

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I
Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007
Signalgeneratoren und gesteuerte Quellen

I Einleitung

In dieser Versuchsreihe wird das Verhalten niederfrequenter Signalgeneratoren betrachtet sowie die Grundlagen der Regelungstechnik erarbeitet.

II Theoretische Grundlagen

Signalgeneratoren liefern Signale in den unterschiedlichsten Formen und Frequenzen. Typisch sind hierbei Sinus-, Rechteck-, Dreieck- und Sägezahnsignale im gesamten technisch relevanten Frequenzbereich. Es gibt stationäre sowie modulierte Signale.

Abhängig von der jeweils gewählten Frequenz werden zur Realisierung von Signalgeneratoren unterschiedliche Komponenten benötigt. So bestehen sie für niedrige bis mittlere Frequenzen aus OV und Komparatorschaltkreisen, für hohe Frequenzen aus Bipolartransistoren und FETs sowie für sehr hohe Frequenzen auch aus Tunneldioden oder Gunn-Dioden.

Bei niedrigen Frequenzen entfällt i.d.R. die Frequenzkompensation, da sie die Bandbreite bzw. die Slew-Rate verkleinert.

Rechteckgeneratoren nutzen Transistoren als Schalter sowie Kondensatoren, um RC-Glieder mit spezifischen Eigenschaften wie der Schaltzeit und der Triggerschwelle zu bilden. Sinusgeneratoren hingegen arbeiten mit Resonanzkreisen (RC-, LC- und mechanische Glieder). Da sie nicht von der Triggerschwelle und nur wenig von den aktiven Komponenten abhängt, ist die Frequenz auch meistens stabiler als bei Rechteckgeneratoren.

Im niederfrequenten Bereich nutzt man RC- statt LC-Gliedern, da sonst die Kapazitäten und Induktivitäten zu groß wären und somit die Schwingkreisgüte absänke.

Oszillatorkenngrößen sind unter anderem die Oszillatorfrequenz, die Signalform, die Amplitude, die Frequenz- (einige 10% bis $10^{-6} \dots 10^{-10}$) und Amplitudenstabilität, die Ausgangssignalleistung, der Einfluss des verwendeten Verbrauchers sowie die benötigte Eingangsleistung.

Grundprinzip des rückgekoppelten Oszillators

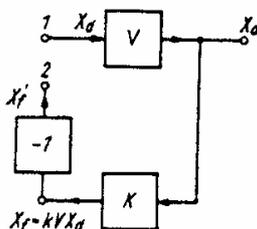


Abbildung 1: Grundstruktur des rückgekoppelten Systems
 (aus /2/ M. Seifart: „Analoge Schaltungen“ S.414)

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

Mit Hilfe des Signalflussbildes aus Abbildung 1 lässt sich die Entstehung selbsterregter Schwingungen erklären. Führt man an Klemme 1 ein Signal X_d zu, so tritt dieses Signal

auch an 2 auf, wenn die Schleifenverstärkung $\frac{X_f'}{X_d} = -kV$ exakt Eins beträgt:

$$X_f' = -X_f = -kVX_d = X_d \quad (1)$$

$$\text{mit } -kV = 1 \quad (2)$$

Wegen der Übereinstimmung der Signale an 1 und 2 in Amplitude, Frequenz und Phasenlage, können 1 und 2 verbunden werden und die äußere Signalquelle entfernt werden. Im Regelkreis entsteht somit eine Schwingung mit derjenigen Frequenz, für die die Bedingung (2) erfüllt ist, man nennt (2) daher auch die Selbsterregungsbedingung nach Barkhausen.

Es folgen sofort die Amplituden- und Phasenbedingung aus (2), da (2) komplex ist:

$$|-kV| = 1 \quad (3, \text{Amplitudenbedingung})$$

$$\varphi_s = 0, 2\pi, 4\pi, \dots \quad (4, \text{Phasenbedingung})$$

Wegen (3) muss das Rückkopplungsnetzwerk die durch den Verstärker hervorgerufene Dämpfung kompensieren.

Für $|-kV| > 1$ wächst die Schwingungsamplitude solange an, bis sie durch die nichtlinearen Elemente oder die Regelschaltung begrenzt wird.

Im umgekehrten Fall wird keine Schwingung erzeugt.

Die drei Merkmale eines Oszillators sind:

- 1.) Verstärker, der sich selbst aussteuert (\rightarrow positive Rückkopplung)
- 2.) Aktives Element zur Leistungsverstärkung (>1)
- 3.) Nichtlineares Glied oder Regelkreis zum Erreichen einer konstanten Schwingungsamplitude.

Amplitudenstabilisierung

Bei Sinusgeneratoren muss die Schleifenverstärkung bei der gewünschten Frequenz nahe Eins sein, für alle anderen kleiner Eins. Dadurch wird das Signal stabilisiert (i.a. bei RC-Gliedern durch Gegenkopplungsschaltungen oder lineare Regelschaltungen)

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

Rechteckgenerator

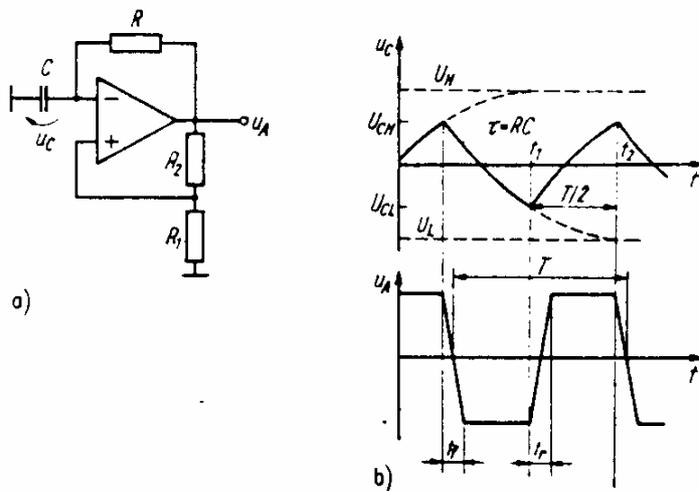


Abbildung 2: Schaltbild und Zeitverlauf eines Rechteckgenerators (aus /2/ M. Seifart: „Analoge Schaltungen“ S.414)

Direkt nach dem Einschalten des Rechteckgenerators beträgt die Spannung am Kondensator $u_C = 0$. Aufgrund der Rückkopplung springt der OV-Ausgang entweder auf den positiven oder negativen Sättigungswert U_H bzw. U_L . Er entspricht ungefähr der Betriebsspannung U_B des OV's.

Exemplarisch sei der OV-Ausgang auf U_H gesprungen.

Es liegt nun am nicht-invertierenden OV-Eingang die Spannung $U_H \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ an. Der Kondensator könnte sich bis maximal U_H über den Aufladewiderstand R aufladen. Bevor dieser Fall eintritt, springt jedoch der OV-Ausgang bei einem Wert von $u_C \approx U_H \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ auf den negativen Sättigungswert, da der Rückkopplungsvorgang einsetzt. Der Vorgang wiederholt sich nun mit umgekehrten Vorzeichen. Der Kondensator lädt sich also bis $u_C \approx U_L \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ negativ auf, woraufhin die Schaltung zurückkippt.

Zusammengefasst springt die Ausgangsspannung also immer dann, sobald die Schleifenverstärkung sehr groß ist (zu Beginn war sie Null), der OV also in seinen linearen Bereich gelangt, was geschieht, wenn die Eingangsdifferenzspannung beinahe Null ist.

Dadurch werden Mäanderimpulse durch die Schaltung erzeugt mit der Periodendauer

$$T = 2RC \ln\left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2}\right), \text{ für } U_L = -U_H \text{ (wie im Versuch).}$$

Kennt man die Slew-Rates für positive und negative Flanken (S_r und S_s) des OV's, so lassen sich die in Abbildung 2 gezeigte Anstiegs- und Abfallzeit (t_r und t_s) angeben durch:

$$t_r \approx \frac{U_H - U_L}{S_r} = \frac{\Delta U_A}{S_r} \text{ und } t_s \approx \frac{\Delta U_A}{S_s}$$

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

Dreieckspannungsgenerator

Integriert man das Ausgangssignal eines Rechteckgenerators und koppelt man das resultierende Signal an den Eingang der Rechteckgeneratorschaltung, so ergibt sich ein Dreieckssignal. Dies ist in Abbildung 3 anhand einer Beispielschaltung verdeutlicht.

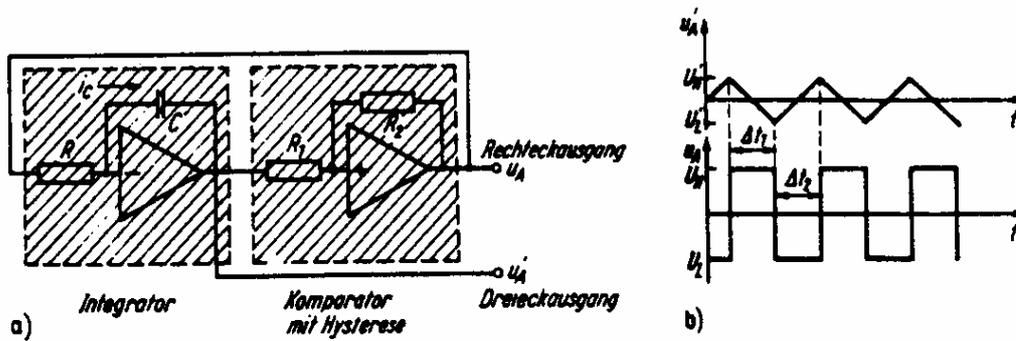


Abbildung 3: Schaltbild eines Dreiecksgenerators (aus /2/ M. Seifart: „Analoge Schaltungen“ S.416)

Die sich ergebende Generatorfrequenz $f = \frac{1}{T}$ ist proportional zur Steilheit der Integratorausgangsspannung u_A' .

Für Spannungsabfall gilt:

$$\frac{du_A'}{dt} = -\frac{U_H' - U_L'}{\Delta t_1} = -\frac{i_C}{C} = -\frac{U_H}{RC}$$

und für Spannungsanstieg der Dreiecksspannung:

$$\frac{du_A'}{dt} = \frac{U_H' - U_L'}{\Delta t_2} = -\frac{i_C}{C} = -\frac{U_L}{RC}$$

Somit folgt für die Periodendauer:

$$T = \frac{1}{f} = RC \left[\frac{U_H' - U_L'}{U_H} + \frac{U_H' - U_L'}{-U_L} \right] = RC(U_H' - U_L') \left[\frac{1}{U_H} - \frac{1}{U_L} \right]$$

Ferner ist bei einem Schmitt-Trigger nach Abbildung 3 a) $U_L = -U_H$ und $U_H' = -U_L' = \frac{R_1}{R_2} U_H$, womit die Periodendauer $T = \frac{1}{f} = 4RC \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$ ist.

Betrieht man die Schaltung symmetrisch, ist die Periodendauer also unabhängig von der Ausgangsamplitude.

Für konstantes U_H' und U_L' ist somit für $|U_L| \propto |U_H|$ die Frequenz linear abhängig von der Ausgangsamplitude (realisierbar durch ein Potentiometer anstelle des Integratorwiderstandes).

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

Das Tastverhältnis beträgt $\frac{\Delta t_1}{\Delta t_2} = -\frac{U_L}{U_H}$ und lässt sich durch die Einspeisung eines zusätzlichen Stromes in die Integratorschaltung variieren.

Sinusgenerator

Die Wahl eines geeigneten Sinusgenerators hängt zum einen vom benötigten Frequenzbereich zum anderen aber auch von der Frequenz- und Amplitudenstabilität und dem Klirrfaktor ab. Genaueres dazu ist dem Anhang A1 entnehmbar.

Ein Maß für eine gute Frequenzstabilität in Abhängigkeit der verwendeten Bauelemente ist eine hohe Phasensteilheit $\frac{d\varphi_s}{d\omega}$. Sie gibt die Änderung des Phasenwinkels der

Schleifenverstärkung mit der Frequenz an. Dies gilt natürlich nur, wenn man davon ausgeht, dass die Oszillatorfrequenz vorwiegend von den frequenzbestimmenden Gliedern der Schaltung abhängig ist, also die übrigen Einflussgrößen nur wenig zur Frequenzvarianz beitragen.

Aufgelistet sind daher folgende Dinge (Auszug aus /2/ M. Seifart: „Analoge Schaltungen“ S.422) beim Aufbau von Oszillatorschaltungen zu beachten:

- ”
- kleiner TK der frequenzbestimmenden Bauelemente,
 - möglichst kleine Dämpfung der frequenzbestimmenden LC-Kreise,
 - Schaltungen so dimensionieren, dass die Eingangs-/Ausgangswiderstände der Verstärkerstufen die Schwingfrequenz möglichst wenig beeinflussen,
 - wirksame Arbeitspunktstabilisierung,
 - hohe Grenzfrequenz der aktiven Verstärkerelemente, damit deren Einfluss auf die Schwingfrequenz vernachlässigbar ist,
 - stabilisierte Speisespannungen
 - bei höchsten Anforderungen an Frequenzkonstanz Temperatur der frequenzbestimmenden Glieder konstant halten (Thermostat),
 - Last über Trennstufe anschließen [(mit nicht-invertierendem OV realisierbar → Impedanzwandler)]
 - Rückkopplungsfaktor nicht unnötig groß dimensionieren (Vermeiden nichtlinearer Verzerrungen)
- “

Eine Amplitudenstabilisierung beim Sinusgenerator erreicht man, indem beim Aufschaukeln der Schwingfrequenz $|kV| > 1$ ist und sich später durch einen Regelkreis $|kV| = 1$ einstellt.

Die Schwingamplitudenbegrenzung erreicht man durch eine Begrenzung des Ausgangsaussteuerbereiches, einer Arbeitspunktverschiebung oder durch die Bedämpfung eines Resonanzkreises.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

Wien-Brücken-Oszillator (Sinusgenerator als RC-Oszillator)

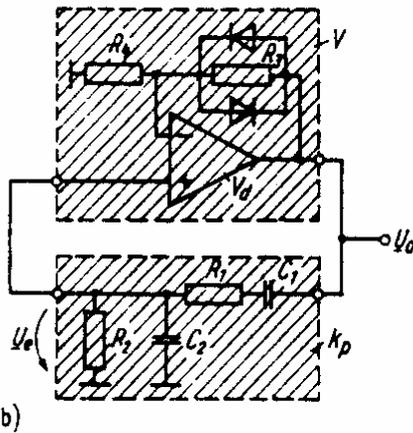


Abbildung 4: Schaltbild eines Wien-Brücken-Oszillators
(aus /2/ M. Seifart: „Analoge Schaltungen“ S.423)

Der Verstärker in Abbildung 4 ist nicht-invertierend. Idealisiert setzt man einen unendlich hohen Eingangswiderstand und eine Phasendrehung von 0° bzw. 360° voraus.

Die Schaltung enthält einen Rückkopplungskanal mit Rückkopplungsfaktor k_p und einen Gegenkopplungskanal mit Gegenkopplungsfaktor k_N .

Überwiegt die Wirkung der positiven Rückkopplung die der Gegenkopplung (geringfügig), so kann die Schaltung oszillieren.

Am Verstärkereingang liegt die rückgekoppelte Spannung $k_p U_a$ an.

Mit $Z_1 = R_1 + \frac{1}{pC_1}$ und $Z_2^{-1} = \frac{1}{R_2} + pC_2$ ist der Rückkopplungsfaktor

$$k_p(j\omega) = \frac{U_e}{U_a} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)}.$$

Der Gegenkopplungsfaktor ist $k_N = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$. (5)

Für den Fall, dass die Phasenverschiebung des Rückkopplungsvierpols bei der gewünschten Oszillatorfrequenz Null beträgt, ist die Kreisfrequenz $\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}$ und die Dämpfung

beträgt in diesem Fall $k_p(\omega_0) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$. (6)

Im einfachsten und häufig vorkommenden Fall wählt man $R_1 = R_2 = R$ und $C_1 = C_2 = C$, sodass die Dämpfung für die Kreisfrequenz $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ dann $k_p(\omega_0) = \frac{1}{3}$ ist.

Da die Verstärkung V_d gegen unendlich geht (idealer OV) muss aus der Beziehung $k_{ges} V_d = (k_p - k_N) V_d = 1$ für den Wien-Robinson-Oszillator folgen, dass $k_p = k_N$ ist.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

Mit den Beziehungen (5) und (6) folgt daraus die allgemeine Schwingbedingung für den Wien-Brücken-Oszillator

$$1 + \frac{R_3}{R_4} \geq 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (7)$$

und für den bereits erwähnten Spezialfall die vereinfachte Schwingbedingung

$$R_3 \geq 2R_4. \quad (8)$$

Im Realfall ist die Verstärkung V_d endlich und daraus folgt, dass der Rückkopplungsfaktor ein wenig größer als der Gegenkopplungsfaktor sein muss.

Im Spezialfall ist bei einem idealen OV bei Berücksichtigung von (8) die Brückendiagonalspannung Null.

Daher legt man i.d.R. einen der Gegenkopplungswiderstände steuerbar aus, sodass sein Widerstandswert von der Amplitude des Oszillatorsignals gesteuert wird.

Es regelt sich damit automatisch eine konstante Schwingungsamplitude ein, die fast unabhängig von Leerlaufverstärkungsschwankungen des OVs ist.

Nach Abbildung 4 ist die Eingangsdifferenzspannung $\underline{U}_d = (k_p - k_N)\underline{U}_a$.

Nach dem Rechenbeispiel zur Phasensteilheit (s. Anhang A2) ist eine hohe Leerlaufverstärkung günstig für die Phasensteilheit und somit für die Frequenzstabilität ist.

Zur Stabilisierung der Amplitude verwendet man unter anderem Begrenzerdioden, die parallel zum Gegenkopplungswiderstand R_3 geschaltet werden (nichtlineare Gegenkopplung). Allerdings wird dabei die Signalform verzerrt.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

Konstantspannungsquelle

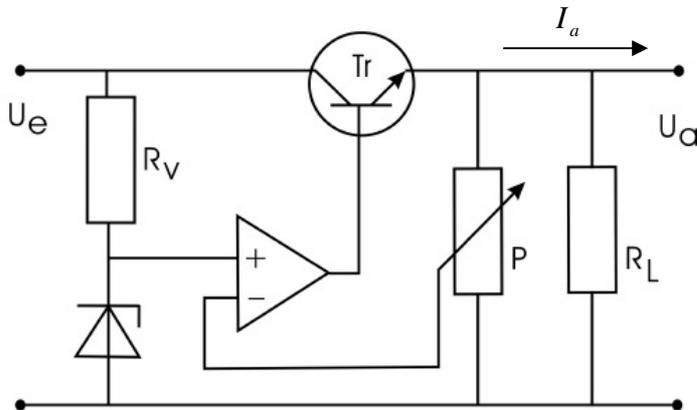


Abbildung 5: Schaltbild einer Konstantspannungsquelle (aus der Versuchsbeschreibung „Signalgeneratoren und gesteuerte Quellen“ der Universität Rostock)

Für eine wie in Abbildung 5 aufgebaute Konstantspannungsquelle vergleicht der OV die von der Z-Diode abgegriffene Referenzspannung U_Z mit einem Bruchteil der Ausgangsspannung U_A .

Durch die Ausgangsspannungsänderung des OV's wird der Kollektor-Emitter-Widerstand des Transistor Tr so gesteuert, dass die Ausgangsspannung U_A unabhängig von den Schwankungen der Eingangsspannung und des Laststromes I_A ist.

Durch den über das Potentiometer P realisierten Spannungsteiler ist außerdem die Ausgangsspannung in gewissen Grenzen variierbar.

Besonders an der Schaltung ist, dass (nicht auf dem Schaltbild eingezeichnet!) der Anschluss für $-U_B$ an Masse gelegt ist, wodurch eine Verschiebung des Ruhepotentials zu positiven Spannungen hin erreicht wird.

Konstantstromquelle (mit erdfreiem Lastwiderstand)

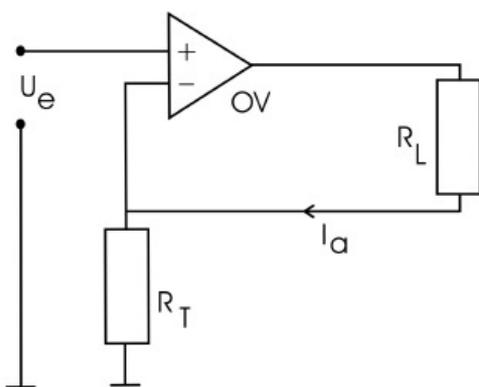


Abbildung 6: Ersatzschaltbild einer Konstantstromquelle (aus E. Balcke, H. Krause „Grundlagen der analogen Schaltungstechnik“ S.256)

Abbildung 7: Schaltbild einer Konstantstromquelle mit erdfreiem Lastwiderstand (aus der Versuchsbeschreibung „Signalgeneratoren und gesteuerte Quellen“ der Universität Rostock)

Abbildung 7 zeigt eine Konstantstromquelle. Für sie gilt das Ersatzschaltbild nach Abbildung 6, bei der der Generatorwiderstand auf Null gesetzt worden ist.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I
Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

Es sind folgende Beziehungen vorhanden:

$$U_n = -IR_1$$

$$U_n = \frac{U_a}{V}$$

$$r_a^* = \frac{U_L}{I} = \frac{U_a - U_n}{I} = \frac{U_n(V - 1)}{I}$$

$$r_a^* = R_1(-V + 1) \approx R_1(-V)$$

$$r_a^* = R_1|V|$$

Mit $|V| = \frac{R_L}{R_1}$ ergibt sich somit:

$$\frac{r_a^*}{R_L} = \frac{R_1|V|}{R_L} = \frac{|V|}{|V|}$$

Der Strom ist also umso mehr konstant (also ein hoher Ausgangswiderstand), je größer die Verstärkung $|V|$ ohne Gegenkopplung bzw. je kleiner $|V|$ mit Gegenkopplung ist.

Wegen des hohen Eingangswiderstands wird der nicht-invertierende Verstärker auch nur gering belastet.

Stabilisierungsfaktoren

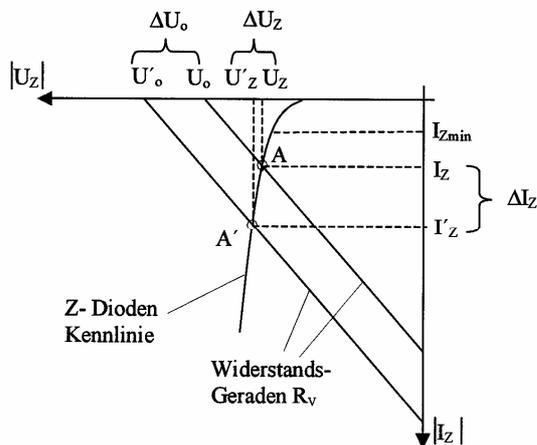


Abbildung 8: Arbeitspunktverschiebung in der Stabilisierungsschaltung
 (aus Prof. Dr.-Ing. B. Falter: „Elektronische Schaltungen I“ BTU Cottbus S.2.7.-06)

Erhöht sich die Eingangsspannung der Schaltung um den Betrag ΔU_0 so führt dies zu einer Verschiebung der Widerstandsgeraden R_v , wodurch der neue Arbeitspunkt A' mit den Werten U_z' und I_z' entsteht.

Dadurch ergibt sich auch eine Erhöhung der Ausgangsspannung um ΔU_z , welche allerdings deutlich geringer als ΔU_0 ist.

Daraus folgt, dass für sehr steile Z-Dioden-Kennlinien die Ausgangsspannung nahezu stabil bleibt.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I
Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

Der differentielle Widerstand $r_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$ gibt diese Steilheit an.

Es folgt der absolute Stabilisierungsfaktor durch die Betrachtung:

$$\Delta U_0 = \Delta I_z R_V + \Delta U_z$$

$$\frac{\Delta U_0}{\Delta U_z} = \frac{\Delta I_z}{\Delta U_z} R_V + 1$$

$$\Rightarrow G = \frac{\Delta U_0}{\Delta U_z} = 1 + \frac{R_V}{r_z}$$

Das Verhältnis $\frac{R_V}{r_z}$ sollte daher möglichst groß gewählt werden um eine gute Stabilisierung zu erreichen.

Belastet man die Schaltung mit dem Lastwiderstand R_L so fließt der Ausgangsstrom I_L und der Diodenstrom I_z sinkt um den $\Delta I_z = I_L$ ab.

Der Strom bleibt nahezu konstant und die Schaltung verhält sich wie eine Spannungsquelle

mit Innenwiderstand $r_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_L} \approx \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} = r_z$.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

III Versuchsteil

Sinusspannungsgenerator

III.i.a Versuchsaufbau

Die für diesen Versuch benötigten Materialien sind:

- Modul mit OV B084 und Widerständen (4-fach OV)
- Oszilloskop Agilent 54603B mit Messkabeln
- Gleichspannungsquelle (+/- 12V, GND)
- diverse Laborstecker-Kabel
- 2 Z-Dioden
- RC-Glied aus Versuchsreihe 1
- Widerstandsdekaden

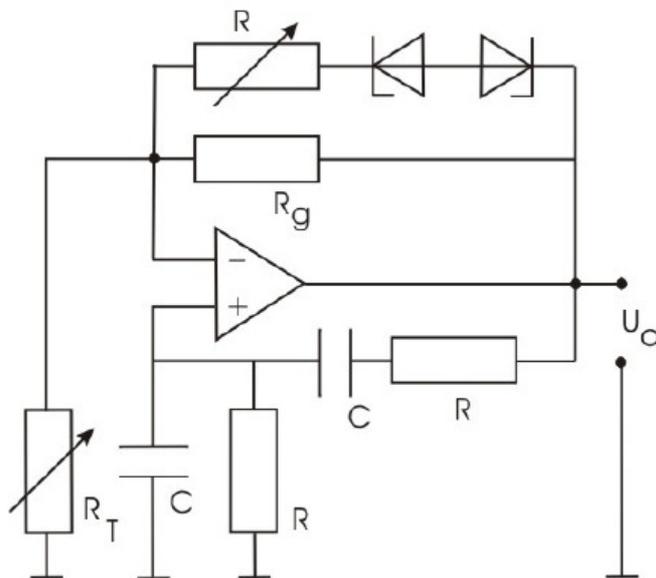


Abbildung 9: Schaltbild eines Wien-Brücken-Oszillators (aus der Versuchsbeschreibung „Signalgeneratoren und gesteuerte Quellen“ der Universität Rostock)

Es wird ein Wien-Brücken-Oszillator nach Abbildung 9 aufgebaut.

Dabei ist $R = 10k\Omega$, $C = 10nF$, $R_T = 44,9k\Omega$, $R_G = 100k\Omega$ ($\geq 2R_T$), $R_Z = 1M\Omega$.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

III.i.b Versuchsdurchführung

Es wird eine FFT des Ausgangssignals mit dem Oszilloskop durchgeführt, wobei sich folgendes Bild (Abbildung 10) ergibt:

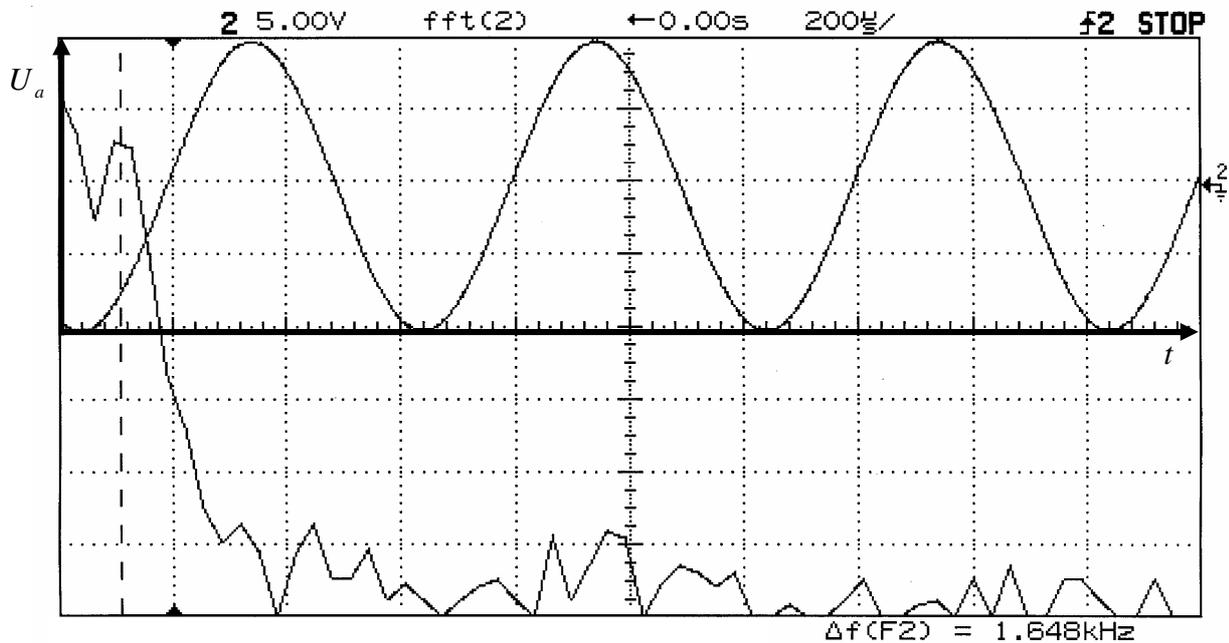


Abbildung 10: Messbild mit FFT zum Wien-Brücken-Oszillator

III.i.c Zusammenfassung und Schlussfolgerungen

Mit Hilfe der FFT und den TIME-Cursorn ist ersichtlich, dass sich eine Frequenz von 1,648kHz einstellt. Diese stimmt mit der beim ersten Versuch berechneten und gemessenen von 1,666kHz bis auf Messfehler (Ungenauigkeit bei der Selektion der Frequenz) gut überein.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007****Rechteckspannungsgenerator****III.ii.a Versuchsaufbau**

Die für diesen Versuch benötigten Materialien sind:

- Modul mit OV B084 und Widerständen (4-fach OV)
- Oszilloskop Agilent 54603B mit Messkabeln
- Gleichspannungsquelle (+/- 12V, GND)
- diverse Laborstecker-Kabel
- Widerstandsdekaden
- Kapazitätsdekade

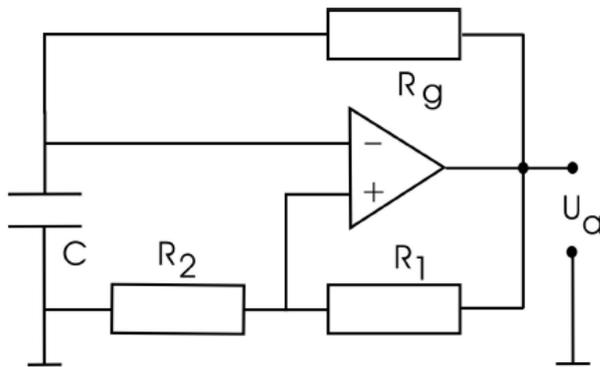


Abbildung 11: Schaltbild eines Rechteckspannungsgenerators
(aus der Versuchsbeschreibung „Signalgeneratoren und gesteuerte Quellen“ der Universität Rostock)

Es wird ein Rechteckspannungsgenerator nach Abbildung 11 aufgebaut.

Dabei ist

a) $R_1 = 40k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_g = 2,4k\Omega$, $C = 5\mu F$

b) $R_1 = 40k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_g = 2,4k\Omega$, $C = 2,7nF$

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

III.ii.b Versuchsdurchführung

Es werden mit Hilfe des Oszilloskops die Ausgangs- und die Kondensatorspannung gemessen, wobei sich bei a) für eine Frequenz von 100Hz folgendes Messbild (Abbildung 12) ergibt:

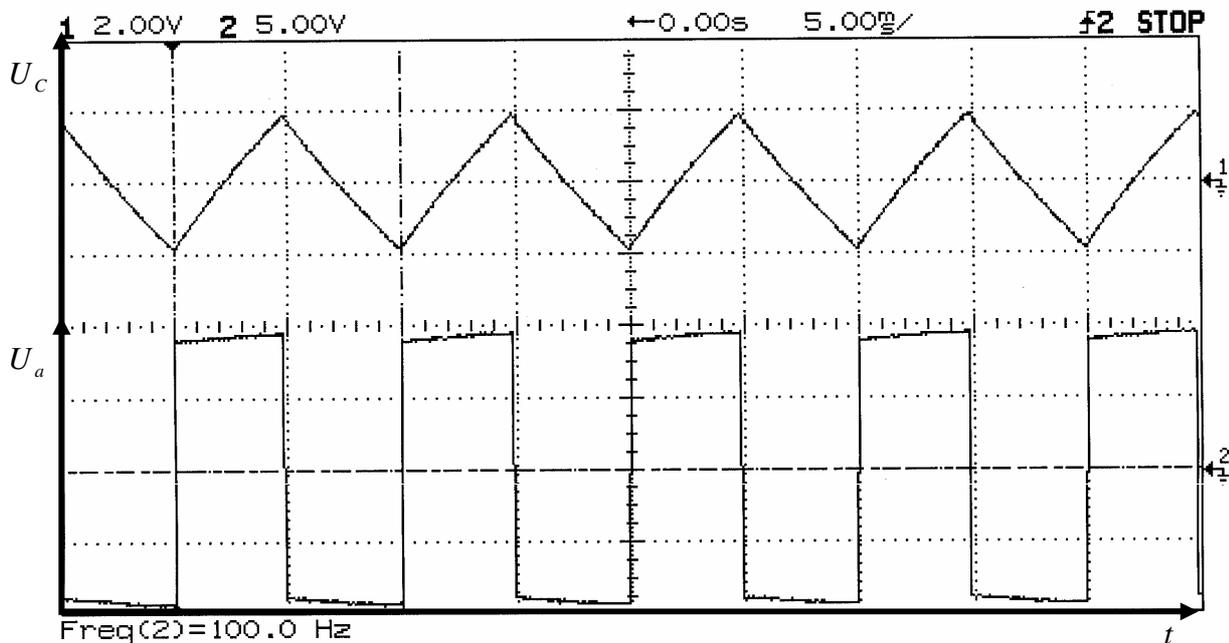


Abbildung 12: Messbild zum Rechteckgenerator mit $f=100\text{Hz}$

Für den Fall b) ergibt sich für eine Frequenz von 100kHz folgendes Messbild (Abbildung 13):

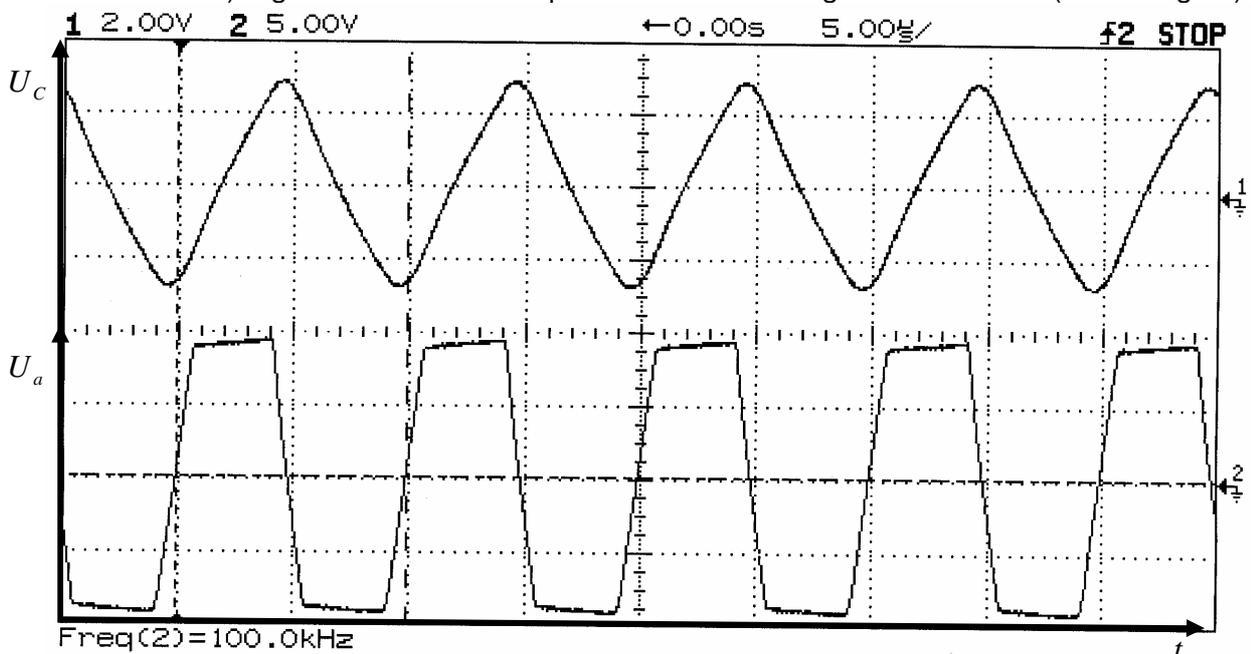


Abbildung 13: Messbild zum Rechteckgenerator mit $f=100\text{kHz}$

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007****III.ii.c Zusammenfassung und Schlussfolgerungen**

Die Ergebnisse entsprechen hierbei qualitativ in keiner Weise der theoretischen Vorbetrachtung.

Hätte man die Berechnung des Widerstandes R_g und der Kapazität C der Schaltung zu Grunde gelegt, so wären Werte mit Abweichungen von Faktor 5 bei a) und ähnlich große Abweichungen bei b) aufgetreten.

Der Theorie nach, hätte die Schaltung folgendermaßen dimensioniert werden müssen:

$$T = 2RC \ln(9) = 2RC \cdot 2,197$$

$$\Leftrightarrow RC = \frac{T}{4,394}$$

$$\text{a) } R = 2,276k\Omega, C = 1\mu F \quad \text{für } f = 100Hz$$

$$\Rightarrow RC = 2,276 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{b) } R = 2,276k\Omega, C = 1nF \quad \text{für } f = 100kHz$$

$$\Rightarrow RC = 2,276 \cdot 10^{-6}$$

Dies liegt wohlmöglich an den Anforderungen die die Gleichungen des Theorieteils an den Rechteckgenerator stellen, welche im Realfall also nicht ohne weiteres reproduzierbar sind. Ansonsten entsprechen die Verläufe der Kondensator- und Ausgangsspannung zumindest den grundlegenden Erwartungen.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

Dreieckspannungsgenerator

III.iii.a Versuchsaufbau

Die für diesen Versuch benötigten Materialien sind:

- Rechteckspannungsgenerator (aus vorherigem Versuchsaufbau)
- Integratorschaltung nach Abbildung 3

Es wird eine Integratorschaltung zwischen den Ausgang und den Eingang des Rechteckgenerators geschaltet, so wie es in Abbildung 3 gezeigt ist.

Dabei werden $R = 100k\Omega$, $C = 1,6nF$ gewählt und es wird ein weiterer Widerstand $R_C = 1M\Omega$ parallel zum Kondensator geschaltet.

III.iii.b Versuchsdurchführung

Mit Hilfe des Oszilloskops werden die Rechteck- und die Dreieckspannung gemessen, wobei sich das folgenden Messbild ergibt (Abbildung 14):

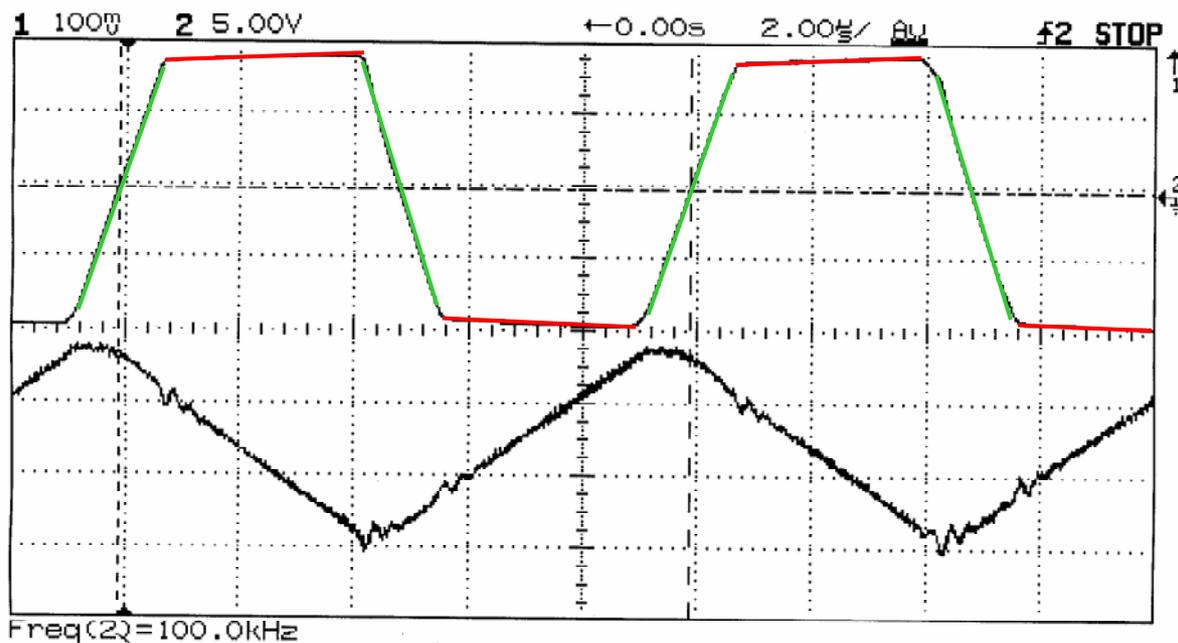


Abbildung 14: Messbild der Rechteck- und Dreieckspannung für eine Frequenz von $f=100kHz$

III.iii.c Zusammenfassung und Schlussfolgerungen

Anhand des Messbildes ist gut zu erkennen, dass der Integrator richtig arbeitet. Die beinahe konstanten Stücke der Rechteckspannung (rot) werden zu Graden integriert, wobei auch die Richtungen stimmen, und die Graden der Rechteckspannung (grün) werden zu Parabeln integriert.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

III Versuchsteil

Spannungsstabilisierung mit Z-Diode

III.iv.a Versuchsaufbau

Die für diesen Versuch benötigten Materialien sind:

- Modul mit Z-Diode und Widerstand R_V
- Modul mit Lastwiderstandskette R_L
- Gleichspannungsquelle
- Voltmeter

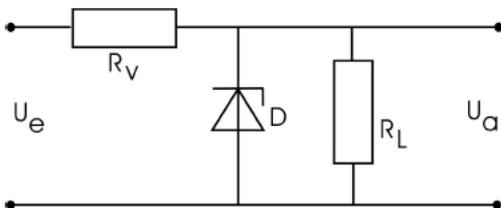


Abbildung 15: Spannungsstabilisierung mit Z-Diode
(aus der Versuchsbeschreibung „Signalgeneratoren und gesteuerte Quellen“ der Universität Rostock)

Es wird eine Spannungsstabilisierung nach Abbildung 15 realisiert. Dabei sind $U_e = 10V$ und $R_V = 384\Omega$

III.iv.b Versuchsdurchführung

Mit Hilfe einer Widerstandskette wird für verschiedene Werte von R_L die Ausgangsspannung der Schaltung gemessen. Es ergibt sich aus den Messwerten der Tabelle 1 im Anhang folgendes Diagramm (Abbildung 16):

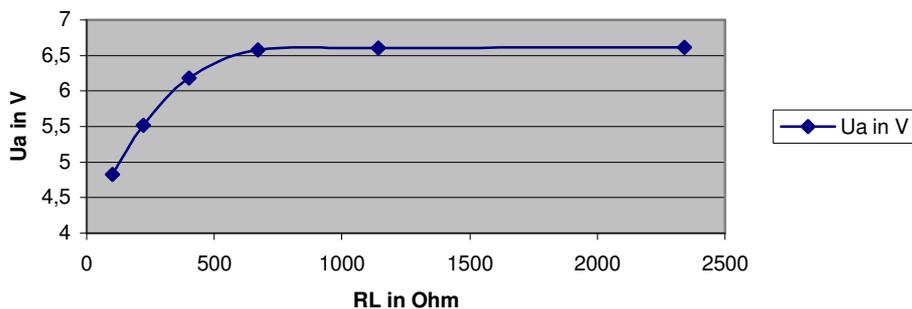


Abbildung 16: Verhalten einer Konstantspannungsquelle mit Z-Diode in Abhängigkeit vom Lastwiderstand

III.iv.c Zusammenfassung und Schlussfolgerungen

Wie theoretisch erwartet, setzt die Stabilisierung bei Werten für $R_L < R_V$ deutlich aus.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

Über die Beziehung $r_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_L} \approx \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} = r_z$ ergibt sich $r_z \approx \frac{\Delta U_a}{\Delta I_L} = \frac{1,789V}{0,0457\Omega} \approx 39,15\Omega$ und

$$G = 1 + \frac{R_v}{r_z} = 1 + \frac{384}{39,15} \approx 10,81.$$

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

Regelbare Konstantspannungsquelle mit Z-Diode

III.v.a Versuchsaufbau

Die für diesen Versuch benötigten Materialien sind:

- Modul mit OV B084 und Widerständen (4-fach OV)
- Gleichspannungsquelle (+/- 12V, GND)
- diverse Laborstecker-Kabel
- 2 Widerstandsdekaden

Es wird eine regelbare Konstantspannungsquelle mit Z-Diode nach Abbildung 5 aufgebaut.

III.v.b Versuchsdurchführung

Mit Hilfe einer Widerstandskette wird für verschiedene Werte von R_L die Ausgangsspannung der Schaltung gemessen. Es ergibt sich aus den Messwerten der Tabelle 2 im Anhang folgendes Diagramm (Abbildung 17):

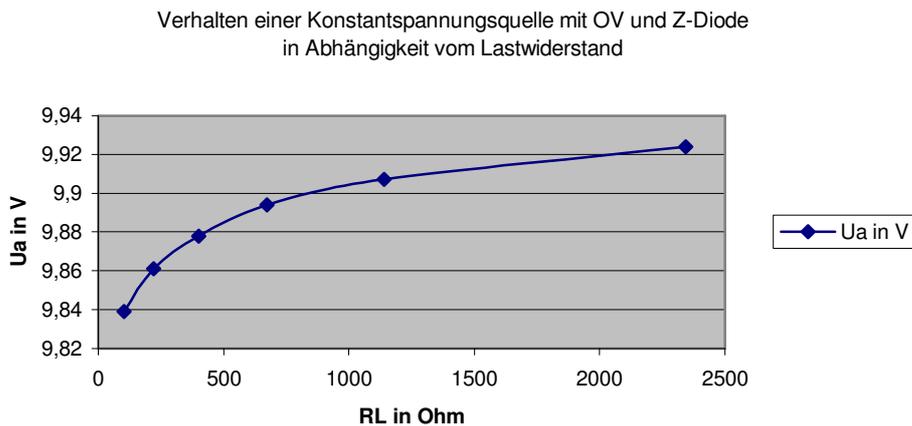


Abbildung 17: Verhalten einer Konstantspannungsquelle mit OV und Z-Diode in Abhängigkeit vom Lastwiderstand

III.v.c Zusammenfassung und Schlussfolgerungen

Wie erwartet setzt die Stabilisierung bei Werten für $R_L < R_V$ deutlich aus.

Im Gegensatz zur vorherigen Stabilisierungsmethode ist nun allerdings die Gesamtschwankung der Werte deutlich kleiner.

Dies hängt mit der Tatsache zusammen, dass der OV die von der Z-Diode abgegriffene Referenzspannung U_Z mit einem Bruchteile der Ausgangsspannung U_A vergleicht.

Über die Beziehung $r_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_L} \approx \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} = r_Z$ ergibt sich $r_Z \approx \frac{\Delta U_a}{\Delta I_L} = \frac{0,093V}{0,0939\Omega} \approx 0,99\Omega$ und

$G = 1 + \frac{R_V}{r_Z} = 1 + \frac{384}{0,99} \approx 388,9$ und dieser Wert ist wie erwartet natürlich deutlich größer als bei der hervorgehenden Schaltung.

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

Konstantstromquelle

III.v.a Versuchsaufbau

Die für diesen Versuch benötigten Materialien sind:

- Modul mit OV B084 und Widerständen (4-fach OV)
- Gleichspannungsquelle (+/- 12V, GND)
- diverse Laborstecker-Kabel
- 2 Widerstandsdekaden

Es wird eine Konstantstromquelle nach Abbildung 7 aufgebaut.

Dabei wird $R_T = 232\Omega$ gewählt, sodass $I_a \approx 3mA$ ist.

III.v.b Versuchsdurchführung

Mit Hilfe einer Widerstandskette wird für verschiedene Werte von R_L der Ausgangsstrom I_a der Schaltung gemessen. Es ergibt sich aus den Messwerten der Tabelle 3 im Anhang folgendes Diagramm (Abbildung 18):

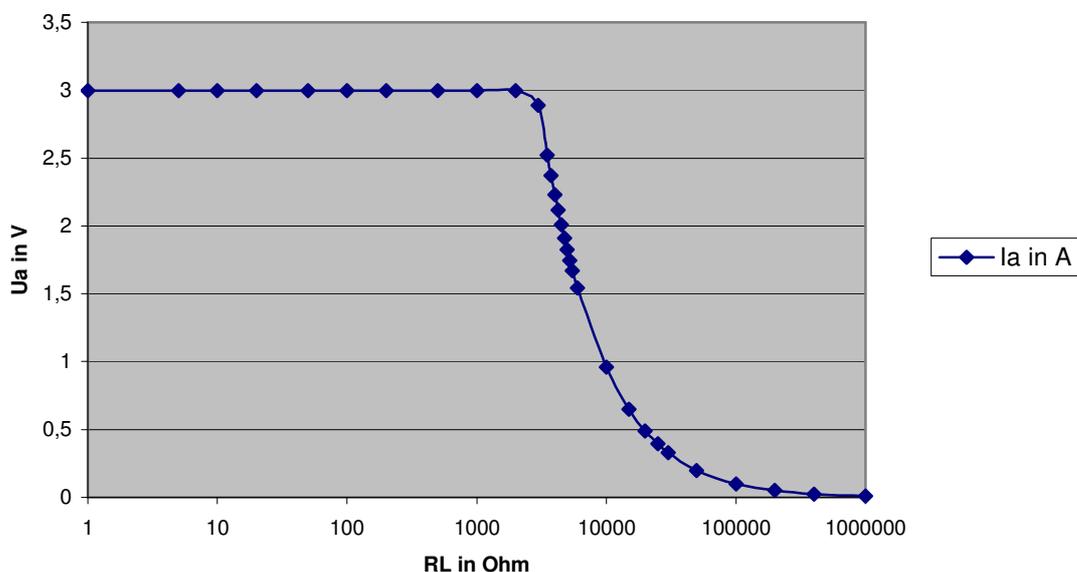


Abbildung 18: Verhalten einer Konstantstromquelle in Abhängigkeit vom Lastwiderstand

III.v.c Zusammenfassung und Schlussfolgerungen

Wie erwartet, verläuft der Graph zu Beginn nahezu konstant (\rightarrow Konstantstromquelle) und bei Werten von $R_L > 3k\Omega$ stark (\sim exponentiell) gegen Null.

**Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I
Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007**

IV Anhang

Tafel 18.1. Gesichtspunkte zur Auswahl von Oszillatorschaltungen (Sinusoszillatoren) [18.4]

Oszillatortyp	Typischer Frequenzbereich	Typischer Klirrfaktor	Typische Amplitudeninstabilität	Bemerkungen
Phasenschieber	10 Hz ... 1 MHz	1 ... 3%	3%	einfach, billig, durch Widerstände leicht im Frequenzbereich 2:1 abstimbar, schnelles An- und Einschwingen, mittlere Leistungsfähigkeit
Wienbrücke	1 Hz ... 1 MHz	0,01%	1%	extrem niedriger Klirrfaktor, sehr gut für hochqualitative Instrumentierungs- und NF-Anwendungen, relativ schwierig abstimbar (Doppelpotentiometer mit gutem Gleichlauf erforderlich); lange Einschwingzeit nach sprunghafter Frequenz- oder Amplitudenänderung
LC-Oszillatoren	1 kHz ... 500 MHz (1 GHz)	1 ... 3%	3%	schwierig über großen Bereich abstimbar, höhere Güte als RC-Oszillatoren, startet schnell, leicht in hohen Frequenzbereichen betreibbar
Stimmgabeloszillator	60 Hz ... 3 kHz	0,25%	0,1%	frequenzstabil über großen Temperatur- und Betriebs Spannungsbereich; relativ stoß- und vibrationsunempfindlich; nicht abstimbar
Quarzoszillator	30 kHz ... 200 MHz	0,1%	1%	höchste Frequenzstabilität; nur geringfügig abstimbar; möglicherweise zerbrechlich
Dreiecksgenerator mit Signalformer (Diodennetzwerk)	1 Hz ... 500 kHz	1 ... 2%	1%	großer Abstimmbereich realisierbar, kurze Einschwingzeit auf neue Frequenz oder Amplitude. Bemerkung: Der Signalformer kann auch von einem DAU angesteuert werden; Signalformung auch mittels logarithmischer Kennlinie realisierbar
Durch ROM angesteuerter DAU	1 Hz ... 20 MHz	0,1%	0,01%	leistungsfähiges Digitalprinzip; sehr schnelles Amplituden- und Frequenzeinschwingen mit geringem dynamischem Fehler. Problem: sehr hohe Taktfrequenz erforderlich (8-bit-DAU benötigt Taktimpulsfolge mit der 256fachen Ausgangsfrequenz des Sinussignals); DAU-Einschwingzeit und Überspringen (glitches) ergibt mit zunehmender Ausgangsfrequenz evtl. Fehler

18.5. Sinusgeneratoren 421

A 1: Gesichtspunkte zur Auswahl von Oszillatorschaltungen (Sinusgeneratoren) (aus /2/ M. Seifart: „Analoge Schaltungen“ S.421)

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I

Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007

Die Schleifenverstärkung ist frequenzabhängig. Ein Maß für die Frequenzstabilität der Schaltung ist ihre Phasensteilheit $d\varphi_s/d\omega$ in der Umgebung der Resonanzfrequenz. Wir wollen $d\varphi_s/d\omega$ der Schaltung nach Bild 18.8b berechnen. Die Schleifenverstärkung beträgt

$$V_s = (k_P - k_N) V_d. \quad (18.8)$$

Bei der Resonanzfrequenz gilt

$$1 = (k_{P0} - k_N) V_d \quad \text{mit} \quad k_{P0} \equiv k_P(\omega_0). \quad (18.9)$$

Einsetzen von (18.5) in (18.8) ergibt mit den Abkürzungen

$$\Omega \equiv \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad \text{und} \quad A \equiv 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

$$V_s = \left(\frac{1}{A + j\Omega} - k_N \right) V_d.$$

Wir ersetzen k_N mit Hilfe von (18.9) und erhalten

$$V_s = \left(\frac{1}{A + j\Omega} - k_{P0} + \frac{1}{V_d} \right) V_d = \left(\frac{1}{A + j\Omega} - \frac{1}{A} + \frac{1}{V_d} \right) V_d.$$

Für $\Omega \ll A$ gilt die Näherung

$$V_s \approx \left[\frac{1}{A} \left(1 - j \frac{\Omega}{A} \right) - \frac{1}{A} + \frac{1}{V_d} \right] V_d = 1 - j\Omega \frac{V_d}{A}.$$

Der Phasenwinkel der Schleifenverstärkung ergibt sich hieraus durch Division von Imaginär- und Realteil zu

$$\varphi_s = \arctan \left(-\Omega \frac{V_d}{A} \right).$$

Solange $\varphi_s \approx \tan \varphi_s$ gilt, folgt für den Spezialfall $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ mit der Beziehung

$$\Omega \equiv \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

(gilt für $\Delta\omega \ll \omega_0$) die Näherung

$$\frac{d\varphi_s}{d\omega} \approx -\frac{V_d}{A} \frac{d\Omega}{d\omega} \approx -\frac{2}{3} \frac{V_d}{\omega_0}.$$

A 2: Beispielrechnung zur Phasensteilheit
(aus /2/ M. Seifart: „Analoge Schaltungen“ S.426)

Protokoll zum Fortgeschrittenenpraktikum I**Elektronische Messtechnik im WS 2006/2007****Tabelle 1: Messwerte zum Verhalten einer Konstantspannungsquelle mit Z-Diode**

RL in Ohm	Ua in V
102	4,829
222	5,519
402	6,186
672	6,581
1142	6,603
2342	6,615
3942	6,618

Tabelle 2: Messwerte zum Verhalten einer Konstantspannungsquelle mit Z-Diode und OV

RL in Ohm	Ua in V
102	9,839
222	9,861
402	9,878
672	9,894
1142	9,907
2342	9,924
3942	9,932

Tabelle 3: Messwerte zum Verhalten einer Konstantstromquelle

RL in Ohm	Ia in A
0	2,998
1	2,998
5	2,998
10	2,998
20	2,998
50	2,998
100	2,998
200	2,998
500	2,998
1000	2,998
2000	2,998
3000	2,888
3500	2,522
3750	2,371
4000	2,232
4250	2,115
4500	2,007
4750	1,911
5000	1,824
5250	1,745
5500	1,671
6000	1,542
10000	0,959
15000	0,648
20000	0,491
25000	0,394
30000	0,328
50000	0,198
100000	0,1
200000	0,05
400000	0,025
1000000	0,01