



TECHNISCHE UNIVERSITÄT
ILMENAU

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Mikro- und Nanoelektronik
Fachgebiet Elektronische Schaltungen und Systeme

Oszillatoren

Versuch 13

im

Informationselektronischen Praktikum

Studiengang Elektrotechnik und
Informationstechnik

2.Studienschwerpunkt:
Mikro-, Nanoelektronik und Elektrotechnologie
(BA)

Betreuer: Dipl.-Ing. Dominik Krauß
Raum H3511, Tel. 69 1167

Praktikumsraum: H 3515

Informationselektronisches Praktikum

Versuch 13 "Oszillatoren"

Dominik Krauß, Eric Schäfer

4. Mai 2009

Inhaltsverzeichnis

1 Zielstellung	2
2 Theoretische Grundlagen	2
2.1 Modell des Vierpoloszillators	2
2.2 Eigenschaften von Oszillatoren	3
2.2.1 Frequenzstabilität	3
2.2.2 Amplitudenstabilität	5
2.3 Oszillatoren	5
2.3.1 LC-Oszillatoren	5
2.3.2 RC-Oszillatoren	6
2.3.3 Quarzoszillatoren	8
3 Praktikumsvorbereitung	10
4 Praktikumsdurchführung	12

1 Zielstellung

Das Ziel des Versuches ist die Dimensionierung von drei verschiedenen Oszillatorschaltungen. Dabei soll der Schwerpunkt auf dem Entwurf, der Analyse, den Eigenschaften und dem praktischen Aufbau der Oszillatoren liegen. Es werden ein RC-, LC- und Quarzoszillator verwendet.

2 Theoretische Grundlagen

Das Problem der Schwingungserzeugung beschrieb Barkhausen 1907 in seiner Dissertation. Im Jahre 1912 baute der Amerikaner Armstrong und 1913 der Österreicher Meißner eine funktionierende Oszillatorschaltung. Sie entdeckten das Rückkopplungsprinzip. Somit war der Weg frei für elektronische Sender.

2.1 Modell des Vierpoloszillators

Vierpoloszillatoren bestehen aus einer Verstärkerschaltung und einem Rückkopplungsnetzwerk, welches z.B. ein Schwingkreis sein kann. Die Verstärkerschaltung hat die Aufgabe das Rückkopplungsnetzwerk zu entdämpfen. Die Wirkungsweise lässt sich mit Hilfe der Rückkopplung anschaulich erklären.

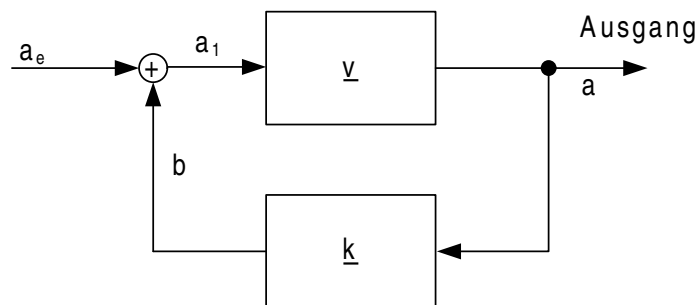


Abbildung 1: Regelkreis

Dabei gelten folgende Beziehungen

$$\underline{v} = \frac{a}{a_1} \quad \text{komplexe Verstärkung} \quad (1)$$

$$\underline{k} = \frac{a}{b} \quad \text{komplexer Rückkopplungsfaktor} \quad (2)$$

Das Signal a_1 ergibt sich zu

$$a_1 = a_e + \underline{k}a \quad (3)$$

damit ergibt sich die Gesamtverstärkung des Systems zu

$$\underline{V}_{ges} = \frac{a}{a_e} = \frac{a}{a_1 - \underline{k}a} = \frac{\underline{v}}{1 - \underline{k}\underline{v}} \quad (4)$$

Das Produkt $\underline{V}_S = \underline{k}\underline{v}$ wird als *Schleifenverstärkung* bezeichnet. Je nach Vorzeichen von \underline{V}_S wird zwischen Gegen- und Mitkopplung unterschieden. Bei positiver Schleifenverstärkung liegt Mitkopplung vor und damit ist $\underline{V}_{ges} > \underline{v}$. Wird $\underline{V}_S = +1$ so geht $\underline{V}_{ges} \rightarrow \infty$. Das heißt bei endlichen Ausgangssignal ist das Eingangssignal gleich Null. Eine solche Schaltung bezeichnet man als Oszillator. Daraus entwickelt sich die Schwingungsbedingung von *Barkhausen*.

$$\underline{k}\underline{v} = 1 \quad (5)$$

Ergibt die Amplitudenbedingung

$$|\underline{k}\underline{v}| = 1 \quad (6)$$

Und die Phasenbedingung

$$\varphi_{ges} = 0 + n \cdot 2 \cdot \pi \quad (7)$$

Als Startsignal wirkt das Eingangsrauschen der Bauelemente bzw. der Einschaltvorgang der Betriebsspannung des Verstärkers. Den Vorgang des Entstehens einer anwachsenden Schwingung wird als *Selbsterregung* bezeichnet, dabei muss aber $\underline{k}\underline{v}$ etwas größer als 1 sein. Nach Einsetzen der Schwingung wächst die Amplitude weiter an, bis der Verstärker nicht mehr als lineares Bauelement arbeitet. Infolge der Nichtlinearität wird die Ausgangsamplitude begrenzt. In diesem Fall ist $\underline{k}\underline{v} = 1$. Trotz wachsenden Eingangssignals steigt das Ausgangssignal des Verstärkers nicht weiter an. Es stellt sich ein Signal mit konstanter Amplitude ein.

2.2 Eigenschaften von Oszillatoren

2.2.1 Frequenzstabilität

Ein Maß für die Frequenzstabilität von Oszillatoren ist die sogenannte Phasensteilheit

$$S_\varphi = \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \quad (8)$$

Sie gibt Auskunft darüber, wie sich bei Variation des Phasenwinkels zwischen Ein- und Ausgang des Systems die Frequenz ändert. Die Phase eines Oszillators ist von vielen Faktoren abhängig, z.B. von der Frequenz ω , der Temperatur ϑ , der Betriebsspannung U_0 und der Belastung R_L

$$\varphi = \varphi(\omega, \vartheta, U_0, R_L) \quad (9)$$

Aus dieser Funktion kann durch Nullsetzen des totalen Differential der Einfluss auf die Frequenz bestimmt werden.

$$\Delta \varphi = \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \Delta \omega + \frac{\partial \varphi}{\partial \vartheta} \Delta \vartheta + \frac{\partial \varphi}{\partial U_0} \Delta U_0 + \frac{\partial \varphi}{\partial R_L} \Delta R_L \quad (10)$$

Damit ergibt sich für die Frequenzänderung

$$\Delta \omega = \frac{\frac{\partial \varphi}{\partial \vartheta} \Delta \vartheta + \frac{\partial \varphi}{\partial U_0} \Delta U_0 + \frac{\partial \varphi}{\partial R_L} \Delta R_L}{\frac{\partial \varphi}{\partial \omega}} \quad (11)$$

Es ist zu erkennen, dass je größer die Phasensteilheit ist, desto weniger treten Frequenzänderungen bei Phasensprüngen auf. Daraus folgt, dass eine große Phasensteilheit gleichfalls eine große Frequenzkonstanz bedeutet.

Für viele Oszillatorschaltungen ist ein Parallelschwingkreis das Frequenz bestimmende Element.

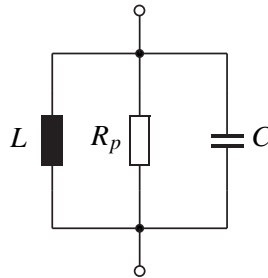


Abbildung 2: Parallelschwingkreis

Die Impedanz eines Parallelschwingkreises berechnet sich zu

$$Z_P = \frac{R_P}{1 + j\omega_0 R_P C \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{R_P}{1 + jQ\nu} = \frac{R_P}{1 + j\Omega} \quad (12)$$

Wobei

$$\nu = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad \text{die Verstimmung,} \quad (13)$$

$$Q = \omega_0 R_P C = \frac{f_0}{b} \quad \text{die Güte,} \quad (14)$$

$$\Omega = Q \cdot \nu \quad \text{die normierte Verstimmung ist.} \quad (15)$$

b ist die -3dB-Bandbreite und $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ die Resonanzfrequenz. Der Phasenwinkel ergibt sich im Parallelschwingkreis zu

$$\varphi = -\arctan Q\nu \quad (16)$$

Für kleine Phasenwinkel gilt $\varphi \approx -Q\nu$. Für die Verstimmung gilt

$$\nu = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega\omega_0} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad \text{für } \omega \approx \omega_0 \quad (17)$$

Damit wird

$$\varphi \approx -Q\nu = -\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad \text{für kleine } \nu Q \quad (18)$$

Die Phasensteilheit ergibt sich damit zu

$$S_\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial\omega} = -\frac{2Q}{\omega_0} \quad (19)$$

Hieraus folgt, dass die Phasensteilheit genau dann groß ist, wenn auch die Güte des Parallelschwingkreises groß ist.

2.2.2 Amplitudenstabilität

Um eine Schwingung aufrecht zu erhalten muss k_V mindestens gleich 1 sein. Werden allerdings Toleranzen und temperaturbedingte Schwankungen berücksichtigt, wird deutlich, dass $k_V > 1$ sein muss. Desweiteren muss die Ausgangsamplitude begrenzt werden, da der stationäre Zustand eine konstante Schwingungsamplitude voraussetzt. Das bedeutet, nach Erreichen der gerade noch unverzerrten Maximalamplitude muss sich die Schleifenverstärkung auf 1 einstellen, weil sonst Übersteuerung auftritt und damit keine sinusförmige Schwingung mehr vorhanden ist. Es wird demnach eine Amplitudenstabilisierung oder Verstärkerregelung erforderlich sein. Dabei bestehen folgende Möglichkeiten:

- Selbständige Begrenzung des Verstärkers aufgrund der Batteriespannung, führt allerdings zu Nichtlinearitäten
- Einsetzen von nichtlinearen Bauelementen in den Gegenkopplungszweig, z.B. Z-Dioden
- Einsetzen von Thermistoren als stabilisierende Gegenkopplungswiderstände
- Einsetzen von Regelschaltungen, z.B. OPV Regelungen

2.3 Oszillatoren

2.3.1 LC-Oszillatoren

Die einfachste Methode zur Erzeugung einer Sinusschwingung besteht in der Entdämpfung eines LC-Schwingkreises mit Hilfe eines Verstärkers. LC-Oszillatoren werden im Frequenzbereich von einigen kHz bis mehrere hundert MHz eingesetzt. Bei tieferen Frequenzen werden die Werte für die Spulen und Kondensatoren zu groß. Bei hochwertigen Schwingkreisen lassen sich nahezu oberwellenfreie Sinusschwingungen mit hoher Frequenzkonstanz erzeugen.

Als Beispiel dieses Typs soll hier im Praktikum der *Franklin-Oszillator* aufgebaut werden.

Franklin-Oszillator Bei dem Franklin-Oszillator wird ein LC-Parallelschwingkreis als Resonanzelement genutzt.

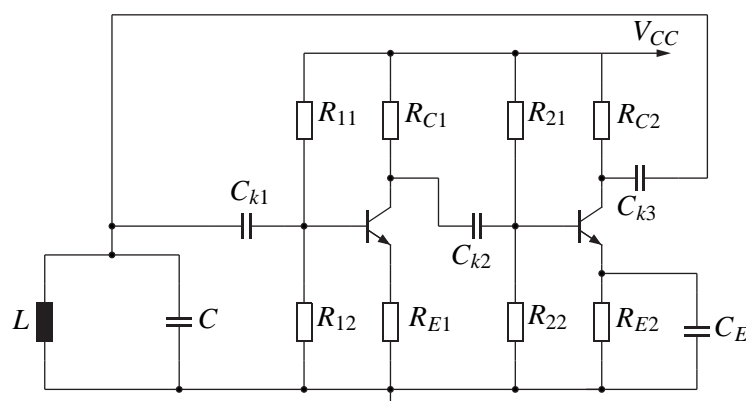


Abbildung 3: Parallelschwingkreis

Dieser erzeugt jedoch in Resonanznähe eine Phasendrehung von 0° . Um den LC-Schwingkreis nun zu entdämpfen wird ein Verstärker benötigt, der eine Phasendrehung von 0° bzw 360° aufweist, damit die Schwingbedingung wieder erfüllt wird. Es ist demnach eine zweistufige Transistorschaltung erforderlich. Mit dem Franklin Oszillator läßt sich eine hohe Frequenzkonstanz erreichen. Dabei können aufgrund der großen Verstärkung des zweistufigen Verstärkers die Kapazitätswerte von C_{k1} und C_{k3} klein gehalten werden. Das hat den Vorteil, dass die arbeitpunktabhängigen Transistorleitwerte und -kapazitäten nur wenig Einfluß auf die Resonanzfrequenz des Schwingkreises nehmen. Desweiteren wird die erste Transistorstufe stromarm dimensioniert, damit der Schwingkreis durch den Basisspannungsteiler, der nun hochohmig ist, kaum belastet wird. Die zweite Stufe besitzt eine große Verstärkung.

2.3.2 RC-Oszillatoren

Der Frequenzbestimmende Teil eines Oszillators muß nicht zwangsläufig aus zwei verschiedenen Energiespeichern wie Spulen und Kondensatoren bestehen. Spulen haben den Nachteil, daß sie bei niedrigen Frequenzen große Ausmaße besitzen. Mit Netzwerken aus Widerständen und Kondensatoren lassen sich kleine und leichte Oszillatoren aufbauen. Die in der Praxis häufig verwendete Rückkopplungsnetzwerke sind der Wien-Spannungsteiler, die überbrückte T-Schaltung und die Doppel-T-Schaltung. Der Nachteil von RC-Oszillatoren ist, daß sie eine geringere Phasensteilheit besitzen und damit ein größeres Phasenrauschen aufweisen. Daraus resultiert eine geringere Frequenzkonstanz. Aufgrund der Verwendung von Widerständen tritt ein größeres thermisches Rauschen im Rückkopplungsglied auf.

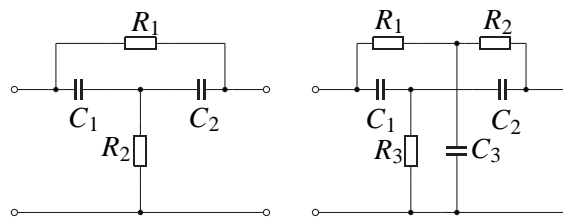


Abbildung 4: überbrückte T-Schaltung und die Doppel-T-Schaltung

Im Praktikum soll der Wien-Robinson-Oszillator aufgebaut werden, welcher als Rückkopplungsglied die sogenannte Wienbrücke besitzt.

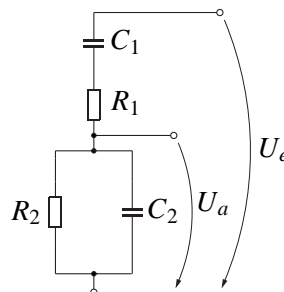


Abbildung 5: Wien-Brücke

Bei symmetrischem Aufbau der Wien-Brücke mit $R = R_1 = R_2$ und $C = C_1 = C_2$ ergibt sich die Übertragungsfunktion zu

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{3 + j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)} \quad (20)$$

dabei erhält man die Verstimmung mit

$$v = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right) \quad (21)$$

Hierraus läßt sich die Resonanzfrequenz des Netzwerkes ablesen.

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (22)$$

Die Güte der Wien-Brücke beträgt

$$Q = \frac{1}{3} = \frac{U_a}{U_e} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (23)$$

Die Wien-Brücke verhält sich also wie ein Schwingkreis mit geringer Güte. Da diese im Zusammenhang mit der Phasensteilheit und damit der Frequenzkonstanz steht, ist zu erkennen daß die Wien-Brücke eine geringe Phasensteilheit besitzt. Da die Wien-Brücke in Resonanz eine Verstärkung von $\frac{1}{3}$ besitzt, muß der angeschlossene Verstärker mindestens eine Verstärkung von 3 besitzen, damit der Oszillator überhaupt schwingen kann und damit die Schwingbedingung erfüllt ist.

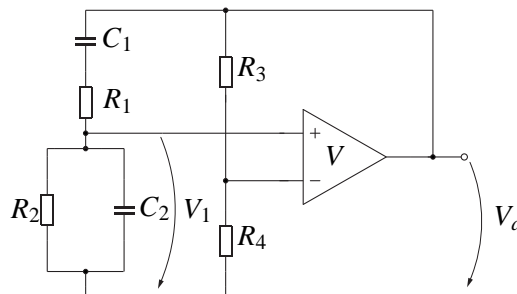


Abbildung 6: Wien-Robinson-Oszillator mit OPV

Wien-Robinson-Oszillator mit OPV Die Verstärkung des OPV am positiven Pfad ergibt sich zu

$$V_{OP} = \frac{V_a}{V_1} = 1 + \frac{R_3}{R_4} \quad (24)$$

Das Widerstandsverhältnis ist so einzustellen, daß die Schwingbedingung erfüllt wird. Damit der Wien-Robinson-Oszillator anschwingt, muss bei symmetrischen Aufbau der Wien-Brücke, die Verstärkung durch R_3 und R_4 so eingestellt werden, dass sie größer als 3 ist. Jedoch steigt die Amplitude nun dauerhaft an, was bei Erreichen der Betriebsspannung zu Verzerrungen des Signals führt. Der Oszillator ist dann kein harmonischer Oszillator mehr. Um dieses Problem zu

beheben wird eine Amplitudenregelung nötig sein, die die Verstärkung des OPV regelt und somit die Schwingbedingung $k_V = 1$ gewährleistet. Die folgende Abbildung zeigt eine Realisierungsmöglichkeit.

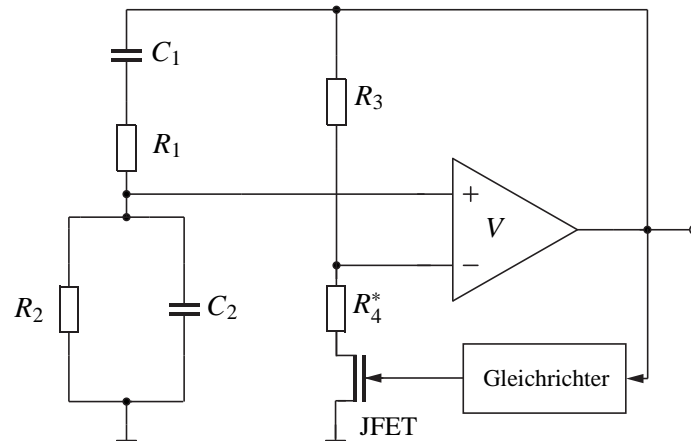


Abbildung 7: Wien-Robinson-Oszillator mit Amplitudenregelung

2.3.3 Quarzoszillatoren

Kernstück eines Quarzoszillators ist der Schwingquarz als Selektionsmittel. Bei einem Schwingquarz wird der reziproke Piezo-Effekt ausgenutzt. Eine angelegte Wechselspannung regt den Quarz zu mechanischen Schwingungen an. Für den Schwingquarz kann man ein elektrisches Ersatznetzwerk für die Umgebung seiner Resonanzfrequenz angeben. Das Ersatzschaltbild besteht aus einem Reihenschwingkreis mit einer großen Induktivität L_1 einer kleinen Kapazität C_1 und einem Verlustwiderstand R_1 , sowie einer parallelen Kapazität C_p die durch die Elektroden bedingt ist.

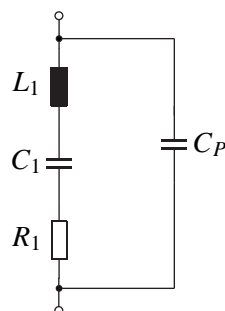


Abbildung 8: Schwingquarz Ersatzschaltbild

Für die Impedanz des Quarzes gilt mit $R_1 \rightarrow 0$

$$Z_Q = \frac{j}{\omega} \frac{\omega^2 L_1 C_1 - 1}{C_p + C_1 - \omega^2 L_1 C_1 C_p} \quad (25)$$

Es ist zu erkennen, daß es zwei Resonanzfrequenzen gibt: die Reihenresonanzfrequenz f_R , bei der die Impedanz Null wird, und die Parallelresonanz f_P bei der die Impedanz gegen unendlich geht.

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (26)$$

$$f_P = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_P}} = f_R \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_P}} \quad (27)$$

Dadurch, daß Parallelresonanz und Reihenresonanzfrequenz sehr nahe beieinander liegen, wird beim Quarz eine sehr hohe Güte (der Reihenresonanz) erreicht.

Beispieldaten für ein 430 kHz Resonator:

$$L_1 = 7.307 \text{ mH}$$

$$C_1 = 18.748 \text{ pF}$$

$$R_1 = 8.33 \text{ } \Omega$$

$$C_P = 305.26 \text{ pF}$$

$$Q = 2370$$

Heegner Oszillator Der Heegner Oszillator ist ein Quarzoszillator, bei dem 2 Verstärkerstufen verwendet werden, damit eine Phasendrehung von 360° erreicht wird. Die Kopplung der beiden Stufen erfolgt über den Schwingquarz. Nun ist es möglich den Ausgang des zweiten Verstärkers direkt an den Eingang des ersten Verstärkers anzuschließen, um einen Oszillator zu erhalten. Durch einen zusätzlichen Schwingkreis am Ausgang der zweiten Stufe kann der Oszillator mit der 3., 5., 7., ... Oberwelle des Quarzes schwingen. Desweiteren verhindert dieser, daß der Quarz nicht auf einer ungewollten Nebenfrequenz schwingt, und er erleichtert das Anschwingen.

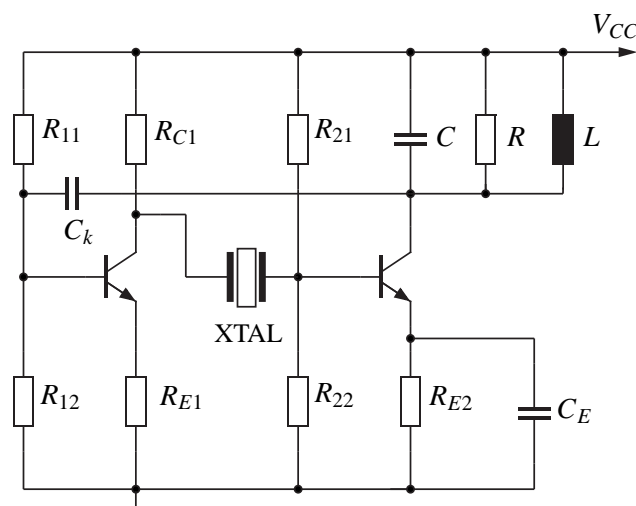


Abbildung 9: Heegner Schaltung

3 Praktikumsvorbereitung

Auf der Grundlage eines zweistufigen bipolar Transistorverstärkers sollen drei verschiedene Oszillatoren für die gleiche Frequenz $f_{osc} = 430 \text{ kHz}$ entworfen werden.

1. Aufgabe Dimensionieren Sie den zweistufigen Verstärker auf folgende Kennwerte:

- Arbeitspunkte: Stufe 1 (Q_1):

$$\begin{aligned} I_{CAP} &= 99 \mu\text{A} \\ I_{BAP} &= 982 \text{ nA} \\ U_{CEAP} &= 2.04 \text{ V} \\ U_{BEAP} &= 0.67 \text{ V} \end{aligned}$$

Arbeitspunkte: Stufe 2 (Q_2):

$$\begin{aligned} I_{CAP} &= 247 \mu\text{A} \\ I_{BAP} &= 2.37 \mu\text{A} \\ U_{CEAP} &= 4.56 \text{ V} \\ U_{BEAP} &= 0.693 \text{ V} \end{aligned}$$

Die Spannung am Kollektorpunkt der ersten Stufe soll $V_{C1} = 6.3\text{V}$ und die Spannung am Kollektorpunkt der zweiten Stufe soll $V_{C2} = 5\text{V}$ betragen.

- Spannungsverstärkung vom Eingang von Q_1 zum Kollektorpunkt Q_2 : $v_u \geq 20$
- Bandbreite: 10kHz...1MHz
- Betriebsspannung: $V_{CC} = 10\text{V}$

Bestimmen Sie die Ein- und Ausgangswiderstände des Verstärkers. Zur Simulation nutzen Sie den Transistor BF199 (Modellkarte im Anhang) und den Simulator LTSpice (includieren von Modellkarten mit der Anweisung: „include bf199.lib“ im Schematic).

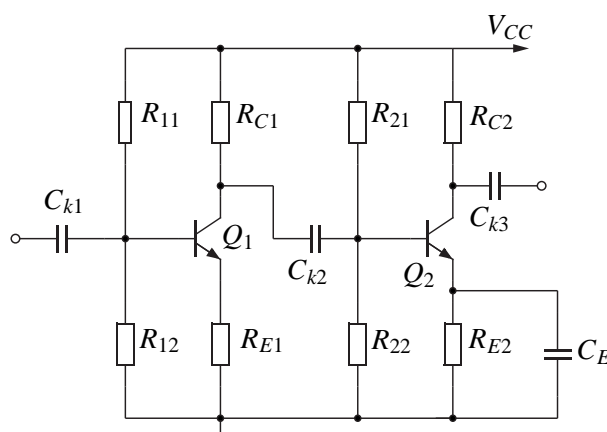


Abbildung 10: Dimensionierung des Arbeitspunktes

2. Aufgabe Dimensionieren Sie die Bauelemente des Parallelschwingkreises für den *Franklin-Oszillator*. Denken Sie dabei über die Dimensionierung der Koppelkapazitäten nach.

- Resonanzfrequenz $f_{osc} = 430 \text{ kHz}$
- Betriebsgüte $Q = 25$

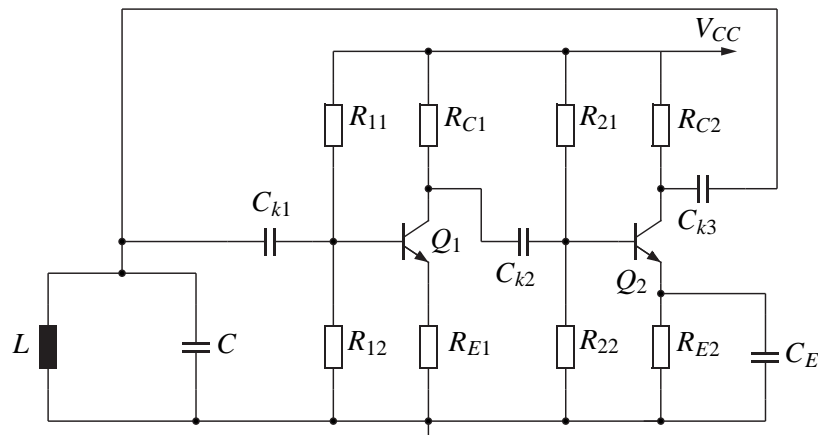


Abbildung 11: Dimensionierung des Franklin-Oszillators

3. Aufgabe Dimensionieren Sie die Wien-Brücke des *Wien-Robinson-Oszillators*, sodass die Resonanzfrequenz ebenfalls $f_{osc} = 430 \text{ kHz}$ beträgt. Denken Sie an die Ein- und Ausgangswiderstände des Transistorverstärkers. Streben Sie einen symmetrischen Aufbau der Wien-Brücke an.

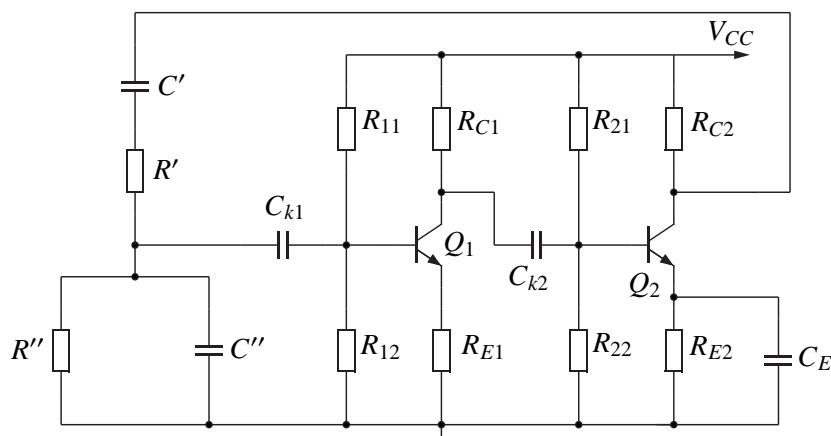


Abbildung 12: Dimensionierung des Wien-Oszillators

4 Praktikumsdurchführung

1. Aufgabe Simulieren Sie den Frequenzgang des von Ihnen in der Vorbereitung dimensionierten Verstärkers. Überprüfen Sie die Spezifikationsdaten. Bestimmen Sie den komplexen Eingangswiderstand bei $f = 430 \text{ kHz}$

2. Aufgabe Erweitern Sie die Schaltung zum *Franklin-Oszillator*. Führen Sie folgende Simulationen durch:

- Ermitteln Sie das Übertragungsverhalten der offenen Schleife. Öffnen Sie dazu die Schleife am Verstärkereingang und bilden Sie den Eingangswiderstand des Verstärkers nach.
- Ermitteln Sie den Wert der Phasensteilheit bei der Schwingfrequenz des Oszillators.

3. Aufgabe Erweitern Sie die Schaltung zum *Heegner-Oszillator*. Verwenden Sie für den Schwingquarz das Ersatznetzwerk aus Abschnitt 2.3.3 mit den angegebenen Werten. Führen Sie die Untersuchungen wie in **Aufgabe 2** durch.

4. Aufgabe Erweitern Sie den Verstärker aus der Vorbereitung zum *Wien-Robinson-Oszillator*. Wiederholen Sie alle Untersuchungen aus **Aufgabe 2**. Klassifizieren Sie alle drei Oszillatoren nach ihrer Frequenzkonstanz.

5. Aufgabe Bauen Sie alle drei Oszillatoren auf dem Steckbrett auf und bestimmen Sie die Resonanzfrequenzen.

Literatur

- [1] Vetter: *Schaltungstechnische Praxis: Grundlagen und Methoden*. Verlag Technik, 2001
- [2] Geißler, Kammerloher, Schneider: *Berechnungs- und Entwurfsverfahren der Hochfrequenztechnik 1*. Vieweg, 1993
- [3] Zinke, Brunswig: *Hochfrequenztechnik 2*. Springer Verlag, 1998
- [4] Kurz, Mathis: *Oszillatoren*. Hüthig Verlag, 1994

Anhang

Modelkarte des Transistors BF199

```
.MODEL QBF199 NPN(IS = 4.031E-16 NF = 0.9847 ISE = 9.187E-17 NE = 1.24
+ BF = 122.5 IKF = 0.065 VAF = 135 NR = 0.991 ISC = 4.1E-13
+ NC = 1.37 BR = 5.036 IKR = 0.04 VAR = 8 RB = 16
+ IRB = 0.0004 RBM = 8 RE = 0.402 RC = 5 XTB = 0
+ EG = 1.11 XTI = 3 CJE = 2.258E-12 VJE = 0.444 MJE = 0.136
+ TF = 2.92E-10 XTF = 8 VTF = 8 ITF = 0.14 PTF = 20
+ CJC = 9.333E-13 VJC = 0.2488 MJC = 0.1974 XCJC = 0.86 TR = 3.5E-08
+ CJS = 0 VJS = 0.75 MJS = 0.333 FC = 0.9001 mfg=Philips)
*
```

Hinweis:

Diese Modelkartenparameter markieren und in ein File: *.lib kopieren, dieses Library-File in den selben Ordner speichern, wo die Schaltung auch vorhanden ist. Mit der Anweisung in LTSpice „include *.lib“ wird das Modell in LTSpice benutzt. **Nicht vergessen den generischen Transistor „NPN“ in „QBF199“ umzubenennen.**

LTSpice Manual: <http://ltspice.linear.com/software/scad3.pdf>

LTSpice Tutorial: [http://ece.sdsmt.edu/ee221/Intro to LTSpice.pdf](http://ece.sdsmt.edu/ee221/Intro%20to%20LTSpice.pdf)

LTSpice Download: <http://www.linear.com/designtools/software/ltspice.jsp>