

Versuch: P2-60

Transistor- und Operationsverstärker

- Auswertung -

Versuchsdurchführung: Montag, 22. Mai 2006

Inhaltsverzeichnis

1	Transistor in Emitterschaltung	2
1.1	Einstufiger Transistorverstärker	2
1.2	Verstärkung einer Dreiecksspannung	2
1.3	Entfernung des Emitter-Kondensators C_e	2
1.4	Frequenzabhängigkeit des Verstärkungsfaktors	3
2	Nicht-invertierende Grundschtaltung des Operationsverstärkers	4
2.1	Nichtinvertierender Verstärker	4
2.2	Eingangs- und Ausgangswiderstand	4
2.2.1	Eingangswiderstand	4
2.2.2	Ausgangswiderstand	4
2.3	Frequenzabhängigkeit der Verstärkung	5
3	Invertierende Grundschtaltung	5
3.1	Invertierender Verstärker	5
3.2	Addierer	6
3.3	Integrierer (invertierend)	7
3.4	Differenzierer (integrierend)	8
4	Komplexere Schaltungen	9
4.1	Idealer Einweggleichrichter	9
4.2	Dreieck- und Rechteckspannungsgenerator	10
4.2.1	Theoretischer Wert	11
4.3	Programmierte Differentialgleichung 2. Ordnung	11

1 Transistor in Emitterschaltung

1.1 Einstufiger Transistorverstärker

Anhand des in unserer Vorbereitung abgedruckten Schaltplans bauten wir die Emitterschaltung des Transistors auf der Experimentier-Steckplatine auf. Nach dem Anlegen der 15 V-Platinenspannung schalteten wir ein Spannungsmessgerät zwischen Kollektor und Masse und erhielten den Wert $U = 7,566$ V. Damit liegt der Arbeitspunkt ziemlich genau bei der halben Versorgungsspannung, was der Idealfall ist und eine maximale Aussteuerung ermöglicht. Die andere Hälfte der Spannung fällt nun an der Gegenkopplung ab, was wie in der Vorbereitung diskutiert die Temperaturabhängigkeit der Schaltung reduziert.

1.2 Verstärkung einer Dreiecksspannung

An die Emitterschaltung des Transistors legten wir eine Dreiecksspannung von 1 kHz an. Eine lineare Verstärkung, also ein unverzerrtes Signal auf dem Oszilloskop, erhielten wir für eine Eingangsamplitude von 20 mV bis 32 mV. Die Verstärkung ist, wie es ja auch die Anschauung nahe legt, der Quotient aus Ausgangs- und Eingangsspannung:

$$v = \frac{U_a}{U_e} \quad (1)$$

Mit (1) lassen sich unsere Messwerte um den Verstärkungsfaktor v ergänzen:

U_e [mV]	7	13	20	26	32
U_a [V]	1	2	3,1	4	5
v	143	154	155	154	156

Die Verstärkung scheint also in einem gewissen Maß von der Eingangsspannung abhängig zu sein, der Verstärkungsfaktor liegt in der Größenordnung von $v \sim 150$.

1.3 Entfernung des Emitter-Kondensators C_e

Wie in der Vorbereitung diskutiert, führt das Entfernen des Emitter-Kondensators C_e zu einer Stromgegenkopplung. Es wurde gezeigt, dass der Verstärkungsfaktor dann ungefähr der Quotient aus Emitter-Widerstand R_C und Eingangs-Widerstand R_e ist. Mit Zahlenwerten:

$$v \approx \frac{R_c}{R_e} = \frac{470 \Omega}{100 \Omega} = 4,7 \quad (2)$$

Mittels Oszilloskop ermitteln wir in der Praxis folgende Werte:

U_e [mV]	20	40	60	80	100
U_a [mV]	90	190	270	370	440
v	5	5	5	5	4

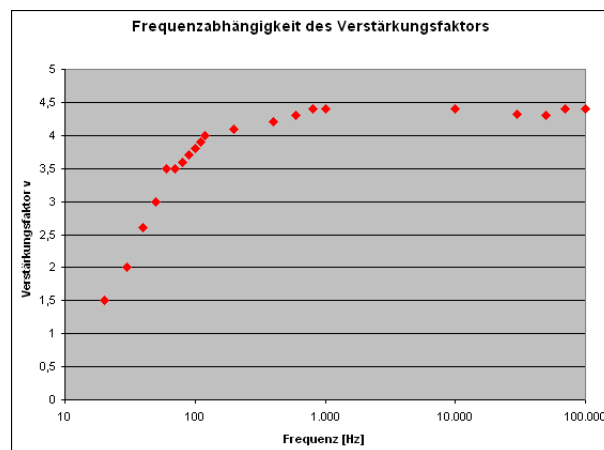
Mit $v \sim 5$ liegen wir sehr nahe am theoretischen Wert von 4,7 (2). Es zeigt sich, dass die Verstärkung sehr viel geringer ist als mit Emitter-Kondensator ($v = 5$ statt $v = 150!$), dafür ist die Verstärkung aber auch bei unterschiedlichen Eingangsspannungen konstant.

1.4 Frequenzabhängigkeit des Verstärkungsfaktors

Für diesen Versuchsteil ließen wir den Emitter-Kondensator C_e ausgebaut. An der Spannungsquelle stellten wir eine konstante Eingangsspannung von $U_e = 100$ mV ein und bestimmten oszillographisch für verschiedene Frequenzen die Ausgangsspannung und damit nach Formel (1) den Verstärkungsfaktor v :

Frequenz [Hz]	U_a [mV]	v
20	150	1,5
30	200	2
40	260	2,6
50	300	3
60	350	3,5
70	350	3,5
80	360	3,6
90	370	3,7
100	380	3,8
110	390	3,9
120	400	4
200	410	4,1
400	420	4,2
600	430	4,3
800	440	4,4
1.000	440	4,4
10.000	440	4,4
30.000	432	4,32
50.000	430	4,3
70.000	440	4,4
100.000	440	4,4

Logarithmisch aufgetragen über der Frequenz sieht man sehr schön die Frequenzabhängigkeit des Verstärkungsfaktors:



Für niedrige Frequenzen sehen wir also einen starken Einbruch des Verstärkungsfaktors, während für hohe Frequenzen der erwartete Wert erreicht wird. Wie in der Vorbereitung bereits ausführlich begründet, wirken die Ein- und Ausgangskondensatoren also tatsächlich als Hochpass, so dass die tiefen Frequenzen herausgefiltert werden.

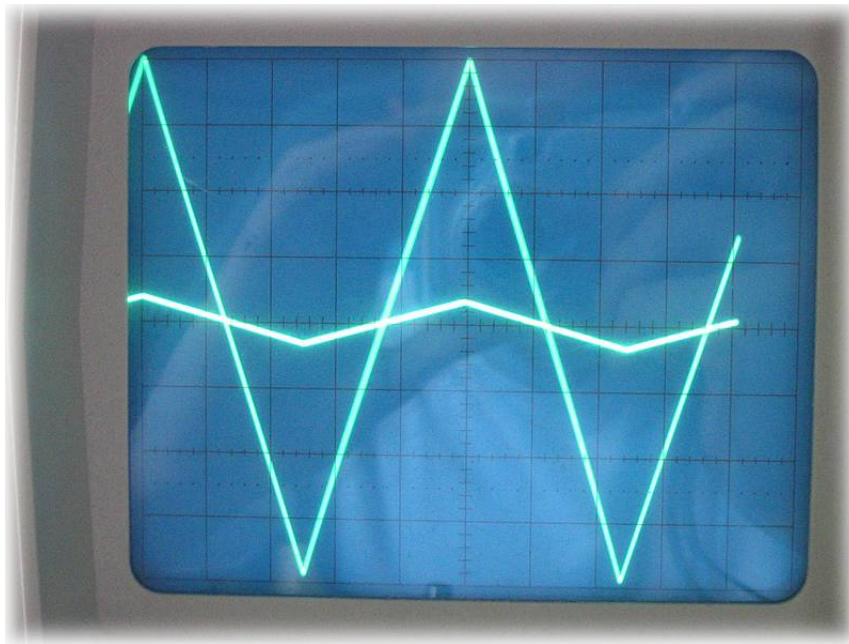
2 Nicht-invertierende Grundsaltung des Operationsverstärkers

2.1 Nichtinvertierender Verstärker

Nachdem wir die Schaltung des Operationsverstärkers auf der Experimentier-Platine realisiert hatten, suchten wir eine geeignete Eingangsspannung, die uns ein unverzerrtes Signal lieferte. Dies erhielten wir für eine Dreiecksspannung mit Amplitude $U_e = 0,68 \text{ V}$ bei einer Frequenz von $f = 1021 \text{ Hz}$. Als Ausgangsspannung fanden wir am Oszilloskop $U_a = 8 \text{ V}$. Der Verstärkungsfaktor beträgt dann:

$$v = \frac{U_a}{U_e} = 11,76 \quad (3)$$

In der Vorbereitung hatten wir für diese Anordnung eine theoretische Verstärkung von $v = 11$ hergeleitet, die wir somit als verifiziert ansehen können. Bei gleicher Skalierung auf beiden Kanälen sieht man auch auf dem Oszilloskop sehr schön den Verstärkungsfaktor von ca. 11:



2.2 Eingangs- und Ausgangswiderstand

2.2.1 Eingangswiderstand

Wir versuchten wie in der Vorbereitung beschrieben einen zusätzlichen Widerstand zwischen Eingangsspannungsquelle und OV-Eingang zu schalten, um den Eingangswiderstand zu messen. Leider reichte selbst der größte verfügbare Widerstand von $1 \text{ M}\Omega$ nicht aus, um die Ausgangsspannung signifikant zu senken. Der Eingangswiderstand muss also deutlich größer als $1 \text{ M}\Omega$ sein, den genauen Wert konnten wir mangels größerer Vorwiderstände leider nicht bestimmen.

2.2.2 Ausgangswiderstand

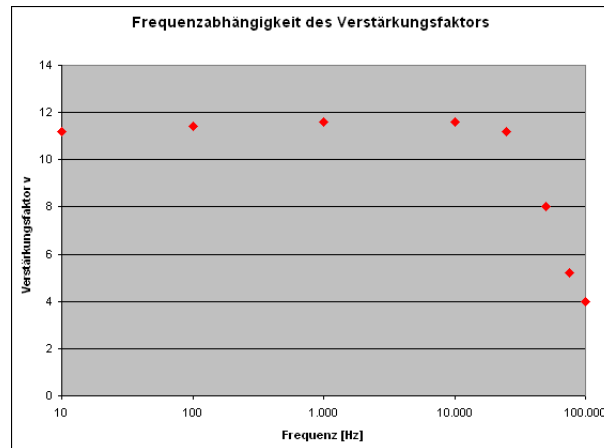
Analog zu 2.2.1 schalteten wir wieder einen Widerstand dazu, diesmal natürlich in den Ausgang. Von der Benutzung der Potentiometer riet die Betreuerin ab, weshalb wir nur auf die am Platz vorhandenen Widerstände zurückgreifen konnten. Am besten passte der 100Ω -Widerstand, der die Ausgangsspannung zwar nicht exakt halbierte, aber immerhin von 8 V auf 2 V senkte. Von daher müsste der Ausgangswiderstand in der Größenordnung von 100Ω liegen, was natürlich angesichts der Schätzung mit einem großen Fragezeichen versehen werden muss.

2.3 Frequenzabhängigkeit der Verstärkung

Als Eingangsspannung wählten wir eine Sinusspannung von $U_e = 0,5 \text{ V}$. Für verschiedene Frequenzen bestimmten wir die Ausgangsspannung U_a und damit auch den Verstärkungsfaktor v .

Frequenz [Hz]	U_a [mV]	v
10	5,6	11,2
100	5,7	11,4
1.000	5,8	11,6
10.000	5,8	11,6
25.000	5,6	11,2
50.000	4	8
75.000	2,6	5,2
100.000	2	4

Aufgetragen im Diagramm sieht man sehr schön den relativ konstanten Verstärkungsfaktor von $v \sim 11$ des Operationsverstärkers in dieser Schaltung für den größten Teil unseres Frequenzbereichs. Nur für hohe Frequenzen ist ein deutlicher Abfall von v erkennbar - dies liegt daran, dass die Periodendauer der Schwingung dann im Bereich der Schaltzeiten des Operationsverstärkers liegt. In diesem Fall ist nämlich mit einer zeitlichen Verzögerung des Gegenkopplungssignals zu rechnen, was die Verzerrung hervorruft.



3 Invertierende Grundschaltung

3.1 Invertierender Verstärker

Gemäß dem Schaltplan der Vorbereitungshilfe bauten wir den invertierenden Verstärker auf. In der Vorbereitung haben wir hergeleitet, dass für den Verstärkungsfaktor bei dieser Schaltung theoretisch gilt:

$$v_{theo.} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4)$$

Weiterhin gilt natürlich die Relation zur Berechnung des gemessenen Verstärkungsfaktors:

$$v_{mess} = \frac{U_a}{U_e} \quad (5)$$

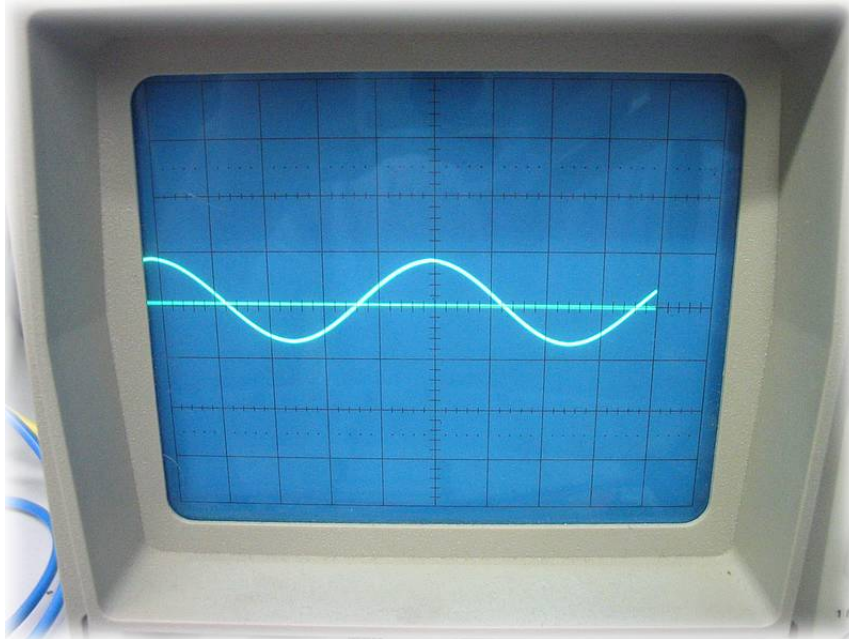
Für verschiedene Widerstände R_2 bestimmten wir Ausgangsspannung und Verstärkungsfaktor, wobei die Eingangsspannung jeweils so gewählt wurde, dass sich ein einigermaßen verzerrungsfreies Bild ergab:

R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	$v_{theo.}$	U_e [V]	U_a [V]	v_{mess}
1	10	10	0,72	6,8	9,4
1	3.000	3.000	0,016	12,5	781,3
1	100.000	100.000	0,1	10	100,0

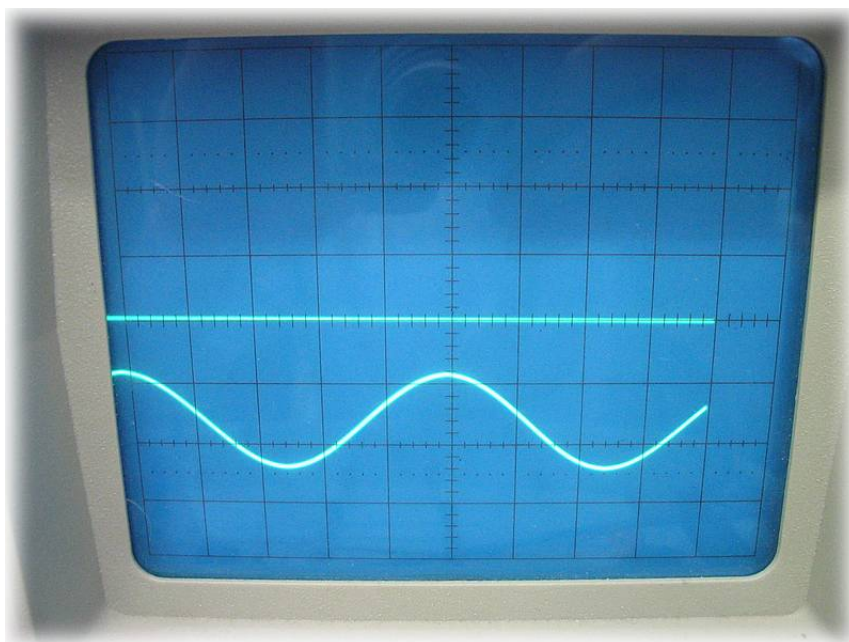
Nur im ersten Fall erreichten wir also den theoretischen Verstärkungsfaktor von $v = 10$ auch in der Praxis. Für höhere Verstärkungsfaktoren $v = 3000$ und $v = 100.000$ blieb der Messwert weit hinter den Erwartungen zurück, was auf eine Nichtlinearität der Verstärkung in diesem Bereich zurückzuführen ist, die Sättigung ist in diesem Fall erreicht.

3.2 Addierer

Nun bauten wir die Schaltung so um, dass sie der in der Vorbereitungshilfe gezeigten Addiererschaltung entsprach. Warum diese Schaltung tatsächlich die beiden Eingangssignale addiert, haben wir in der Vorbereitung theoretisch hergeleitet. Praktisch überprüften wir dies mit einer Sinusspannung der Frequenz $f = 1 \text{ kHz}$ an U_{e1} . Über eine Potentiometerschaltung erhielten wir eine aus der Platinspannung gewonnene regelbare Gleichspannung für U_{e2} . Stellten wir diese Spannung auf 0 V , so erschien auf dem Oszilloskop folgendes Bild:



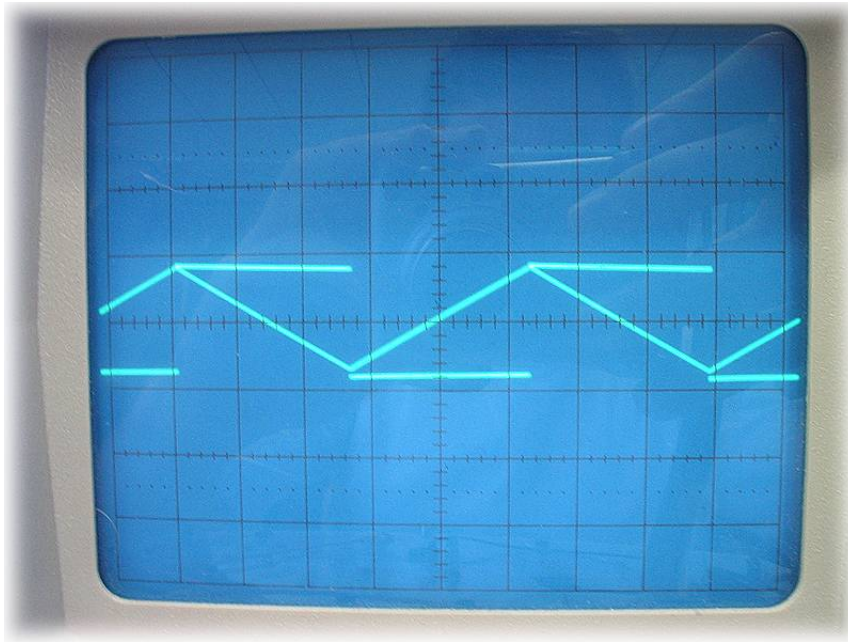
Wir sehen also eine ganz normale Sinus-Wechselspannung, die um die x-Achse oszilliert. Erhöhen wir nun die Gleichspannung, so verschiebt sich der Graph von der x-Achse weg:



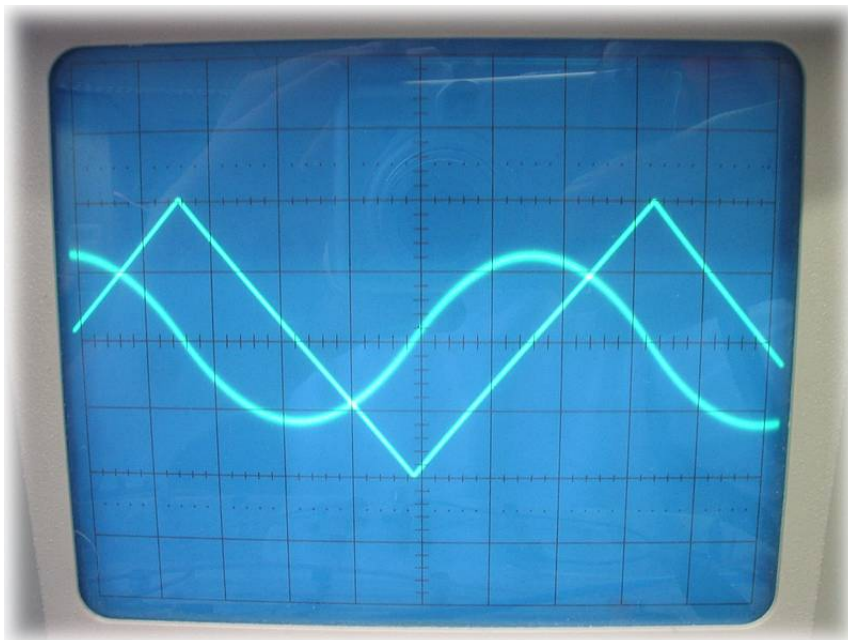
Gleich- und Sinusspannung werden also von dieser Schaltung tatsächlich addiert.

3.3 Integrierer (invertierend)

Der theoretische Hintergrund der Integrierschaltung wurde in der Vorbereitung abgehandelt, so dass wir uns hier auf das Resultat des Versuchs beschränken können: eine Rechteck-Eingangsspannung von $U_e = 5\text{ V}$ und $f = 100\text{ Hz}$ ergab am Ausgang das Integral einer Rechteckspannung, also eine Dreiecksspannung:

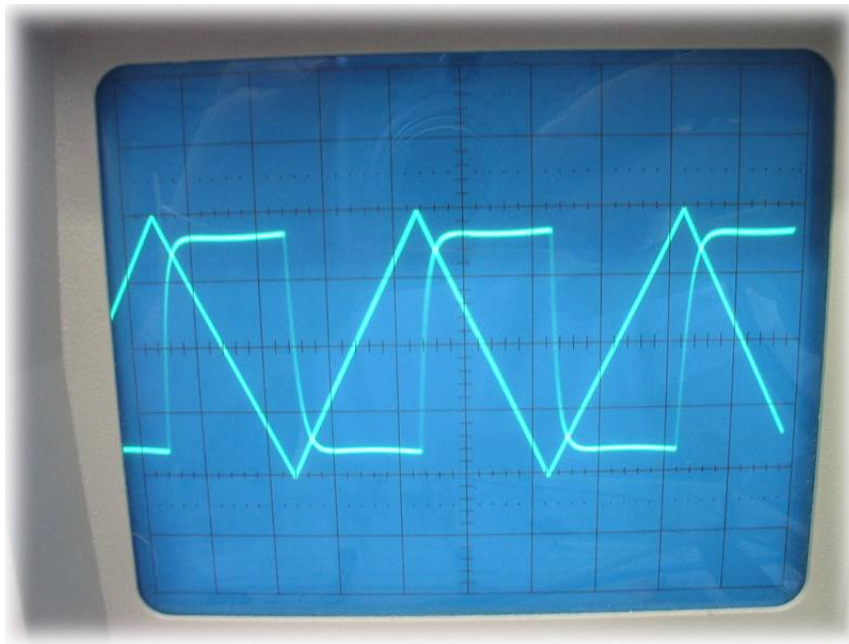


Eine Dreieck-Eingangsspannung von $U_e = 5\text{ V}$ und $f = 55\text{ Hz}$ ergibt integriert eine parabel- bzw. sinusförmige Wechselspannung:

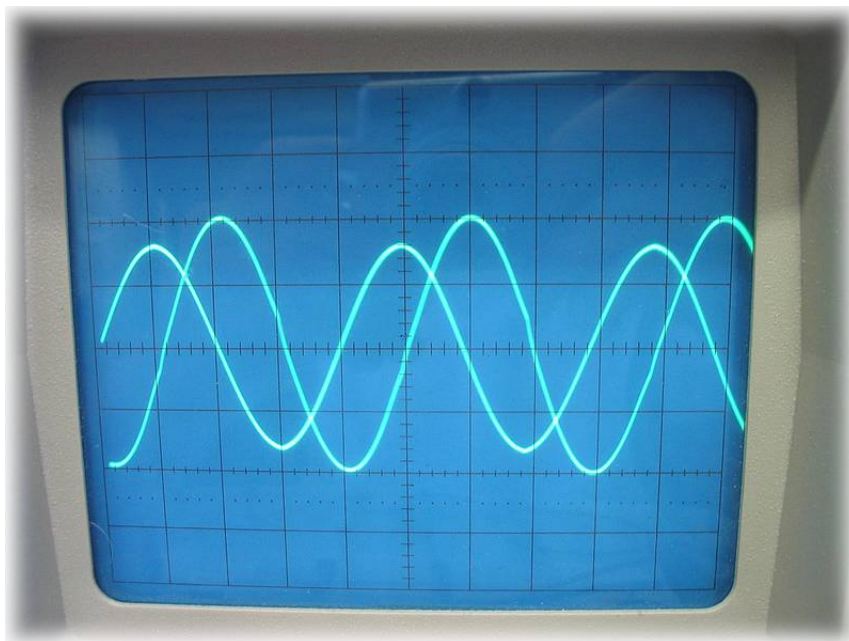


3.4 Differenzierer (integrierend)

Auch beim Differenzierer wurden die theoretischen Hintergründe bereits ausführlich in der Vorbereitung diskutiert, so dass wir uns während des Versuchs auf Aufbau und Auswertung beschränken können. Wählten wir als Eingangsspannung eine Dreiecksspannung, so erhielten wir am Ausgang eine Rechteckspannung, was gerade der Ableitung entspricht:



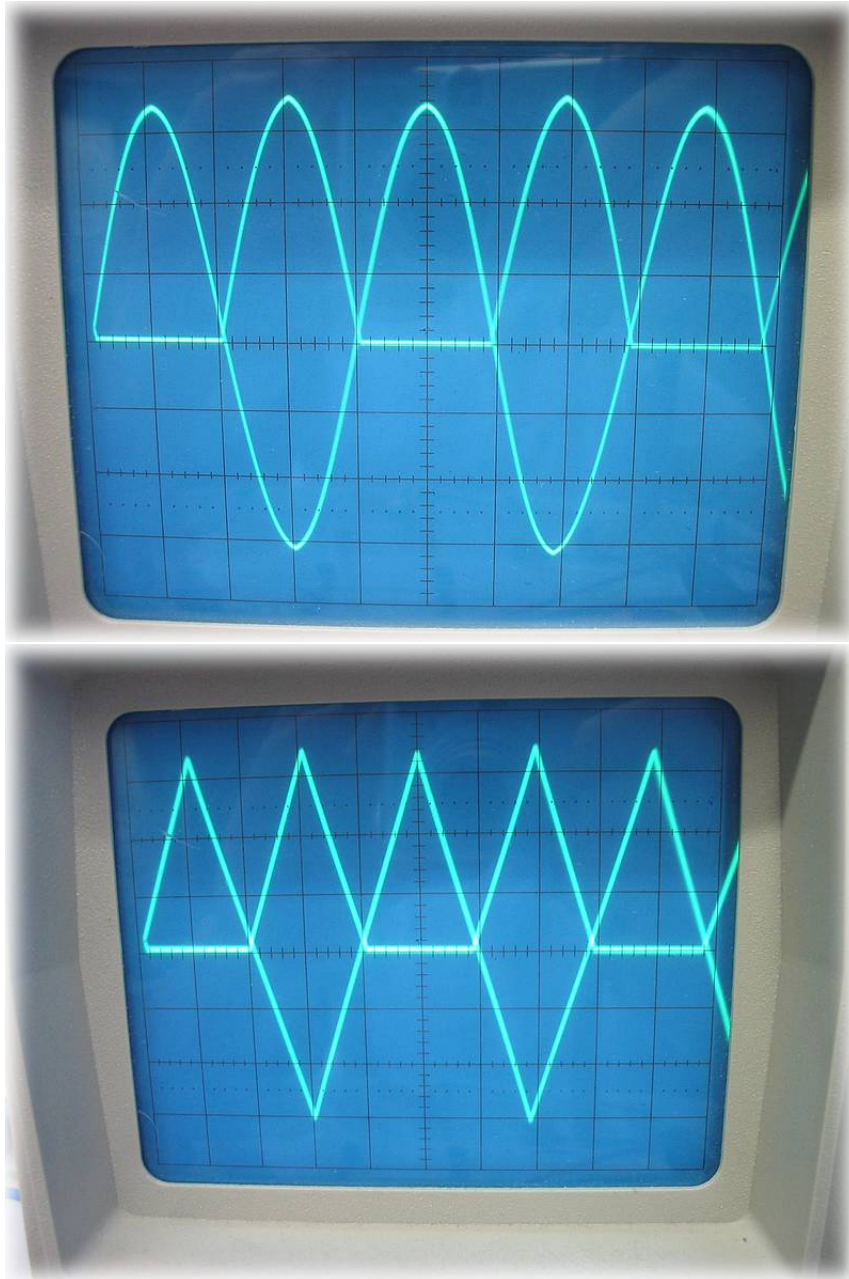
Als Differenzierung einer Sinusspannung ergab sich wie erwartet ein Cosinus-Signal:



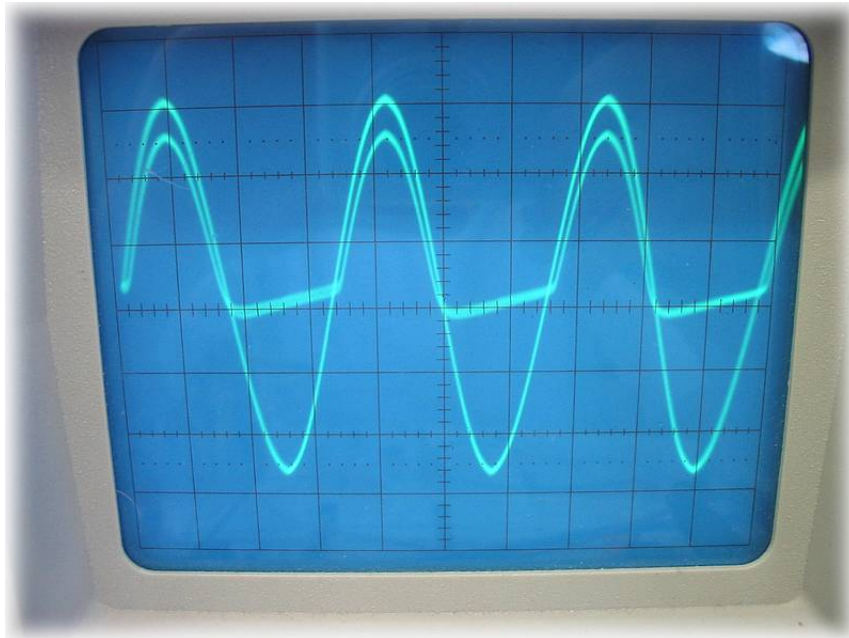
4 Komplexere Schaltungen

4.1 Idealer Einweggleichrichter

Zunächst bauten wir auf der Experimentier-Platine einen idealen Einweggleichrichter, bestehend aus einem Operationsverstärker, auf (Schaltplan und theoretischer Hintergrund: siehe Vorbereitung). Um die saubere Arbeitsweise des idealen Gleichrichters zu demonstrieren, ließen wir sowohl eine Dreieck- als auch eine Sinusspannung gleichrichten:



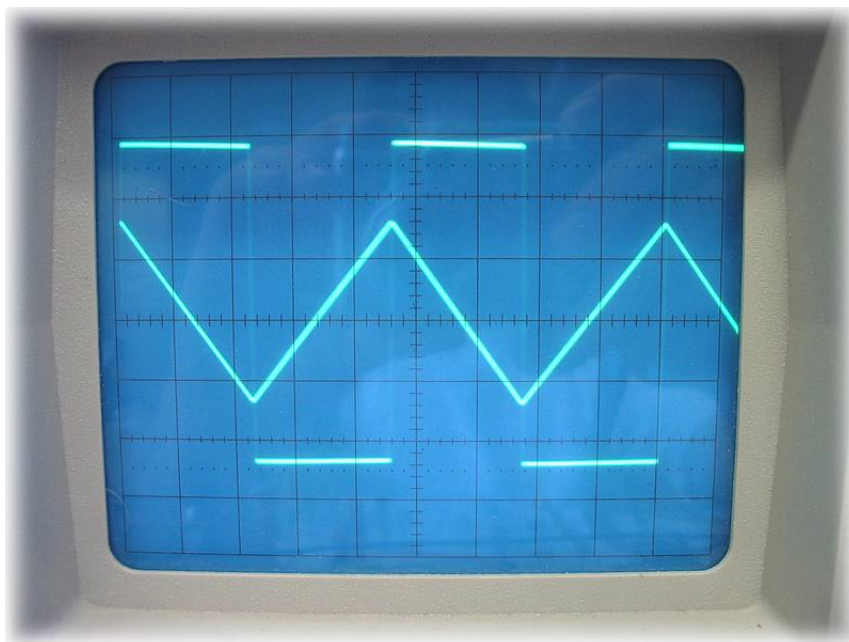
Wir sehen ein sehr exaktes Bild, jeder zweite Sinusbogen oder jedes zweite Dreieck wurde verlustfrei durchgelassen, die Spannungen sind sauber getrennt. Zum Vergleich bauten wir auch einen Einweggleichrichter aus nur eine Diode auf. Dessen gleichgerichtetes Signal war keineswegs so sauber wie vorhin, die Amplituden erreichen nicht die volle Höhe der Ausgangsspannung und die negativen Bereiche sind nicht konstant Null, sondern steigen leicht an. Der Verlust an Amplitude ist durch die Schwellenspannung der Diode bedingt.



unsauberes Ausgangssignal des nicht idealen Einweggleichrichters

4.2 Dreieck- und Rechteckspannungsgenerator

Der schon in den bisherigen Versuchsteilen verwendete Operationsverstärker wurde mit Hilfe des Schaltplans der Vorbereitungshilfe zum Schmitt-Trigger umgebaut und der zweite Operationsverstärker der Experimentier-Platine nachgeschaltet. Mit den beiden Eingängen des Oszilloskops griffen wir zum einen die Rechteckspannung hinter dem Schmitt-Trigger ab, zum anderen die über Integration gewonnene Dreieckspannung am Ende der Schaltung:



Wir man sehr gut erkennt, haben wir also einen Dreieck- und Rechteckspannungsgenerator erfolgreich realisiert. Die Zeitskala des Oszilloskops war auf $0,5 \frac{ms}{cm}$ eingestellt, so dass sich mit einer Periodenlänge von 4,4 cm eine gemessene Periodendauer von $T = 2,2 \text{ ms}$ ergibt. Dies entspricht einer Frequenz von:

$$f = \frac{1}{T} = 455 \text{ Hz} \quad (6)$$

4.2.1 Theoretischer Wert

- Pro Periode wird der Kondensator (Aufladezeit t_c) zwei mal ent- und wieder geladen. Damit lautet die Periodendauer:

$$T = 2 \cdot 2 \cdot t_c \quad (7)$$

- Die Aufladezeit t_c des Kondensators kann man wie folgt berechnen:

$$t_c = \frac{Q}{I} = \frac{C \cdot U_C}{\frac{U_R}{R}} \quad (8)$$

- U_C erhalten wir aus der Spannungsteilerschaltung:

$$U_C = \frac{5,6 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \cdot 15 \text{ V} = 8,4 \text{ V} \quad (9)$$

- Für die Periodendauer und die Frequenz gilt dann (mit $U_R = 15 \text{ V}$ Platinenspannung):

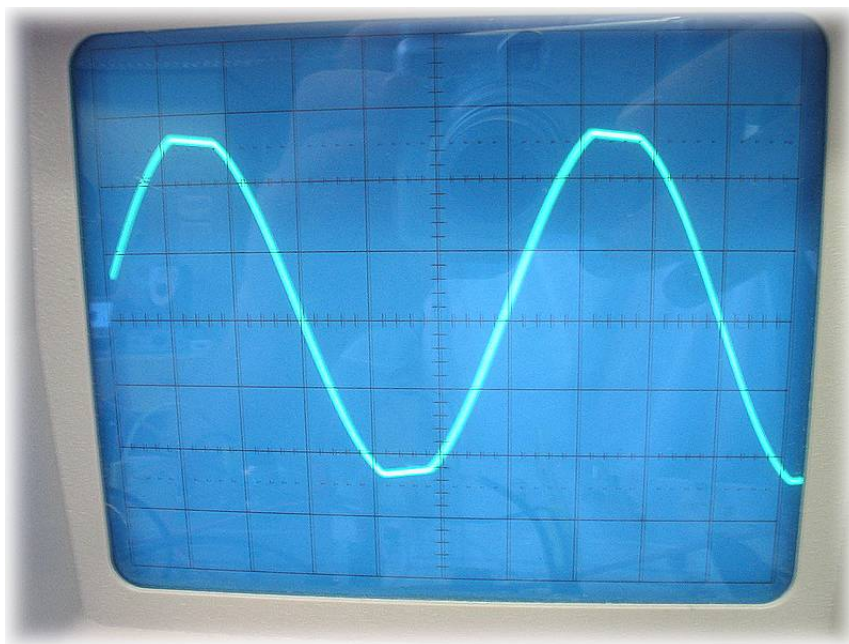
$$T = 4 \cdot t_c = 4 \cdot 0,56 \text{ ms} = 2,24 \text{ ms} \quad (10)$$

$$f = \frac{1}{T} = 446 \text{ Hz} \quad (11)$$

Somit weicht unser Messwert (6) nur um 2% vom Theoriewert ab!

4.3 Programmierte Differentialgleichung 2. Ordnung

Nach dem Aufbau dieser komplexesten Schaltung des Versuchs erschien auf dem Oszilloskop das vertraute Bild einer Sinusspannung - mittels dreier Operationsverstärker generiert aus der 15 V-Gleichspannung der Experimentier-Platine:



Die Amplitude des Sinussignals ließ sich problemlos mit Hilfe des eingebauten Potentiometers regeln.