Vorbereitung

Operationsverstärker

Stefan Schierle Carsten Röttele

Versuchsdatum: 08. 05. 2012

Inhaltsverzeichnis

1 Emitterschaltung eines Transistors **2**
1.1 Einstufiger Transistorverstärker 2
1.2 Dreiecksspannung 2
1.3 Entfernen des Emitterkondensators 3
1.4 Verstärkung bei unterschiedlichen Frequenzen 4

2 Grundschaltung eines Operationsverstärkers **4**
2.1 Nichtinvertierender Verstärker 4
2.2 Ein- und Ausgangswiderstand 5
2.3 Verstärkungsabhängigkeit von der Frequenz 6

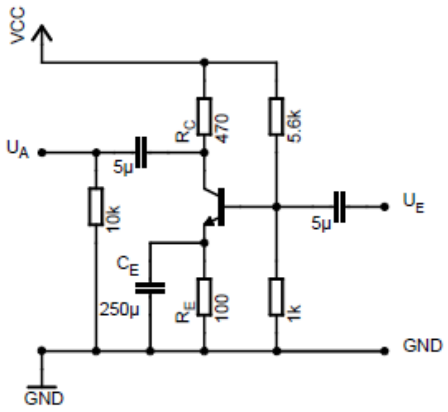
3 Die invertierte Grundschaltung **7**
3.1 Invertierter Verstärker mit $v = 10$ 7
3.2 Addierer für zwei Eingangssignale 7
3.3 Integrierer 8
3.4 Differenzierer 9

4 Komplexere Schaltungen mit Operationsverstärkern **9**
4.1 Einweggleichrichtung 9
4.2 Generator für Dreieck- und Rechtecksignale 10
4.3 Programmierte Differentialgleichung 2. Ordnung 11

1 Emitterschaltung eines Transistors

1.1 Einstufiger Transistorverstärker

Bei der regulären Emitterschaltung ist die Verstärkung sehr anfällig für Schwankungen, da wegen Produktionsabweichungen selbst Transistoren der gleichen Baureihe einen variierenden Eingangswiderstand (r_B) haben können und somit die gleiche Verstärkerschaltung bei unterschiedlichen Transistoren starke Schwankungen der Verstärkung ($\beta = v_i$; $v_u = -\beta \cdot \frac{R_C}{r_B}$) haben. Um diesen Toleranzen bei der Spannungsverstärkung auszugleichen verwendet man eine Stromgegenkopplung. Diese besteht aus einem Widerstand (R_E) am Emitteranschluss des Transistors. Da nun durch diesen Widerstand das am Emitter anliegende Potential größer wird und somit die Potentialdifferenz zwischen Basis und Emitter kleiner wird, kann mehr Strom fließen. Diese Stromgegenkopplung bewirkt, dass die Spannungsverstärkung nicht mehr vom Transistor abhängig ist, sondern von den verwendeten Widerständen R_C und R_E; $v_u = -\frac{R_C}{R_E}$.



Schaltplan des einstufigen Transistorvorverstärkers

Der Kondensator C_E dient ebenfalls als Widerstand bei Wechselspannung, da dessen Impedanz von der Frequenz (bzw. ω) abhängt. ($Z_C = \frac{1}{i\omega C}$)

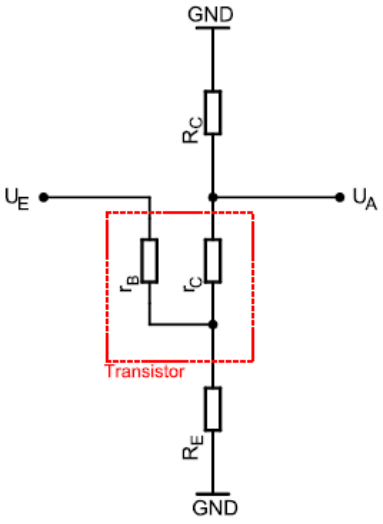
1.2 Dreiecksspannung

Wir sollen nun eine Dreiecksspannung an den einstufigen Transistorverstärker mit der Frequenz $f \approx 1kHz$ anlegen. Am Oszilloskop soll nun das verstärkte Ausgangssignal mit dem Eingangssignal verglichen werden. Die Dreiecksspannung hat hierbei den Vorteil, dass man Veränderungen des Ausgangssignals gegenüber dem Eingangssignal besser erkennen kann.
Durch die Variation der Eingangs-Spitze-Spitze-Spannung in einem Bereich von $U_A = 3V_{SS} - 10V_{SS}$, soll nun die Qualität des Verstärkers beurteilt werden. Dabei ist zu beach-

ten, dass für eine gute Verstärkung möglichst große Unabhängigkeit von der angelegten Spannung gilt.

1.3 Entfernen des Emitterkondensators

Nun soll der Emitterkondensator (C_E) der Schaltung entfernt werden.
Für die so entstandene neue stromgegengekoppelte Schaltung kann nun ein Ersatzschaltbild erstellt werden. Die Näherungen der Ersatzschaltung dürfen nur für sehr kleine Signalspannungen angenommen werden, da die Kennlinien der nichtlinearen Bauteile (Transistor und Dioden) in diesem Bereich als Tangente im Arbeitspunkt angenommen werden können. Weiterhin gilt im Folgenden, dass $r_B \ll$ und $r_C \gg$ als die anderen Verbauten Widerstände sind.



Durch das Entfernen des Emitterkondensators ist die Verstärkung frequenzunabhängig, und lässt sich über die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen bestimmen.
Unter Einbeziehung der gegebenen Näherungen lassen sich die Impedanzen berechnen:

$$Z_E = r_B + (R_E^{-1} + r_C^{-1})^{-1} \cdot (\beta + 1) \qquad Z_A = (R_C^{-1} + (r_C + (R_E^{-1} + \frac{\beta}{r_B})^{-1})^{-1})^{-1}$$

$$Z_E \approx r_B + R_E \cdot (\beta + 1) \qquad Z_A \approx (R_C^{-1} + (r_c \frac{r_b}{\beta})^{-1})^{-1}$$

$$Z_E \approx R_E \cdot (\beta + 1) \qquad Z_A \approx (R_C^{-1} + r_C^{-1})^{-1} \approx R_C$$

Hierbei ist $\beta = \frac{I_A}{I_E}$ die Stromverstärkung des Transistors. Somit kann man nun die

Spannungsverstärkung ausrechnen:

$$v_U = \left|\frac{U_A}{U_E}\right| = \frac{Z_A \cdot I_A}{Z_E \cdot I_E} = \frac{R_C \cdot I_A}{R_E \cdot (\beta+1) \cdot I_E} = \frac{R_C \cdot I_E \cdot \beta}{R_E \cdot (\beta+1) \cdot I_E} = \frac{R_C}{R_E} \cdot \frac{\beta}{\beta+1}$$
$$\approx \frac{R_C}{R_E}$$

1.4 Verstärkung bei unterschiedlichen Frequenzen

In diesem Versuchsteil soll die Verstärkung des stromgekoppelten und des gleichstromgekoppelten Verstärkers für verschiedene Frequenzen (10/25/50/100/500 Hz und 1/5/10/50/100 kHz) ermittelt werden.

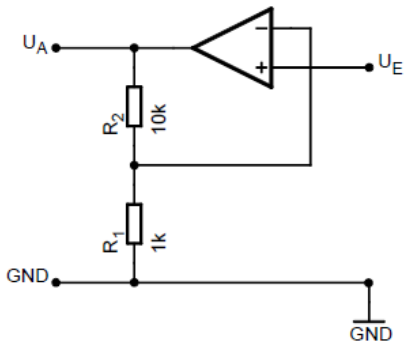
2 Grundschaltung eines Operationsverstärkers

Vorab noch die drei goldenen Regeln für den idealen Operationsverstärker:

- $v \to \infty$: Die Verstärkung eines idealen Operationsverstärkers ist unendlich. Die Eingangsspannungen U_N und U_P müssen ungefähr gleich sein, damit der Ausgang nicht übersteuert.
- $R_E \to \infty$: Beim idealen OPV ist der Eingangswiderstand riesig, daher fließt kein Strom in den OPV.
- $R_A \to 0$: Ausgangsspannung ist Null, da der Ausgang widerstandsfrei ist. Somit ist die Ausgegebene Spannung von der angelegten Last unabhängig.

2.1 Nichtinvertierender Verstärker

Ziel dieses Versuchsteiles ist es einen nichtinvertierenden (d.h.: U_A und U_B haben das gleiche Vorzeichen) Verstärker mit der Verstärkung $v \approx 10$ aufzubauen. Dazu halten wir uns an folgenden Schaltplan, wobei der Verstärkungsfaktor durch die Dimensionierung der Spannungsteilerwiderstände R_1 und R_2 geschieht.



Schaltplan - nichtinvertierender Verstärker

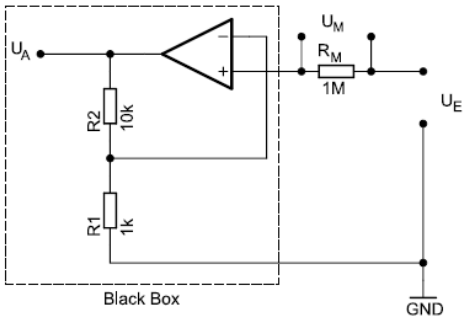
Die benötigten Widerstände lassen sich nach einfachem Rechnen wie folgt ermitteln:

$$\begin{aligned}
\frac{U_2}{U_1} &= \frac{R_2}{R_1} \\
\frac{U_1}{U_1} + \frac{U_2}{U_1} &= \frac{R_2}{R_1} + 1 \\
\frac{U_1 + U_2}{U_1} &= \frac{R_2}{R_1} + 1 \qquad\qquad U_A = U_1 + U_2 \qquad\qquad U_E = U_1 \\
\frac{U_A}{U_E} &= \frac{R_2}{R_1} + 1 = v_U
\end{aligned}$$

Wählt man nun die Widerstände, wie dies bereits im Schaltplan eingetragen ist, erhält man eine Verstärkung von $v_U \approx 11$.
Dies soll durch eine Messung überprüft werden. Hierzu soll als Eingangsspannung eine Dreiecksspannung der Frequenz 1kHz angelegt und mit der Ausgangsspannung am Oszilloskop verglichen werden.

2.2 Ein- und Ausgangswiderstand

- **Eingangswiderstand**:
  Den Eingangswiderstand kann man bestimmen, indem man einen Messwiderstand vor den OPV in Reihe schaltet.



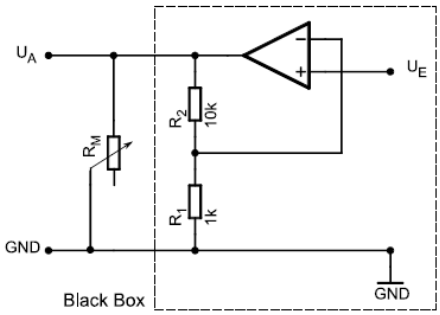
Schaltplan zur Eingangswiderstandsbestimmung

Misst man nun die Spannung an diesem Widerstand (R_M) bei bekannter Eingangsspannung, so kann man den Eingangswiderstand R_X leicht ermitteln.

$$\begin{aligned}
U_E &= U_M + U_X \\
R_X &= \frac{U_E - R_M \cdot I}{I} = R_M \cdot \left(\frac{U_E}{I \cdot R_M} - 1 \right) = R_M \cdot \left(\frac{U_E}{U_M} - 1 \right)
\end{aligned}$$

- **Ausgangswiderstand**:
  Der Ausgangswiderstand des OPV lässt sich nur näherungsweise bestimmen, da

der OPV intern die Ausgangsimpedanz "nachregelt". Dennoch kann durch das Anschließen eines Potentiometers zwischen Ausgangsspannung U_A und der Masse ein Widerstandswert ermittelt werden.

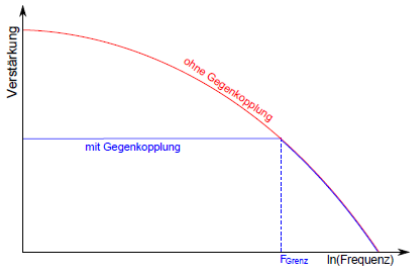


Schaltplan zur Ausgangswiderstandsbestimmung

Durch stetiges Verringern des Poti-Widerstandes und gleichzeitiges Messen der Ausgangsspannung lässt sich der Ausgangswiderstand bestimmen. Sobald die Ausgangsspannung nur noch die Hälfte ihrer ursprünglichen Spannung ist, kann man davon ausgehen, dass der Widerstand des Potentiometers und der Ausgangswiderstand des OPV gleich groß sind.
Zur anschließenden Bestimmung des Widerstandes des Potentiometers mit dem Multimeter muss der Poti aus der Schaltung entfernt werden, da sonst Störeffekte auftreten.

2.3 Verstärkungsabhängigkeit von der Frequenz

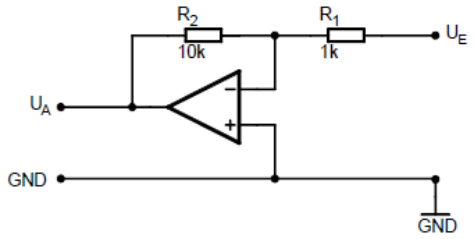
Nun soll die Verstärkung eines OPV bei verschiedenen Frequenzen betrachtet werden. Hierzu soll eine Sinusspannung mit den Frequenzen (10/100/1000) Hz und (10/25/50/75/100) kHz und $U = 0.5V_{SS}$ angelegt und am Oszilloskop betrachtet werden.
Ein OPV ohne Gegenkopplung würde mit steigender Frequenz eine immer geringere Verstärkung aufweisen. Die Gegenkopplung verhindert dieses Abfallen und hält die Verstärkung bis hin zu einer Grenzfrequenz (F_{Grenz}) konstant, ab der die Verstärkung ebenfalls langsam abfällt.



3 Die invertierte Grundschaltung

3.1 Invertierter Verstärker mit $v = 10$

Ziel dieses Versuches ist es ähnlich wie bei Aufgabe 2.1 einen Verstärker mit 10-facher Verstärkung aufzubauen, jedoch wird dieses mal ein invertierender Verstärker verwendet.



Schaltplan - invertierender Verstärker

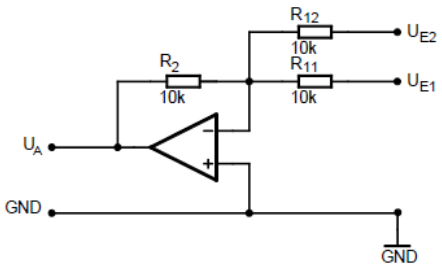
Der Verstärkungsfaktor lässt sich auch hier wieder theoretisch berechnen. Unter Verwendung der ërsten goldenen Regel", die $U_N = U_P$ besagt, legt man den +Eingang auf Masse und erreicht somit, dass sich der -Eingang ebenfalls auf dieses Nullpotential nachregelt. Das führt dazu, dass am OPV keine Spannung abfällt, die Eingangsspannung U_E fällt also nur am Widerstand R_1 ab. Ebenfalls gilt, dass die Eingänge eines OPV einen unendlich hohen Widerstand besitzen, was dazu führt, dass der Strom über R_2 von U_E nach U_A fließen kann. Dies kann man sich zur Berechnung der Verstärkung zu Nutze machen.

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

Wie man den Größen der Widerstände im Schaltbild entnehmen kann, erhält man in diesem aufgebauten Fall eine Verstärkung von $v = -10$.

3.2 Addierer für zwei Eingangssignale

Nun soll ein Addierer für zwei Eingangssignale aufgebaut werden. Am Oszilloskop soll dessen Funktion überprüft werden, indem man Gleich-, Rechteck-, Dreieck- oder Sinusspannungen addiert, und das Ergebnis mit der Erwartung am Oszilloskop vergleicht. Realisiert werden soll dies durch folgende Schaltung:



Schaltplan Addierer

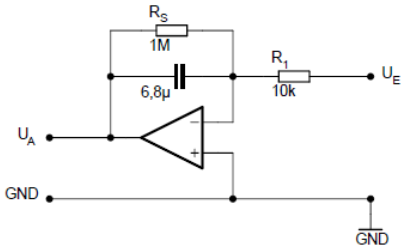
Wie man schon am Schaltplan erkennen kann besteht die Möglichkeit die einzelnen Eingänge durch unterschiedliche dimensionierte Widerstände zu gewichten. Hier werden jedoch zwei gleiche Widerstände verwendet. Hier lässt sich ebenfalls die Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannungen und der Widerstände angeben:

$$U_A = -R_2 \cdot \left(\frac{U_{E1}}{R_{11}} + \frac{U_{E2}}{R_{12}}\right) \qquad R_2 = R_{11} = R_{12} = 10k\Omega$$
$$U_A = -(U_{E1} + U_{E2})$$

Wie man anhand dieser Gleichung schon erkennen kann, muss man bei der Durchführung des Versuches darauf achten, dass das Ergebnis invertiert ist.

3.3 Integrierer

Beim Integrierer wird anstatt eines Widerstandes ein Kondensator in der Rückkopplung verbaut. (Der Widerstand R_S dient nur dazu, dass sich der Kondensator bei einer nicht um Null symmetrischen Eingangsspannung entladen kann.)



Schaltplan Integrierer

Wieder auf die erste goldene Regel des idealen OPV zurückgreifend, gilt $U_N = U_P$. Somit liegt der -Eingang auf der virtuellen Masse. Die Ausgangsspannung lässt sich also über das zeitliche Verhalten des Kondensatorstroms ermitteln, wobei Q_0 die Anfangsladung

des Kondensators darstellt:

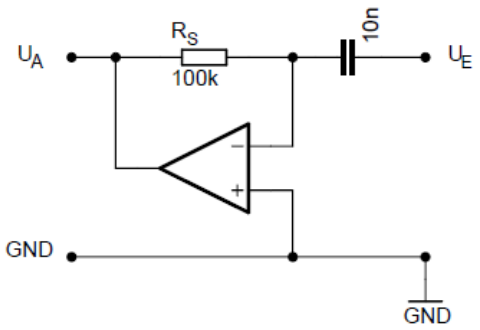
$$U_A = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C}\int_0^t I_C(t)dt + Q_0 \qquad I_C = -I_E \qquad I_E = \frac{U_E}{R_1}$$

$$U_A = -\frac{1}{R_1 \cdot C} \cdot \int_0^t U_E(t)dt + U_A(0)$$

Somit wäre rechnerisch erwiesen, dass diese Schaltung das Eingangssignal integrieren müsste. Dies gilt es nun im Versuch bei niedrigen Frequenzen (50 - 100 Hz) mit Rechteck- und Dreieckspannungen und großen Amplituden am Oszilloskop nachzuweisen.

3.4 Differenzierer

Nun soll ein Differenzierer augebaut werden. Hierzu tauscht man den Widerstand R_1 gegen einen Kondensator aus.



Schaltplan Differenzierer

Der rechnerische Nachweis der Differenzierfunktion erfolgt nach ähnlichem Schema wie beim Integrierer:

$$U_A = R_S \cdot I_A = -R_S \cdot I_E \qquad Q = C \cdot U_E \Rightarrow I_E = \dot{Q} = C \cdot \frac{d}{dt}U_E$$

$$U_A = -R_S \cdot C \cdot \frac{d}{dt}U_E$$

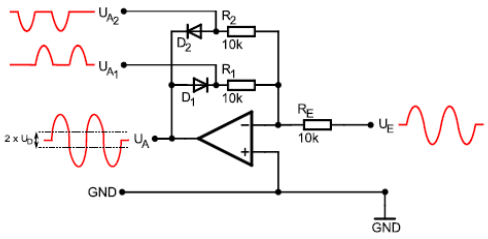
Somit müsste das Ausgangssignal U_A der negativen Ableitung des Eingangssignals entsprechen.
Dies soll wieder durch Rechteck- und Dreiecksspannungen zwischen 50 und 500 Hz überprüft werden.

4 Komplexere Schaltungen mit Operationsverstärkern

4.1 Einweggleichrichtung

In dieser Aufgabe soll ein idealer Einweggleichrichter aufgebaut werden. Die klassische Variante mit einem Widerstand und einer Diode hat nämlich trotz ihrer Schlichtheit das

Problem, dass die Diodenknickspannung immer an der Diode abfällt, so hat man nie eine volle Halbwelle. Ein weiterer Punkt ist, dass nur eine der beiden Halbwellen durch die einfache Einweggleichrichterschaltung berücksichtigt werden.
Aus diesen Gründen soll nun eine ideale Einweggleichrichterschaltung aufgebaut werden, die eben diese Defizite nicht aufweist.

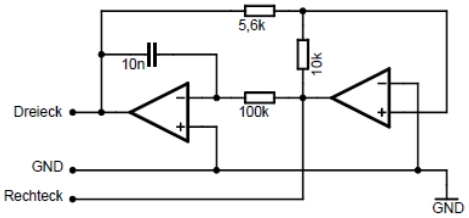


ideale Einweggleichrichterschaltung

Wie schon in der Skizze erkennbar, gibt es zwei Gegenkopplungszweige, bei denen die Diode D_1 und der Widerstand R_1 bei den positiven und D_2 und R_2 bei den negative Halbwellen durchsteuern. Der OPV sorgt für eine Spannungsüberhöhung von der doppelten Diodenknickspannung am Eingangssignal, wodurch sich an den Gegenkopplungszweiganschlüssen U_{A_1} und U_{A_2} die jeweilig volle Halbwelle abgreifen lassen.
Dies soll wieder durch Wechselspannungssignale mit Frequenzen unterhalb von 1 kHz überprüft werden.

4.2 Generator für Dreieck- und Rechtecksignale

Ein Generator für Dreieck- und Rechteckspannungen erzeugt diese, indem man nur eine Gleichspannung an ihn anlegt. Um einen solchen Generator aufzubauen benötigt man zwei Operationsverstärker, die in der Schaltung unterschiedliche Aufgaben übernehmen.



Dreieck-/ Rechteckgenerator

Wie man schon erkennen kann, handelt es sich bei der linken Operationsverstärkerschaltung um eine Integriererschaltung, der rechte fungiert als Schmitt-Trigger, der je nach dem, an welchem Eingang das höhere Potential anliegt, ein positives oder negatives Potential ausgibt.
Zu Beginn gehen wir davon aus, dass der Schmitt-Trigger ein negatives Potential von $-15V$ ausgibt. Dieses liegt also auch über den $100k\Omega$-Widerstand am invertierten Ein-

gang des Integrierers an. Dieser gibt nun ein positives Potential aus, das den Kondensator auflädt. Dieses positive Potential und das negative des Schmitt-Tigger-Ausgangs liegen jeweils geschwächt durch die Widerstände am +Eingang des Schmitt-Triggers an. Da das positive Potential durch den Integrierer immer weiter zunimmt, überwiegt dieses irgendwann und der Trigger wechselt die Polarität der Ausgangsspannung auf $+15V$. Der Kondensator wird nun entladen und mit umgekehrter Polung wieder geladen. Somit beginnt der Zyklus invers von neuem.
An den Ausgängen der einzelnen Operationsverstärker kann nun die gewünschte Spannung abgegriffen werden:

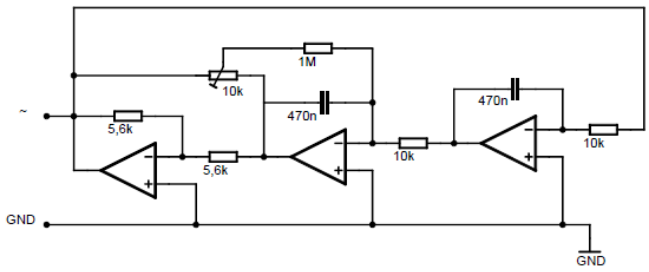
- Integrierer: Dreiecksspannung
- Schmitt-Trigger: Rechteckspannung.

4.3 Programmierte Differentialgleichung 2. Ordnung

In dem letzten Versuchsteil soll nun eine Schaltung aufgebaut werden, die eine Differenzialgleichung 2. Ordnung beschreibt.
Eine Differenzialgleichung 2. Ordnung hat die Form:

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

Um diese Gleichung zu simulieren benötigt man zwei Integrierer und einen invertierenden Verstärker, der wiederum das erste Integrierglied ansteuert.



Schaltung zur Differenzialgleichung 2. Ordnung

Die Vorfaktoren lassen sich durch die verwendeten Kondensatoren und Widerstände bestimmen. Der Abgriff zwischen den beiden Integrationsgliedern entspricht der $\dot{x}(t)$-Komponente. Deren Vorfaktor (2β) lässt sich durch das verbaute Potentiometer regeln, was uns die Möglichkeit gibt alle drei Schwingungsfälle (Schwing-, Kriech- und aperiodischer Grenzfall) der DGL zu simulieren.