der Frequenz $\nu = 10,0 \text{ kHz}$ als Eingangsspannung U_E benutzt und die Ausgangsspannung U_A gemessen. Insgesamt haben wir drei Messreihen aufgenommen, die nachfolgend abgedruckt sind.

U_E in V	U_A in V	v	Mittelwert v
0,02	-0,11	-4,74	-4,47
0,80	-3,32	-4,15	
1,40	-6,32	-4,51	

Als Mittelwert der Verstärkung erhalten wir hier nun:

$$v_{\text{mess}} = -4,47$$

Die gemessene Verstärkung weicht leicht von der vorhergesagten ab. Dies liegt zunächst einmal daran, dass jedes Bauteil, welches wir in den Schaltungen verwenden, gewissen Schwankungen bezüglich ihrer Größen unterworfen ist. Dies gilt insbesondere für die Widerstände, über welche die theoretische Verstärkung bestimmt wird.

Außerdem ist die Amplitudenmessung über das Oszilloskop nicht unbedingt exakt, hier könnten sich systematische Fehler ergeben, die das Ergebnis verfälschen. Nicht zuletzt haben wir bei der Herleitung der theoretischen Verstärkung diverse Näherungen angestellt, sodass der bestimmte Wert v_{theor} durchaus nur als Richtwert gelten dürfte.

Aufgabe 1.4: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

Als abschließende Aufgabe haben wir die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung der Emitterschaltung bestimmt. Dabei haben wir zwischen der stromgegekoppelten und gleichstromgegekoppelten unterschieden.

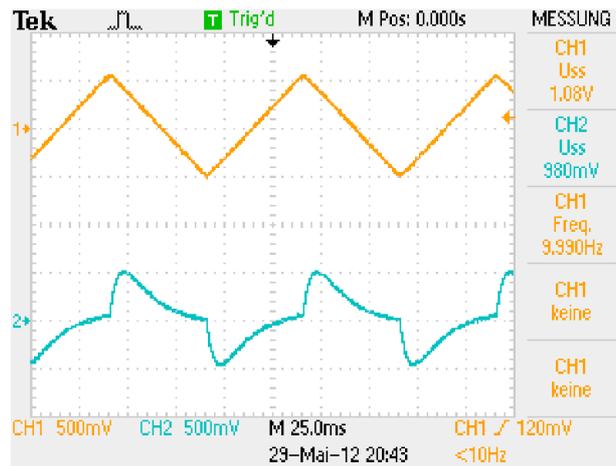
Wir haben am Funktionengenerator Dreiecksspannungen unterschiedlichster Frequenzen im Bereich $\nu \in [10 \text{ Hz}, 100 \text{ kHz}]$ eingestellt und die Eingangsspannung U_E geeignet eingestellt. Anschließend haben wir mit Hilfe des Oszilloskops wieder die Ausgangsspannung U_A bestimmt.

Nachfolgend sind unsere Messwerte zunächst für die stromgegekoppelte Schaltung dargestellt. Wir haben hier lediglich den Betrag der einzelnen Spannungen aufgenommen. Da die Verstärkung eigentlich invertierend wirkt, ergibt sich noch ein Vorzeichenwechsel, der in dieser Diskussion jedoch vernachlässigt wird.

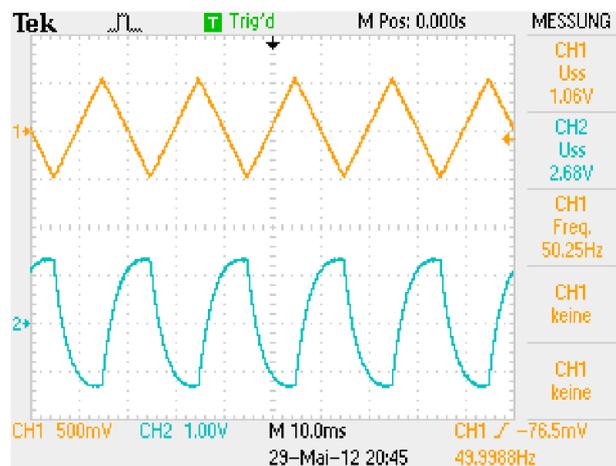
Wir haben zusätzlich in der Tabelle außerdem den Logarithmus der Frequenz gebildet sowie die Verstärkung v direkt eingetragen. Diese werden später benötigt, um eine grafische Auswertung anzufertigen.

Stromgegekoppelt				
ν in Hz	$\ln(\nu)$	U_E in V	U_A in V	v
10	2,30	1,08	0,98	0,91
25	3,22	1,06	1,72	1,62
50	3,91	1,06	2,68	2,53
100	4,61	1,04	3,92	3,77
500	6,21	1,02	4,48	4,39
1000	6,91	1,04	4,56	4,38
5000	8,52	1,08	4,56	4,22
10000	9,21	1,06	4,72	4,45
50000	10,82	1,06	4,64	4,38
100000	11,51	1,06	4,64	4,38

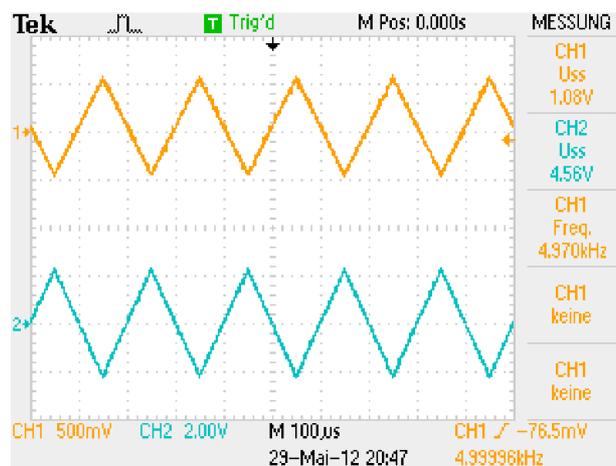
Wir haben außerdem zu drei verschiedenen Messwerten ein Bild der aktuellen Aufnahme des Oszilloskops gemacht, um Aussagen über das Verstärkungsverhalten machen zu können.



Das erste Bild ist der Frequenz $\nu = 10,0 \text{ Hz}$ zugeordnet. Man erkennt schön, wie das Eingangssignal exponentielle Dämpfungen durch die Kondensatoren C_1 und C_2 erfährt. Diese wirken in der Schaltung wie ein Hochpass, daher werden Signale niedriger Frequenzen kaum verstärkt.

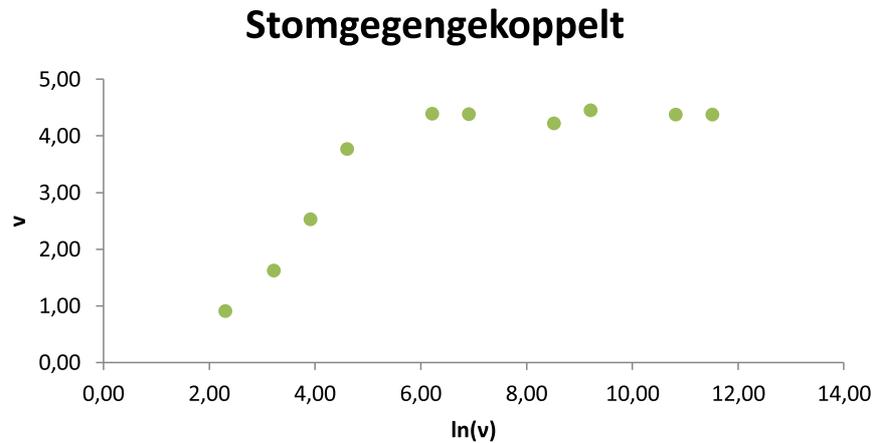


Das zweite Bild ist der Frequenz $\nu = 50,0 \text{ Hz}$ zugehörig. Die Dämpfung durch den Hochpass ist noch zu sehen, allerdings ist diese im Vergleich zu vorhin deutlich abgeschwächt.



Das letzte Bild schließlich haben wir bei einer Frequenz von $\nu = 5,0 \text{ kHz}$ aufgenommen. Diese ist so hoch, dass sie durch die Kondensatoren keine Dämpfung mehr erfährt. Daher erhielten wir als Ausgangssignal eine deutlich sichtbare Dreiecksspannung.

Um die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung zu verdeutlichen, haben wir nun noch die Verstärkung v über den Logarithmus $\ln(\nu)$ der Frequenz aufgetragen. Dabei ergab sich das nachfolgende Schaubild.

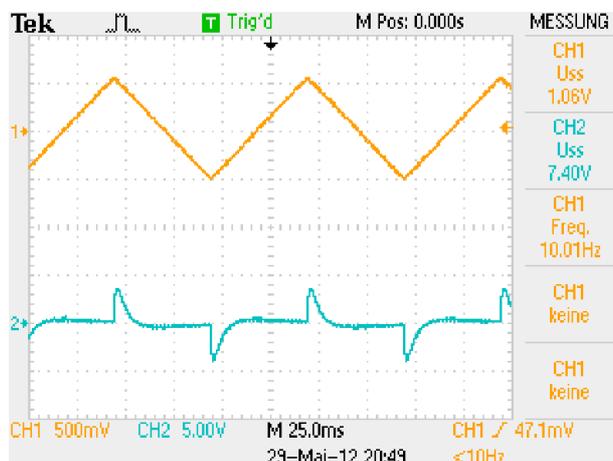


Man erkennt schön, dass die Verstärkung in den niedrigen Frequenzbereichen noch relativ niedrig ist, ab einer Frequenz von etwa $\nu = 500,0$ Hz aber gegen einen konstanten Wert strebt. Dieser Wert ist der von uns in Aufgabe 1.3 bestimmte von etwa $v \approx 4,47$.

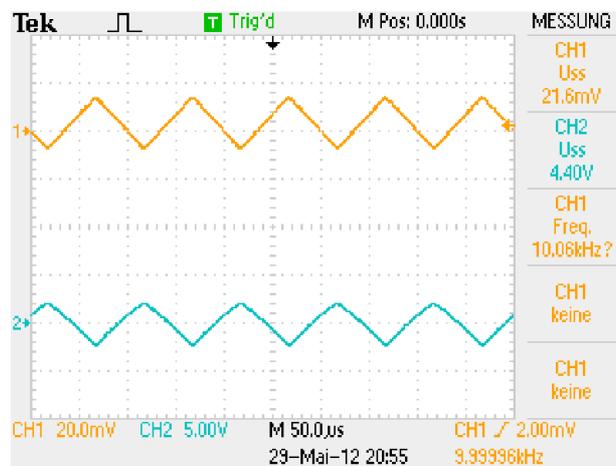
Anschließend haben wir den Kondensator C_E wieder in die Schaltung eingefügt und die Frequenzabhängigkeit der nun gleichstromgegekoppelten Schaltung untersucht. Die Aufnahme der Messwerte erfolgte analog wie zuvor und es ergaben sich die in der nachfolgenden Tabelle dargestellten Messwerte.

Gleichstromgegekoppelt				
ν in Hz	$\ln(\nu)$	U_E in mV	U_A in V	v
10	2,30	1060,00	7,40	6,98
25	3,22	480,00	8,20	17,08
50	3,91	300,00	8,80	29,33
100	4,61	300,00	12,20	40,67
500	6,21	60,00	9,20	153,33
1000	6,91	59,20	10,20	172,30
5000	8,52	45,60	9,00	197,37
10000	9,21	21,60	4,40	203,70
50000	10,82	20,80	4,40	211,54
100000	11,51	20,80	4,20	201,92

Auch hier haben wir Bilder zu verschiedenen Frequenzen gemacht, um das Verstärkungsverhalten der Schaltung zu diskutieren.

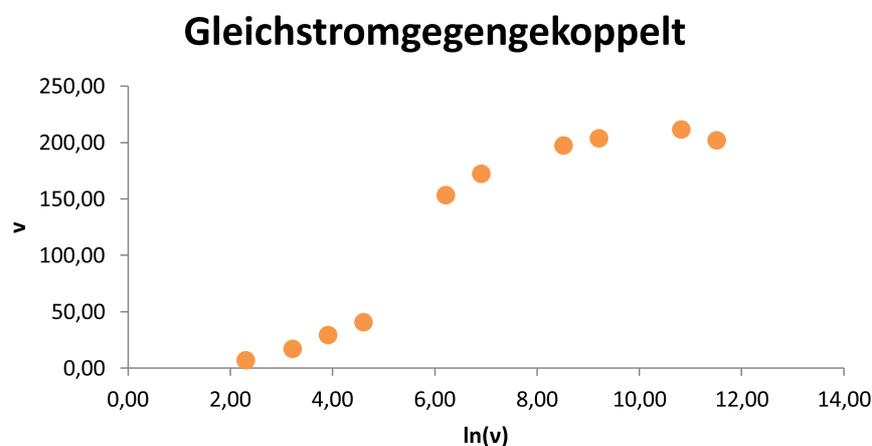


Auch hier ist das erste Bild der Frequenz $\nu = 10,0 \text{ Hz}$ zugeordnet. Man erkennt die starke Dämpfung des Signals sowie die Hochpasswirkung der Schaltung sehr gut. Die Verstärkung in diesen niedrigen Frequenzbereichen ist also sehr gering.



Das zweite Bild ist der Frequenz $\nu = 10,0 \text{ kHz}$ zugehörig. Diese Frequenz ist nun hoch genug, um der Dämpfung durch den Hochpass zu entgehen. Da die Schaltung nun außerdem gleichstromgegekoppelt ist, die Wechselstromanteile also nicht mehr zur Gegenkopplung beitragen, steigt die Verstärkung außerdem stark an.

Auch hier haben wir noch die Verstärkung ν über den Logarithmus $\ln(\nu)$ der Frequenz aufgetragen. Es ergab sich hier nun das nachfolgende Schaubild.



Man erkennt wieder schön die Hochpass-Wirkung in den niedrigen Frequenzbereichen bis hin zu einer Frequenz von etwa $\nu = 500,0 \text{ Hz}$, ab der die Verstärkung stets ansteigt. Im Bereich der höchsten Frequenz erkennen wir ein erneutes Absinken der Verstärkung.

Eine Begründung, die diesen Effekt erklären würde, haben wir weder in der Vorbereitungshilfe noch in der einschlägigen Literatur vorgefunden. Wir vermuten daher, dass der Transistor in Emitterschaltung für derart hohe Frequenzen nicht mehr geeignet ist.

Aufgabe 2: Grundschtaltung eines Operationsverstärkers

Aufgabe 2.1: Nichtinvertierender Verstärker

Wir sollten uns zunächst mit der nichtinvertierenden Grundschtaltung eines OPVs beschäftigen. Nichtinvertierend bedeutet in diesem Fall, dass die Gegenkopplung über den invertierten Eingang des OPV erfolgt und das Eingangssignal am positiven Eingang anliegt. Nachdem wir die Schaltung aufgebaut hatten, legten wir eine Dreiecksspannung mit $\nu = 1 \text{ kHz}$ an. Am Oszilloskop beobachteten wir Eingangssowie Ausgangssignal und maßen die zugehörigen Spannungen. Dies erfolgte für drei verschiedene Eingangsspannungen. Über das Verhältnis

$$v = \frac{U_A}{U_E}$$

konnten wir schließlich die Spannungsverstärkung v bestimmen. Im Folgenden sind die Messwerte, sowie die Verstärkungen und ihr Mittelwert dargestellt.

U_E in V	U_A in V	v	Mittelwert v
0,332	3,76	11,33	11,14
0,576	6,40	11,11	
0,820	9,00	10,98	

Als Verstärkung erhalten wir experimentell einen Wert von

$$v_{\text{exp}} = 11,14$$

In der Vorbereitung haben wir bereits hergeleitet, dass sich die theoretische Verstärkung zu

$$v_{\text{theo}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{10 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 11$$

ergibt. Unser gemessener Wert weicht nur um 1,2% vom theoretischen Wert ab. Theorie und Praxis scheinen also gut miteinander übereinzustimmen.

Aufgabe 2.2: Eingangswiderstand und Ausgangswiderstand

Die goldenen Regeln für OPV besagen, dass der Eingangswiderstand unendlich groß sein soll, wohingegen der Ausgangswiderstand gegen Null strebt. Wir sollten in dieser Teilaufgabe nachprüfen, ob der von uns verwendete OPV diesen Anforderungen gerecht wird.

Dazu bestimmten wir zunächst den Eingangswiderstand R_X , indem wir einen Widerstand $R_M = 1 \text{ M}\Omega$ in Reihe schalteten. Nach der Vorbereitung ergibt sich so der gesuchte Eingangswiderstand zu

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

Die Spannung $U_E = 1,02 \text{ V}$, sowie die am Widerstand abfallende Spannung $U_M = 0,524 \text{ V}$ haben wir mit dem Oszilloskop bestimmt. Daraus ergibt sich nach obiger Formel für den Eingangswiderstand

$$R_X = 0,947 \text{ M}\Omega$$

Dieser offensichtlich hohe Wert entspricht den goldenen Regeln.

Schließlich galt es noch den Ausgangswiderstand des OPVs zu bestimmen. Dazu schalteten wir ein Potentiometer in Reihe mit dem OPV und wählten die Eingangsspannung so, dass $U_A = 1\text{ V}$ betrug. Durch schrittweises Erhöhen des Widerstandes R_P des Potentiometers, konnten wir nach einer Weile plötzlich einen Einbruch der Ausgangsspannung beobachten. Als die bei etwa der Hälfte ihres ursprünglichen Wertes angekommen war, stoppten wir die Erhöhung von R_P . Mit Hilfe eines Multimeters konnten wir anschließend den aktuellen Widerstand des Potentiometers als

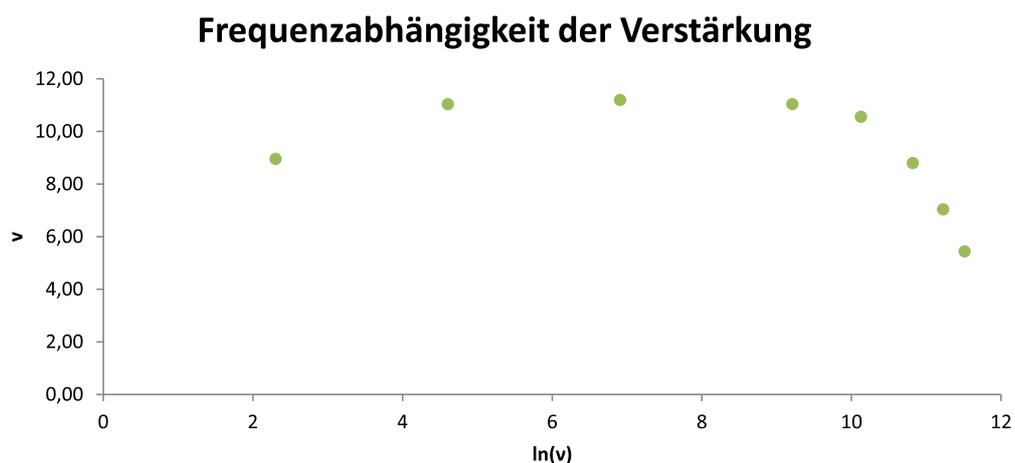
$$R_P = 84,5\ \Omega$$

bestimmen. Dieser Wert entspricht in etwa dem Ausgangswiderstand des OPVs. Im Vergleich zum Eingangswiderstand kann dieser als sehr klein angenommen werden und folgt daher auch den goldenen Regeln.

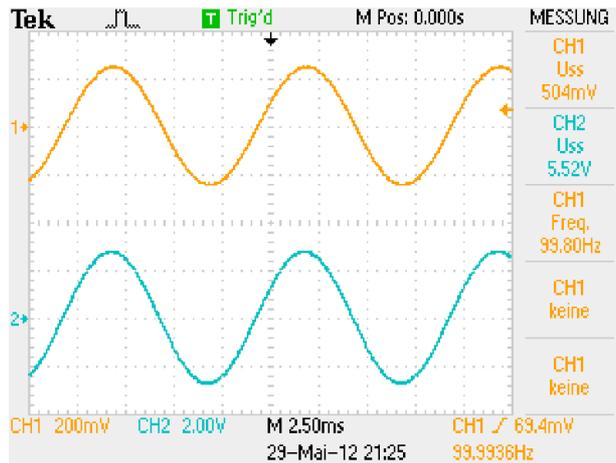
Aufgabe 2.3: Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

Analog zu Aufgabenteil 1.4 sollten wir die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung beim OPV überprüfen. Wir wählten wieder den Aufbau wie in Aufgabenteil 2.1 und legten an den Eingang Sinusspannungen mit verschiedenen Frequenzen und der Amplitude $U = 0,5\text{ V}_{SS}$ an. Am Oszilloskop betrachteten wir wieder gleichzeitig Eingangs- und Ausgangsspannung und konnten so auf die Verstärkung v schließen. Nachstehend sind die Messwerte aufgelistet und in einem Schaubild dargestellt. Dort wurde die Frequenz logarithmisch aufgetragen, damit die Entwicklung der Verstärkung besser sichtbar wird.

ν in Hz	$\ln(\nu)$	U_A in V	v
10	2,303	4,48	8,96
100	4,605	5,52	11,04
1000	6,908	5,60	11,20
10000	9,210	5,52	11,04
25000	10,127	5,28	10,56
50000	10,820	4,40	8,80
75000	11,225	3,52	7,04
100000	11,513	2,72	5,44



Es ist deutlich zu erkennen, dass im Bereich von $\nu = 100\text{ Hz}$ bis $\nu = 25\text{ kHz}$ die Verstärkung relativ konstant ist. Als Beispiel dazu haben wir hier eine unverfälschte, verstärkte Sinuswelle bei einer Frequenz von $\nu = 100\text{ Hz}$. Die obere Kurve entspricht dem Eingangssignal, die untere dem Ausgangssignal.



Bei Frequenzen über $\nu = 25 \text{ kHz}$ brach der Wert der Verstärkung deutlich ein und das Ausgangssignal wurde leicht verzerrt. In der Vorbereitung wurde bereits die Schaltzeit des OPVs als möglicher Grund hierfür erwähnt.

Aufgabe 3: Invertierende Grundschaltung

In dem nächsten Aufgabenblock haben wir uns mit der invertierenden Grundschaltung und deren Anwendungsmöglichkeiten beschäftigt. Invertierend heißt hier, dass die Phase des Eingangss- sowie des Ausgangssignals um π phasenverschoben sind.

Aufgabe 3.1: Invertierender Verstärker

Zunächst haben wir den invertierenden Verstärker betrachtet und diesen wie in der Vorbereitung beschrieben aufgebaut. Als theoretische Verstärkung haben wir dort den Wert

$$v_{\text{theor}} = -\frac{R_2}{R_1} = -10$$

mit den von uns verwendeten Widerständen $R_1 = 1,0 \text{ k}\Omega$ sowie $R_2 = 10,0 \text{ k}\Omega$ hergeleitet. Dies haben wir nun auch experimentell überprüft. Dazu haben wir als Eingangssignal eine Dreiecksspannung der Frequenz $\nu = 1,0 \text{ kHz}$ verwendet und die Ausgangsspannung U_A in Abhängigkeit von der gewählten Amplitude U_E der Eingangsspannung gemessen.

Wie zuvor handelte es sich auch hier bei den mit Hilfe des Oszilloskops aufgenommenen Amplitudenwerten um Spitze-Spitze-Spannungen. Wir haben drei Messreihen durchgeführt, welche nachfolgend abgedruckt sind.

U_E in V	U_A in V	v	Mittelwert v
0,376	-3,84	-10,21	-10,12
0,528	-5,36	-10,15	
0,960	-9,6	-10,00	

Der Mittelwert unserer gemessenen Verstärkung beträgt:

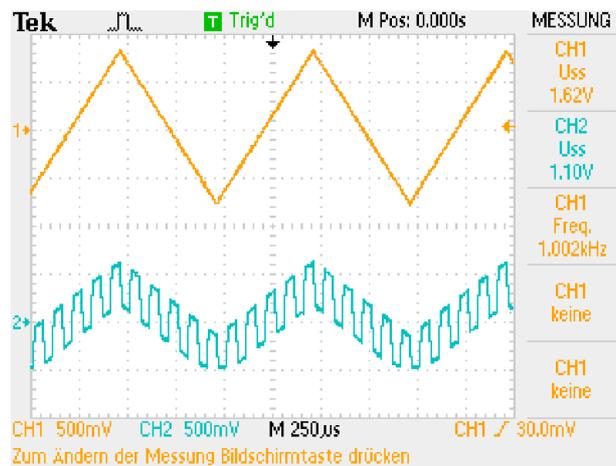
$$v_{\text{mess}} = -10,12$$

Er stimmt also gut mit den theoretischen Vorhersagen überein.

Aufgabe 3.2: Addierer

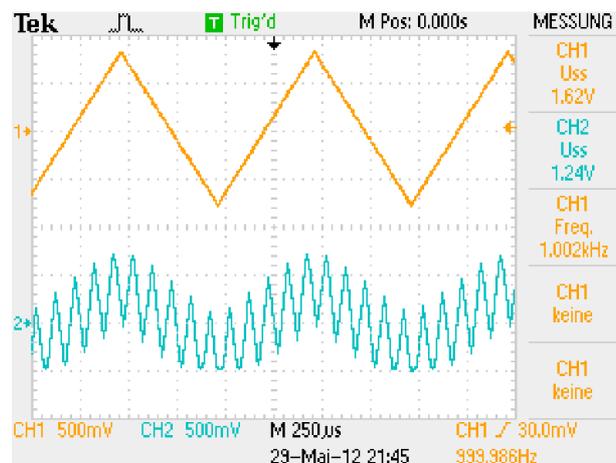
Als nächstes haben wir den invertierenden Verstärker derart erweitert, dass sich mit ihm verschiedene Eingangssignale addieren ließen. Dazu haben wir uns einen zweiten Frequenzgenerator von einer anderen Gruppe geliehen. Dadurch konnten wir verschiedenartige Signale addieren, die möglichst gut in Phase getriggert waren. Den genauen Aufbau der Schaltung kann man auch hier der Vorbereitung entnehmen.

Zunächst haben wir eine Rechteckspannung der Frequenz $\nu_1 = 10,0 \text{ kHz}$ auf eine Dreieckspannung der Frequenz $\nu_2 = 1,0 \text{ kHz}$ aufaddiert. Es ergab sich das nachfolgende Schaubild. Die Summe beider Signale ist dabei in Channel 2 dargestellt, eines der beiden Eingangssignale (in diesem Fall die Dreieckspannung) auf Channel 1.



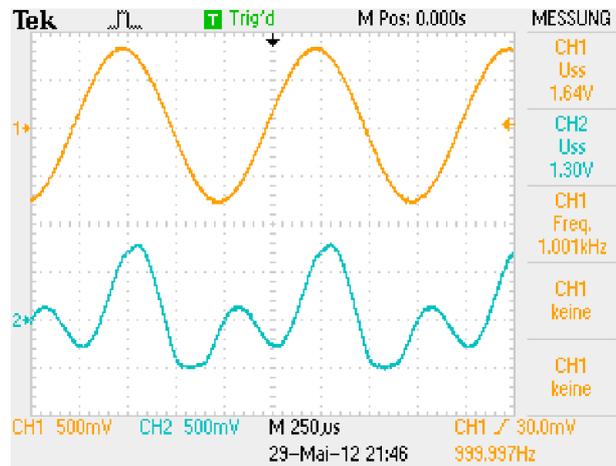
Das Bild entspricht dem, was man bei einer derartigen Addition erwarten würde. Da das Verhältnis der beiden Frequenzen 10 beträgt, finden wir auch genau zehn Perioden der Rechteckspannung in einer einzigen der Dreieckspannung wieder.

Als nächstes haben wir die Rechteckspannung ebenfalls auf eine Dreieckspannung umgestellt. Die sich so ergebende Summe ist nachfolgend dargestellt.



Auch hier entspricht das Bild unseren Erwartungen. Analog zu vorher modulieren wir nun die vorhandene Dreiecksspannung niedriger Frequenz mit der höherer Frequenz.

Zuletzt haben wir zwei Sinusspannungen der Frequenzen $\nu_1 = 1,0 \text{ kHz}$ sowie $\nu_2 = 2,0 \text{ kHz}$ addiert. Nachfolgend findet sich das Bild des Oszilloskops.



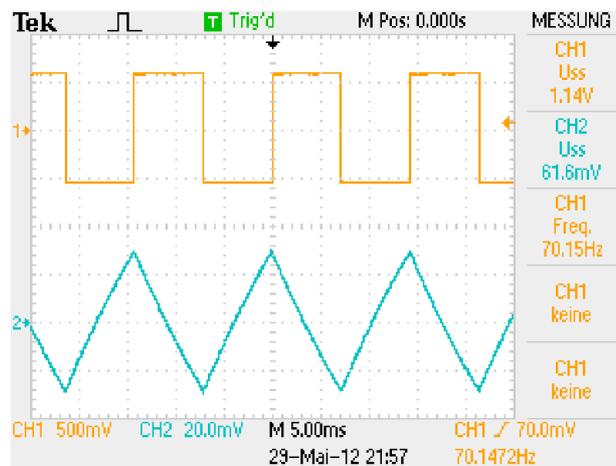
Man kann leicht mit einem geeigneten Plot-Programm nachprüfen, dass die so entstehende Summe gerade der Schwebung beider Sinussignale entspricht.

In allen drei Fällen haben sich unsere Erwartungen also bestätigt. Mit Hilfe der invertierten Grundschaltung kann man also verschiedenartige Eingangssignale addieren.

Aufgabe 3.3: Integrierer

Die Schaltung wurde von uns nun erneut wie in der Vorbereitung angegeben modifiziert, sodass wir einen Integrierer erhalten haben. Auch hier haben wir dessen Funktionsweise anhand verschiedener Signale geprüft. Dazu haben wir uns mit Hilfe des Funktionengenerators zwei verschiedene Signalformen der Frequenz $\nu = 70,0 \text{ Hz}$ erzeugt und sie mit Hilfe der von uns aufgebauten Schaltung integriert.

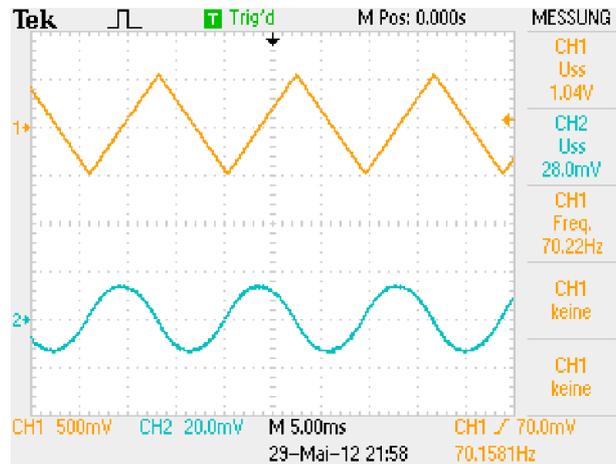
Die erste Signalform, die wir getestet haben, war eine Rechteckspannung, welche nachfolgend auf Channel 1 zu sehen ist. Deren Integral findet sich im Bild hingegen auf Channel 2.



Es lässt sich als Ausgangsspannung sehr schön eine Dreiecksspannung erkennen. Diese entspricht auch gerade dem Integral einer Rechteckfunktion. Die Umkehrpunkte der Dreiecksspannung stimmen mit den

Punkten des Vorzeichenwechsels der Rechteckspannung überein. Daher lässt sich schön erkennen, dass die Schaltung die Funktion eines Integrierers übernimmt.

Als zweite Signalform haben wir nun eine Dreieckspannung als Eingangssignal gewählt. Hier ergab sich nun das folgende Bild auf dem Oszilloskop.

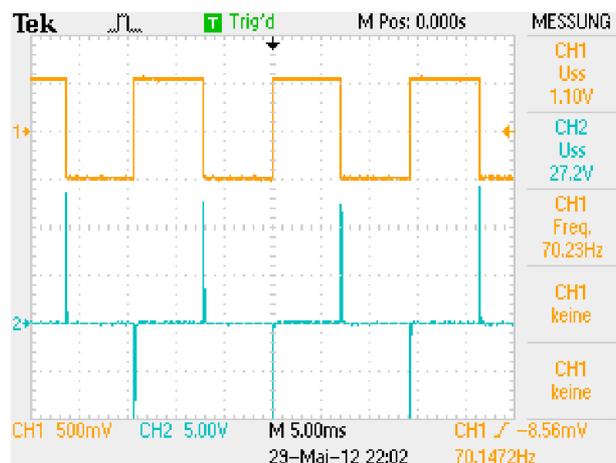


Als Ausgangsspannung lassen sich hier Parabelbögen erkennen. Dies deckt sich auch mit unseren Erwartungen, denn zu einer Funktion proportional zu $\pm x$ erwarten wir eine Stammfunktion, die proportional zu $\pm x^2$ ist. Auch hier erkennt man also schön die Funktion der invertierten Grundsaltung als Integrierer.

Aufgabe 3.4: Differenzierer

Als letzte, grundlegende Anwendungsform der invertierten Grundsaltung haben wir noch einen Differenzierer betrachtet. Auch hier wählten wir als Frequenz des Funktionsgenerators stets $\nu = 70,0 \text{ Hz}$ bei verschiedenen Signalformen. Das differenzierte Ergebnis findet sich dann nachfolgend immer in Channel 2 vor.

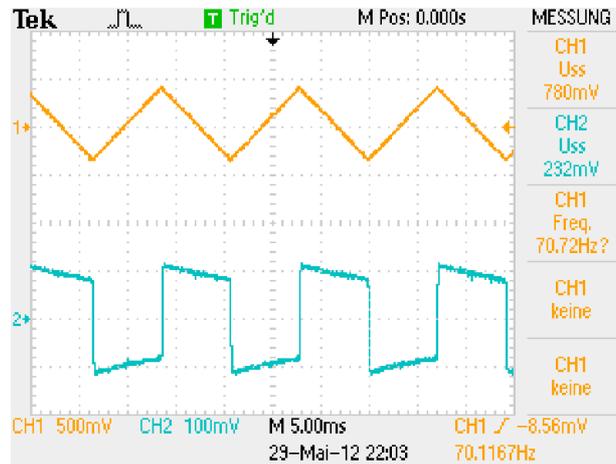
Zunächst haben wir als Eingangssignal eine Rechteckspannung gewählt. Dabei ergab sich auf dem Oszilloskop das nachfolgende Bild.



Es lassen sich sehr schön Delta-Peaks an den Stellen des Vorzeichenwechsels erkennen. Dies deckt sich auch genau mit unseren Erwartungen, denn die distributionelle Ableitung des Rechtecksignals sind gerade Delta-Distributionen. Aufgrund der Tatsache, dass die vom Generator erzeugten Rechteckspannungen

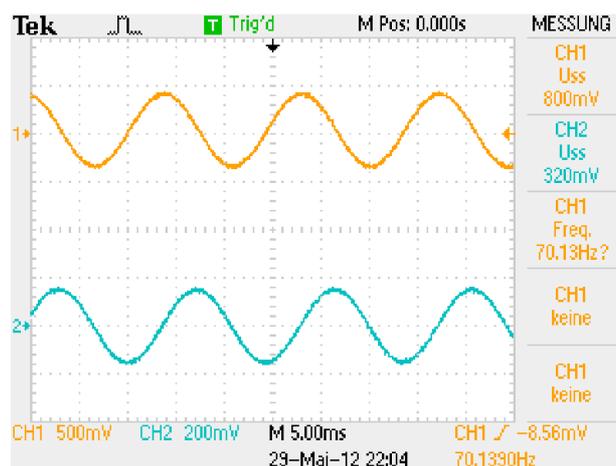
nicht perfekt verlaufen können, ergeben sich als differenziertes Signal auch nur Delta-Peaks endlicher Amplitude.

Als nächstes haben wir als Signal eine Dreiecksspannung gewählt. Da wir den umgekehrten Fall bereits in Aufgabe 3.3 betrachtet haben, erwarteten wir hier direkt eine Rechteckspannung als Ergebnis. Auf dem Oszilloskop fanden wir das nachfolgende Bild vor.



Auch hier haben sich unsere Erwartungen bestätigt. Die Tatsache, dass die Amplituden der Rechteckspannung betragsmäßig nicht konstant bleiben und abzufallen scheinen erklären wir uns zum einen mit der von uns verwendeten, relativ niedrigen Frequenz, zum anderen mit der Tatsache, dass die vom Funktionengenerator erzeugte Dreiecksspannung nicht perfekt verläuft. Dennoch sehen wir auch hier eine Bestätigung unserer Erwartungen.

Zum Abschluss dieser Aufgabe haben wir noch ein sinusförmiges Signal differenziert. Das Ergebnis ist nachfolgend dargestellt.

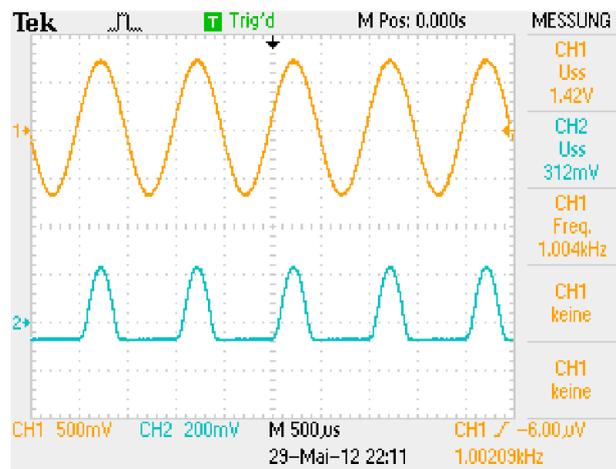


Wie man gut erkennen kann, ergibt sich hier nur ein cosinusförmiges Spannungssignal. In allen Fällen hat sich also bestätigt, dass man mit einer derartigen Schaltung mit Hilfe der invertierenden Grundsaltung Signale differenzieren kann.

Aufgabe 4: Komplexere Schaltungen mit Operationsverstärkern

Aufgabe 4.1: Der ideale Einweggleichrichter

Zunächst bauten wir den einfachen Einweggleichrichter, bestehend aus Diode und Widerstand, entsprechend dem Schaltplan aus der Vorbereitung auf. An diesem legten wir eine Sinuswechselspannung mit $U_{E,SS} = 1,42\text{ V}$ an. Am Oszilloskop betrachteten wir neben dem Eingangssignal gleichzeitig auch das Ausgangssignal. Im nachfolgenden Schaubild bezeichnet CH1 das Eingangssignal und CH2 das Ausgangssignal.



Die Ausgangsspannung lässt sich am Oszilloskop direkt mit $U_{A,SS} = 0,312\text{ V}$ ablesen.

Wie erwartet, lässt der einfache Einweggleichrichter lediglich die eine Halbwelle des Sinus passieren. Diese ist aber nicht komplett, da an der Diode erst die Diodenknicke Spannung U_D aufgebracht werden muss, damit Strom fließen kann. Daher fehlt genau diese Spannung im unteren Graphen des Bildes. Gäbe es diese Diodenknicke Spannung nicht, so müsste

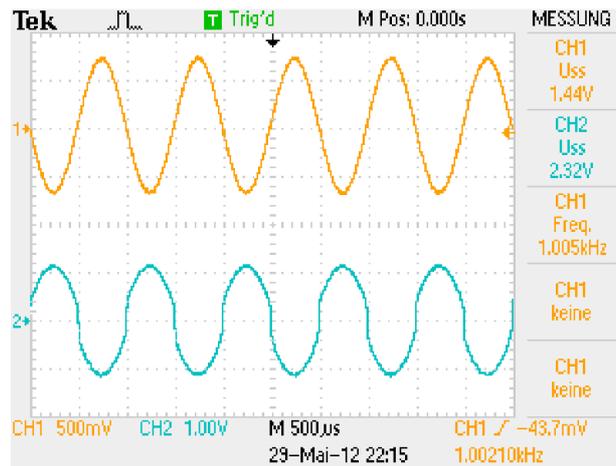
$$U_{E,SS} - 2 U_{A,SS} = 0$$

gelten. Dies ist allerdings nicht der Fall, denn wir erhalten

$$U_{E,SS} - 2 U_{A,SS} = 0,796\text{ V} = 2 U_D \quad \Rightarrow \quad U_D = 0,398\text{ V} ,$$

was uns direkt die Diodenknicke Spannung liefert. So konnten wir den negativen Effekt der Diode beim normalen Einweggleichrichter recht einfach nachweisen.

Dieses Problem umgeht ein idealer Einweggleichrichter, dessen Funktion bereits in der Vorbereitung ausgiebig diskutiert wurde. Wir bauten ihn entsprechend dem Schaltbild auf und legten an den Eingang ebenfalls ein Sinussignal an. Zunächst betrachteten wir den Ausgang U_A , welcher den beiden Halbwellen + einem bestimmten Gleichstromanteil zwischen ihnen entsprechen sollte. Dieser Gleichstromanteil beträgt dabei genau $2 U_D$, da die Schaltung entsprechend so aufgebaut wurde. Das nachfolgende Bild zeigt wieder auf CH1 die eingespeiste Sinuswelle und auf CH2 den Ausgang U_A .



Wir maßen wieder mit dem Oszilloskop eingehende und ausgehende Spannung:

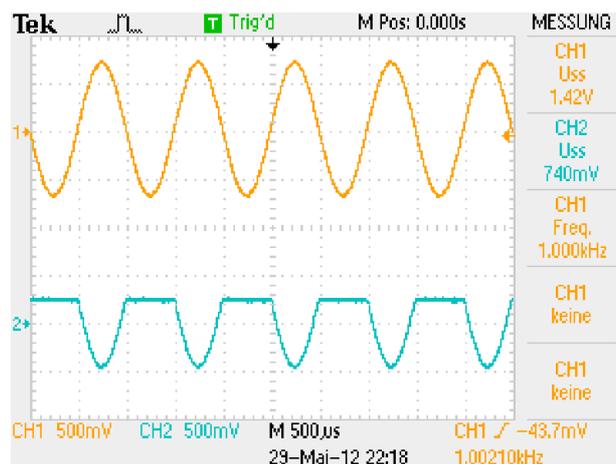
$$U_{E,SS} = 1,44 \text{ V} \quad U_{A,SS} = 2,32 \text{ V}$$

Aus diesen Werten können wir wieder die Diodenknickspannung berechnen, indem wir vom Ausgangssignal das Eingangssignal abziehen und das Ergebnis durch zwei teilen, da beide Halbwellen um U_D korrigiert wurden. So erhalten wir einen weiteren Wert der Diodenknickspannung, der sich zu

$$U_D = 0,44 \text{ V}$$

ergibt. Beide dieser Werte liegen im üblichen Bereich, welcher mit 0,3 V bis 0,7 V angegeben wird.

Durch Abgreifen der Spannung zwischen den Dioden und den Widerständen, erhielten wir jeweils die unverfälschte Halbwellen des Eingangssignals. Dieses war nun nicht mehr um die Diodenknickspannung reduziert, jedoch aufgrund des OPVs invertiert. Wir betrachteten die Spannung U_{A2} auf dem Oszilloskop (CH2).



Diese Halbwellen entsprechen der positiven Halbwellen des anliegenden Sinussignals. Die Spannungen hier ergaben sich zu

$$U_{E,SS} = 1,42 \text{ V} \quad U_{A2,SS} = 0,74 \text{ V}$$

Anhand dieser beiden Messwerte kann man schon direkt erkennen, dass nun

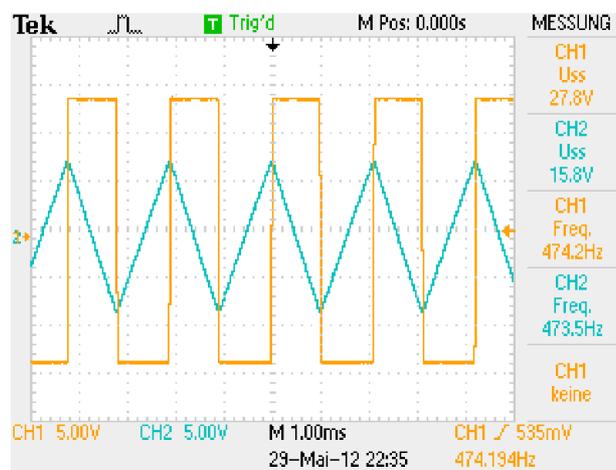
$$U_{E,SS} - 2 U_{A2,SS} = 0$$

gilt und somit der Fehler der Diodenknickspannung korrigiert wurde.

Für den Ausgang U_{A1} ergaben sich dieselben Spannungen und qualitativ dasselbe Schaubild, es war lediglich invertiert, was zu erwarten war. So konnte gezeigt werden, dass sich ein OPV wesentlich besser als Einweggleichrichter einsetzen lässt, als eine einfache Schaltung aus einem Widerstand und einer Diode.

Aufgabe 4.2: Generator für Dreieck- und Rechteckspannung

Um den Generator aufzubauen, verwendeten wir einen OPV als Schmitt-Trigger zur Erzeugung des Rechtecksignals und einen weiteren OPV als Integrierer dieses Signals, wodurch wir an ihm ein Dreiecksignal abgreifen konnten. Verbunden wurden diese beiden OPV entsprechen dem Schaltplan aus der Vorbereitung. Am Oszilloskop betrachteten wir den Ausgang des Schmitt-Triggers, sowie den Ausgang des Integrierers.



Wir erhielten ein nahezu perfektes Rechteck- sowie Dreiecksignal durch unseren Generator. Das Oszilloskop lieferte uns gleichzeitig noch die Frequenzen und Spitze-Spitze-Spannungen der Signale.

$$U_{E,SS} = 27,8 \text{ V} \quad \nu_E = 474,3 \text{ Hz}$$

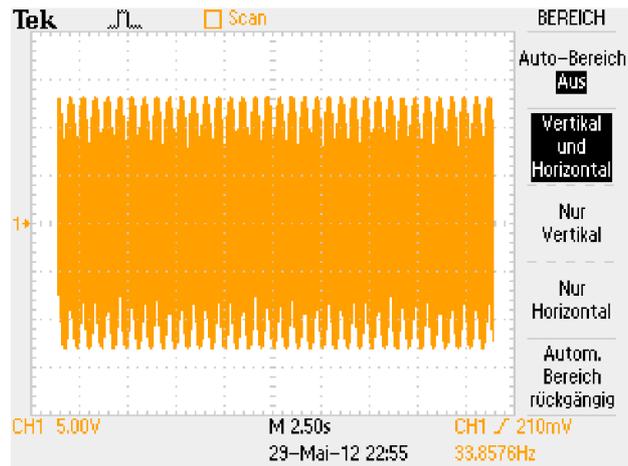
$$U_{A,SS} = 15,8 \text{ V} \quad \nu_A = 474,3 \text{ Hz}$$

Die gleiche Frequenz rührt daher, dass die OPV direkt miteinander gekoppelt sind und der Integrierer vom Ausgang des Schmitt-Triggers abhängt. Die Spannung beim Integrierer ist etwas geringer, als die Rechteckspannung. Wir vermuten, dass dies an der Dämpfung des Kondensators und des Widerstandes liegt.

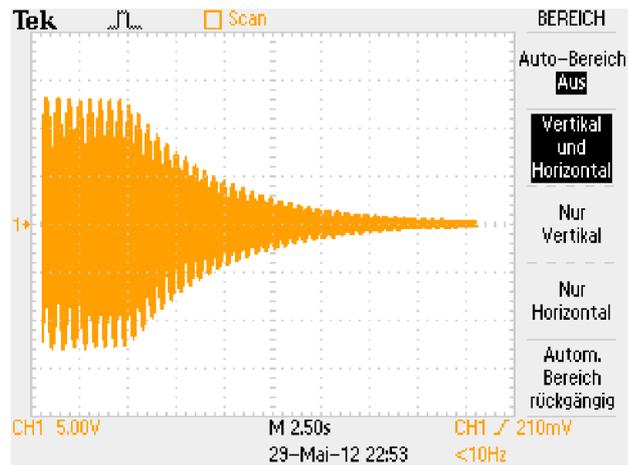
Aufgabe 4.3: Programmierte DGL 2. Ordnung

Abschließend sollte eine DGL 2. Ordnung betrachtet werden, die der eines harmonischen Oszillators entsprach. Zunächst bauten wir die Schaltung nach dem Schaltplan aus der Vorbereitung auf. Dazu mussten wir nun auch den dritten OPV des Steckbretts verwenden, um alle benötigten Elemente der DGL nachzubauen. Zwei der OPV dienen als Integrierer, der letzte als Invertierer, um ein korrektes Vorzeichen zu erhalten. Ausführlich wurde das bereits in der Vorbereitung behandelt. Das Ausgangssignal beobachteten wir wieder am Oszilloskop mit stark gestauchter x-Achse um qualitativ brauchbare Bilder zu erhalten.

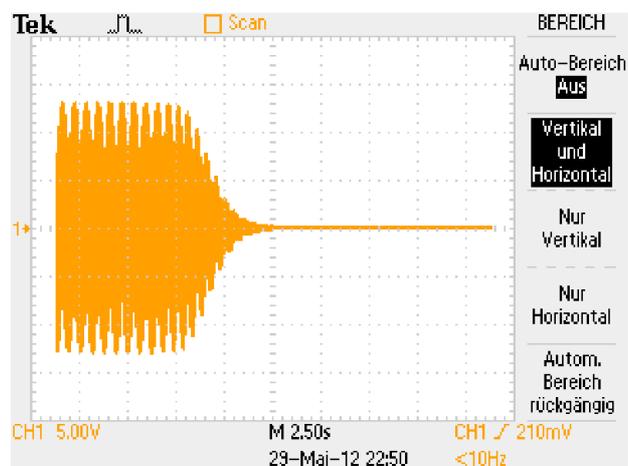
Ohne Dämpfung konnten wir untenstehendes Signal beobachten, welches sich als ungedämpfte harmonische Schwingung auffassen lässt.



Durch das Verändern des Widerstandes am Potentiometer konnten wir den Dämpfungsfaktor β langsam erhöhen. Zunächst betrachteten wir einen Durchlauf bei geringer Dämpfung. Gut zu sehen ist der langsame Abfall der Einhüllenden.



Bei einer deutlich höheren Dämpfung konnten wir entsprechend einen stärkeren Abfall des Signals beobachten.



Den aperiodischen Grenzfall, sowie den Kriechfall konnten wir im Versuch leider nicht darstellen.