Vorbereitung

Transistorgrundschaltungen

Carsten Röttele

10. Januar 2012

Inhaltsverzeichnis

1 Theoretische Grundlagen **2**
- 1.1 Halbleiter/Dotierung . . . 2
- 1.2 Diode . . . 2
- 1.3 Transistor . . . 3
- 1.4 Kennlinienfeld eines Transistors . . . 3
  - 1.4.1 Eingangskennlinie . . . 3
  - 1.4.2 Ausgangskennlinie . . . 3
  - 1.4.3 Steuerkennlinie . . . 4
- 1.5 Transistorschaltungen . . . 4
- 1.6 Messung der Eingangs- und Ausgangsimpedanz . . . 5
- 1.7 RC-Oszillator . . . 6

2 Aufgaben des Versuchs **6**
- 2.1 Transistorkennlinien . . . 6
- 2.2 Überlagerungstheorem . . . 7
- 2.3 Transistorschaltungen . . . 9
  - 2.3.1 Transistor als Schalter . . . 9
  - 2.3.2 Verstärker als Emitterschaltung . . . 9
- 2.4 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung . . . 10

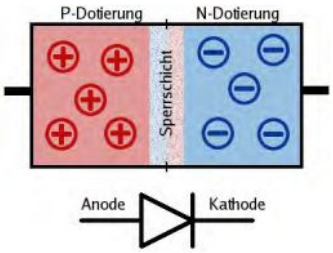
3 Quellen **10**

1 Theoretische Grundlagen

1.1 Halbleiter/Dotierung

Halbleiter, wie z.B. Germanium oder Silizium, sind Feststoffe mit besonderen Eigenschaften. Sie haben eine Leitfähigkeit, die stark von der Temperatur abhängt. So verhalten sie sich bei niedrigen Temperaturen wie Nichtleiter und bei steigender nimmt die Leitfähigkeit zu.
Um diese Dinge zu umgehen, verwendet man für technische Zwecke dotierte Halbleiter. Hierzu werden in den ursprünglichen vierwertigen Kristall, d.h. er hat vier bindende Elektronenpaare, fünfwertige oder dreiwertige Fremdatome eingesetzt.
Bei fünfwertigen Fremdatomen (z.B. Arsen oder Phosphor) spricht man von n-Dotierung, denn hier entsteht dadurch ein überschüssiges Valenzelektron, welches bei einer geringen Temperaturerhöhung frei beweglich wird, sodass das Material leitet.
Die umgekehrte Dotierung liegt bei den dreiwertigen Fremdatomen vor, also die p-Dotierung. Hier entstehen sogenannte Elektronenlücken, bzw. Löcher, in welche die Bindungselektronen des benachbarten Halbleiteratoms eintreten können. Es bewegen sich somit anschaulich positive Ladungsträger, welche den Strom leiten. Dies ist der Fall bei z.B. Bor oder Idium Fremdatomen.

1.2 Diode



Betrachtet man nun eine Halbleiterdiode, so ist diese durch Verbindung einer n und p dotierten Halbleiterschicht aufgebaut. Dadurch wandern die freien Elektronen aus der n-Schicht in die Lücken der p-Schicht hinein, solange bis die dadurch entstehende Spannung den Prozess stoppt. Es entsteht eine sogenannte Sperrschicht in der Mitte der Diode.
Legt man eine Spannung an die Diode an, so gilt es zwei Fälle zu unterscheiden.
Wenn man den positiven Pol an die n-Seite legt und dementsprechend den negativen an die p-Seite, so sperrt die Diode, da nur noch die restlichen Ladungsträger aus der Sperrschicht abgezogen werden. Es fließt nur noch ein geringer Sperrstrom, der aufgrund von thermischen Prozessen entsteht.
Vertauscht man nun die Pole, sodass der negative Pol an der n-Seite liegt und der positive an der p-Seite, so fließt ein Strom, welcher stark von der Spannung abhängt. Der Grund hierfür ist, dass nun die negativen Ladungsträger durch die positive Halbleiterschicht durchfließen können.

Man kann den Strom in Abhängigkeit von der Spannung, auch Diodenkennlinie genannt, folgendermaßen beschreiben:

$$I(U) = I_S \cdot (e^{\frac{U}{U_T}} - 1)$$

Hierbei ist I_S der Sättigungssperrstrom, der von der Beschaffenheit der Diode abhängt und U_T ist eine Konstante, die in unserem Fall etwa einen Wert von $40mV$ besitzt.

1.3 Transistor

Im folgenden wird ein npn-Transistor betrachtet, da dieser auch bei unserem Versuch benutzt wird. Im Prinzip kann man sagen, dass ein Transistor aus zwei Dioden besteht, die entgegengesetzt aneinander gereiht werden. So hat man zuerst eine B-E-Diode, bei der in unserem Fall die n-Schicht der Emitter und die p-Schicht die Basis ist und eine weiter B-C-Diode, wobei die p-Schicht die Basis bleibt und die andere n-Schicht als Kollektor bezeichnet wird.
Normalerweise schaltet man den Transistor so, sodass die B-C-Diode in Sperrichtung und die B-E-Diode in Durchflussrichtung gepolt ist. Dennoch fließt aufgrund der Geometrie des Transistors auch in diesem Fall ein Strom durch die Basis-Kollektor-Diode. Dieser Strom ist groß, falls durch die B-E-Diode ein kleiner Steuerungsstrom fließt.

1.4 Kennlinienfeld eines Transistors

Wichtig zum Beschreiben eines Transistors ist das sogenannte Kennlinienfeld. Man kann dieses in vier Quadranten aufteilen, wie man auf dem ersten Bild der Vorbereitungshilfe betrachten kann. Eine Aufgabe des Versuches ist es auch genau die drei Kennlinien zu bestimmen.

1.4.1 Eingangskennlinie

Um die Eingangskennlinie $I_B(U_{BE})$ aufzuzeichnen, trägt man den Steuerstrom(Basisstrom) I_B in Abhängigkeit von der Steuerspannung (Basis-Emitter-Spannung) U_{BE} auf. Es reicht hier eine Kurve aus, da diese Kennlinie fast nicht von der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE}. Zudem kann man anhand der Steigung dieser Kennlinie den dynamischen Basis-Emitter-Widerstand über die Formel $r_B = \frac{U_{BE}}{i_B}$ bestimmen.

1.4.2 Ausgangskennlinie

Bei der Ausgangskennlinie $I_C(U_{CE})$ wird für verschiedene Basisstrome der Kollektor-Emitter-Strom I_C in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} aufgetragen. Wir betrachten in unserem Versuch nur große U_{CE} bei denen die I_B sehr flach verlaufen. Wiederum können wir aus der Steigung der Kennlinie den Widerstand bestimmen, dieses Mal den dynamischen Kollektor-Emitter-Widerstand $r_C = \frac{U_{CE}}{i_C}$. Zu beachten ist hierbei, dass man die jeweiligen U_{CE} als konstant annimmt.

Wenn man kleine U_{CE} betrachten würde, bekäme man sehr steile Kurven, die fast zusammen laufen.

1.4.3 Steuerkennlinie

Die letzte Kennlinie ist die Steuerkennlinie, welche den Kollektorstrom in Abhängigkeit des Steuerstroms zeigt. Wie schon bei der Eingangskennlinie reicht auch hier eine Kennlinie aus, welche sogar meistens eine Ursprungsgerade darstellt. Dieses Mal gibt die Steigung den Verstärkungsfaktor β an:

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

1.5 Transistorschaltungen

Nachdem wir jetzt die Eigenschaften des Transistors besprochen haben, kommen wir zu dem Hauptteil des Versuches den Transistorschaltungen. Diese werden für viele verschiedene Sachen benutzt, wie z.B. für Schalter, als Spannungs- oder Leistungsverstärker, sowie als Impedanzwandler. Wir betrachten in unserem Versuch die Grundschaltungen, wobei vor allem die folgenden Schaltungskenngrößen wichtig sind: Der Spannungsverstärkungsfaktor v, die Eingangsimpedanz Z_e und die Ausgangsimpedanz Z_a.

Emitterschaltung

Der Schaltplan der Emitterschaltung ist das Bild 2 aus der Vorbereitungshilfe. Sie ist eine Grundschaltung, welche man vor allem als Spannungsverstärker einsetzt. Sie dient aber auch als Leistungsverstärker und man kann sie als Schalter einsetzen.
Wir müssen nun die Spannung U so wählen, sodass der Transistor immer im Arbeitsbereich ist, was wir anhand der Eingangsspannungen sehen können. Man stellt also die Ruhespannung ein. Die beiden Kondensatoren dienen dazu, dass am Ein- und Ausgang keine Ruhespannung anliegt. Dazu müssen sie relativ große Kapazitäten haben. Auch der Arbeitswiderstand R_C spielt eine wichtige Rolle, denn je größer dieser ist, umso eine größere Verstärkung erhält man, ebenso wie einen geringen Stromverbrauch. Wenn man diesen Widerstand kleiner wählt, so kann man höhere Frequenzen verarbeiten. Des weiteren gilt für die Arbeits- bzw. Widerstandsgerade die Gleichung $U_{CE} = U - I_C R_C$.
Über die Ersatzschaltungen wurde in der Vorbereitungshilfe bereits die Formeln für die wichtigen dynamischen Schaltungskenngrößen hergeleitet:

$$\begin{aligned} i_B &= \frac{U_e}{R_B + r_B} \\ u_a &= -\beta i_B \left(\frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C}\right)^{-1} \\ v &= \frac{-\beta \left(\frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C}\right)^{-1}}{R_B + r_B} \end{aligned}$$

$$Z_e = R_B + r_B$$
$$Z_a = (\frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C})^{-1}$$

Jedoch hat die Emitterschaltung auch Probleme, da die Spannungsverstärkung v stark von r_B abhängt, welches man aber nur in einer geringen Umgebung des Arbeitspunktes als konstant betrachten darf. Man kompensiert dies zwar durch einen höheren Widerstand R_B, aber dies führt auch zu einer geringeren Verstärkung.
Außerdem ist es nicht vorteilhaft, dass die Verstärkung stark von den spezifischen Transistoreigenschaften abhängt, weswegen man eine sogenannte Verstärkerschaltung mit Gegenkopplung baut, bei der es einen zusätzlichen Widerstand R_E gibt. Dadurch erhält man folgende Näherung für die Verstärkung(in der Vorbereitungshilfe hergeleitet), bei welcher sie nicht mehr von den Transistoreigenschaften abhängt:

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

1.6 Messung der Eingangs- und Ausgangsimpedanz

Um die Eingangsimpedanz zu messen benötigt man einen veränderlichen Vorwiderstand R. Nun muss man die Schaltung mit dem Vorwiderstand an eine bekannte Spannungsquelle mit vernachlässigbarem Innenwiderstand anschließen, um anschließend den Vorwiderstand so zu regeln, sodass an der Schaltung nur noch die Hälfte der Ausgangsspannung anliegt. Die Eingangsimpedanz ist in diesem Fall dann gleich dem Vorwiderstand. Falls dies nicht funktioniert, so kann man auch folgende Formel benutzen:

$$Z_e = \frac{U_{Ze}}{U_e - U_{Ze}} \cdot R$$

Hierbei ist U_e die ursprüngliche Eingangsspannung und U_{Ze} die Spannung, welche am Eingang anliegt.
Um die Ausgangsimpedanz zu messen geht man ähnlich wie bei der Eingangsimpedanz vor. Man benötigt wieder einen veränderlichen Widerstand R, diesmal einen Lastwiderstand. Dieses Mal soll nur noch die Hälfte des Ausgangsspannung gegenüber dem Leerlauffall am Verstärkerausgang anliegen, was man wieder durch Regeln des Lastwiderstandes erreicht. Die Größe des Widerstandes zeigt wieder direkt die Ausgangsimpedanz an. Wenn man aber wieder den Widerstand fest lässt, so erhält man:

$$Z_a = \frac{U_{LL} - U_R}{U_R} \cdot R$$

Hier ist U_{LL} die Leerlaufspannung.

1.7 RC-Oszillator

Ein weiteres Anwendungsbeispiel für die Emitterschaltung ist der RC-Oszillator(Aufgabenblatt: Schaltbild 12). Hier wird jetzt in dem Verstärker eine mitkoppelnde Rückkopplung verwendet, anstatt einer gegenkoppelnden. Hierzu wird das Ausgangssignal um 180° phasenverschoben auf den Eingang zurückgeführt. Falls die Schleifenverstärkung auch noch 1 ist, kommt es zu Schwingungen, wobei mit der Schleifenverstärkung das Produkt aus der Verstärkung der Emitterschaltung und der Abschwächung des Phasenschiebers gemeint ist. Allerdings ist nur bei einer bestimmten Frequenz die Phasenverschiebung genau 180°, weil auch die RC-Glieder frequenzabhängige Spannungsteiler haben. Man braucht dazu drei RC-Glieder, damit die Schleifenverstärkung in etwa 1 bleibt, da die Ausgangsspannung mit wachsender Phasenverschiebung kleiner wird.
Will man nun den Abschwächungsfaktor, der in der Vorbereitungshilfe bereits hergeleitet wurde, so ist zu beachten, dass bei einer Phasenverschiebung von 180° der Imaginärteil verschwindet, wodurch wir erhalten:

$$\frac{u_1}{u_2} = 1 - \frac{5}{(\omega RC)^2}$$

Außerdem gilt für die Kreisfrequenz ω:

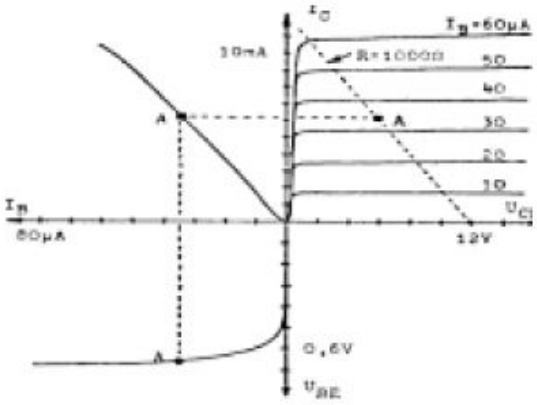
$$\omega = \frac{1}{RC\sqrt{6}}$$

Zu beachten ist jedoch, dass dies nur für eine unbelastete RC-Kette gilt, weshalb die Leerlaufverstärkung in etwa 80 sein soll, damit man eine Schleifenverstärkung von 1 erhält.

2 Aufgaben des Versuchs

2.1 Transistorkennlinien

In der ersten Aufgabe des Versuchs, sollen die Eingangs-, Ausgangs- und Steuerkennlinie eines Transistors bestimmt und in ein Vier-Quadranten-Kennlinienfeld eingetragen werden. Dieses sollte etwa so aussehen:



Hierbei soll die Eingangskennlinie in den dritten Quadranten, die Ausgangskennlinie in den ersten und die Steuerkennlinie in den zweiten Quadranten eingezeichnet werden. Für die Messungen sind zudem folgende Schaltskizzen wichtig:

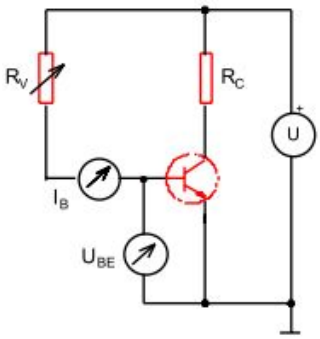


Abbildung 1: Eingangskennlinie

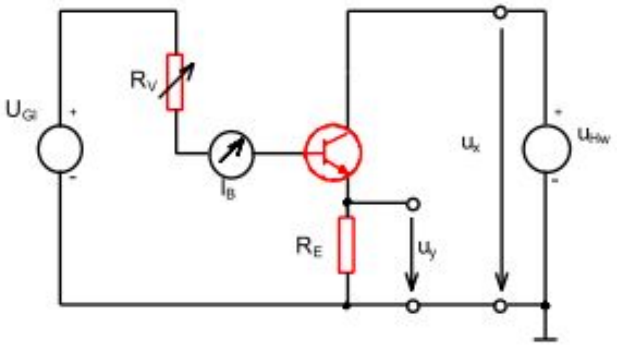


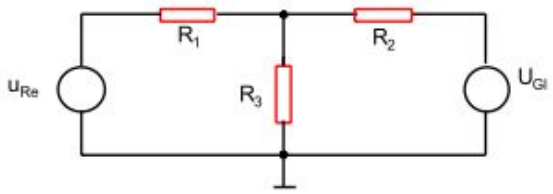
Abbildung 2: Ausgangskennlinie

Zudem ist in der Aufgabenstellung gefragt, warum man die Basis-Emitter-Spannung mit einem hochohmigen Voltmeter messen soll. Dies geschieht deshalb, damit nur wenig Strom durch das Messgerät selber fließt und somit die eigentliche Schaltung fast nicht beeinflusst wird.

2.2 Überlagerungstheorem

Das Überlagerungstheorem an sich ist vor allem nützlich, wenn man eine Schaltung mit mehreren Spannungsquellen betrachtet. Man kann damit die Spannungsdifferenz zwischen zwei beliebigen Punkten berechnen, indem man jeweils nur eine Spannungsquelle in der Schaltung aktiv lässt und die anderen Spannungsquellen durch ihren Innenwiderstand ersetzt. Dadurch können wir die Spannungsdifferenz durch die Summe der für die einzelnen Spannungsquellen bestimmten Spannungsdifferenzen berechnen.

Äquivalent kann man dies auch mit Strömen durchführen.
Hier soll die Gültigkeit des Überlagerungstheorems experimentell mit den theoretischen Werten überprüft werden. Man muss dazu folgende Schaltung aufbauen:



Laut Aufgabenstellung haben wir eine Rechteckspannung von $U_{Re} = \pm 8V$, eine Gleichspannung von $U_{Gl} = +12V$ mit den Innenwiderständen $R_{Re} = 50\Omega$ bzw. $R_{Gl} = 0\Omega$ und zudem die drei Widerstände von $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 1,5k\Omega$ und $R_3 = 330\Omega$. Dabei soll für die folgenden drei Fälle immer über dem dritten Widerstand die Spannung gemessen werden:

- **Nur U_{Re} ist aktiv:** Wir setzen für die Gleichspannung ihren Innenwiderstand, welcher aber null ist. Daraus ergibt sich:

$$R_G = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = 1270,5\Omega$$
$$I_{Re} = \frac{U_{Re}}{R_G} = 6,30mA$$
$$\Rightarrow U_3 = U_{Re} - U_1 = U_{Re} - I_{Re} \cdot R_1 = U_{Re}(1 - \frac{R_1}{R_G}) = 1,70V$$

- **Nur U_{Ge} ist aktiv:**

$$R_G = R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R_1 + R_{Re}} + \frac{1}{R_3}} = 1751\Omega$$
$$I_{Gl} = \frac{U_{Gl}}{R_G} = 6,85mA$$
$$\Rightarrow U_3 = U_{Gl} - U_2 = U_{Gl} - I_{Gl} \cdot R_2 = U_{Gl}(1 - \frac{R_2}{R_G}) = 1,72V$$

- **Beide Quellen sind aktiv:** Mit dem Überlagerungstheorem kann man die Spannung als Summe der beiden oberen berechneten Spannungen berechnen:

$$U_3 = 1,72V \pm 1,70V = 3,42V oder\ 0,02V$$

2.3 Transistorschaltungen

2.3.1 Transistor als Schalter

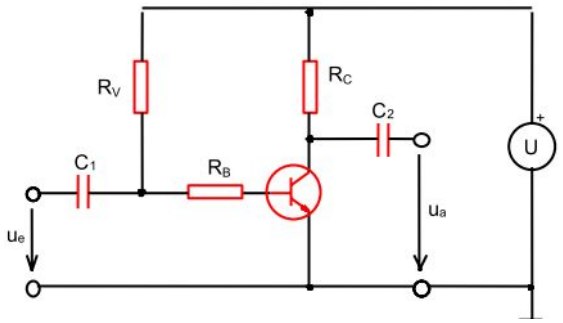
Hier soll das Funktionieren des Transistors als Schalter mithilfe einer Arbeitsgeraden und einer Leistungshyperbel getestet werden. Die Gleichung der Arbeitsgerade lautet dabei $U_{CE} = U - I_C \cdot R_C$, wobei die Schnittpunkte dieser Geraden mit den Ausgangskennlinien die Arbeitspunkte des Transistors widerspiegeln. Wenn man den Transistor als geschlossenen Schalter will, so muss man den Basisstrom so regeln, sodass $U_{CE} = 0V$ ist. Wenn dagegen $I_C = 0A$ ist, so ist der Schalter offen, da dann kein Strom durch den Transistor fließt.
Man muss jedoch auch aufpassen, dass man den Transistor nicht überbelastet. Die maximale Belastung ist hierbei gerade die Verlustleistung, d.h. man sollte, wenn man den Transistor auf längere Zeit so betreiben, dass auf jeden Fall die Arbeitsgerade unter der Leistungshyperbel bleibt. Beim Umschalten liegt zwar der Arbeitspunkt über der Leistungshyperbel, was aber nur für eine sehr kurze Zeit anhält und deshalb ist dieser Vorgang möglich.
Für die Verlustleistung gilt:

$$P_V = I_C \cdot U_{CE} = (U - I_C \cdot R_C) \cdot I_C = U \cdot I_C - I_C^2 \cdot R_C$$

Im Aufgabenteil b) bestimmt man die Verlustleistung mithilfe einer Glühlampe als Verbraucher, indem man I_C und U_{CE} misst.

2.3.2 Verstärker als Emitterschaltung

Hierzu wird folgende Schaltung aufgebaut:



Mit den auf dem Aufgabenblatt gegebenen Transistorkenngrößen von $\beta = 133$, $r_B = 500\Omega$ und $r_C = 7,5k\Omega$, sowie den Widerständen von $R_V = 1M\Omega$ und $R_C = 1k\Omega$ kann man mit den bereits hergeleiteten Formeln aus dem 1. Kapitel die Spannungsverstärkung, die Eingangs- und Ausgangsimpedanz berechnen:

- **Für** $R_B = 0\Omega$**:**

$$Z_e = 500\Omega$$
$$Z_a = 882,3\Omega$$
$$v = -234,7$$

- **Für** $R_B = 680\Omega$**:**

$$Z_e = 1180\Omega$$
$$Z_a = 882,3\Omega$$
$$v = -99,4$$

Man sieht also, dass sich mit unterschiedlichen Eingangsspannungen auch die Spannungsverstärkung ändert. Deshalb ist es möglich aus dem Kennlinienfeld der Eingangsspannung direkt abzulesen in welchem Bereich der Aussteuerbereich liegt. Damit v innerhalb eines bestimmten Prozentsatzes variiert, muss man nur aus dem Eingangskennlinienbild die Eingangsspannungen entnehmen, welche $\frac{1}{r_B+R_B}$ um den gleichen Prozentsatz verändern.
Schließlich soll noch der Eingangskoppelkondensator C_1 bestimmt werden. Dazu ist zu beachten, dass das Eingangssignal durch die frequenzabhängigen Spannungsteiler C_1 und r_B verändert wird. Laut Aufgabenstellung soll der Dachabfall der Rechteckspannung mit $1Hz$ unter 2% bleiben, was man mithilfe der Wahl des Kondensators hinbekommt. Schaut man sich den Ladevorgang des Kondensators im Bezug auf die Periodendauer des Signals an, so sollte sich der Kondensator um nicht mehr als 2% aufladen, weil Strom und Spannung proportional zueinander sind. Damit ergibt sich:

$$t = \frac{1}{2000}s$$
$$I(t) = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{r_B \cdot C_1}} > 0,98$$
$$C_1 > -\frac{t}{r_B ln(0,98)} \Rightarrow C_1 > 49,4\mu F$$

Der einzig mögliche Kondensator ist deshalb der mit $120\mu F$.

2.3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung

Mit der in 1.7 bereits hergeleiteten Formel und den angegebenen Werten von $R = 1k\Omega$ und $C = 68nF$ ergibt sich eine Oszillatorfrequenz von $f = 955,5Hz$.

3 Quellen

- Vorbereitungshilfe
- Musterprotokolle

Vorbereitung

Transistorgrundschaltungen

Stefan Schierle

Versuchsdatum: 10.01.2012

Inhaltsverzeichnis

1 Transistor-Kennlinien **3**
1.1 Eingangskennlinie 3
1.2 Ausgangskennlinien 4
1.3 Steuerkennlinien 5

2 Überlagerungstheorem **5**
2.1 Der Wechselspannungsgenerator wird durch seinen Innenwiderstand ersetzt (U_{Re} durch $R_{i,Re} = 50\Omega$ ersetzt) 6
2.2 Der Gleichspannungsgenerator wird durch seinen Innenwiderstand ersetzt (U_{Gl} durch $R_{i,Gl} \approx 0\Omega$ ersetzt) 6
2.3 Fall 3: Keine Spannungsquelle wird durch ihren Innenwiderstand ersetzt . 7

3 Transistorschaltungen **7**
3.1 Transistor als Schalter 7
3.2 Verstärker in der Emitterschaltung 8
3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in der Emitterschaltung 11

Grundlagen

Halbleiter

Halbleiter sind Metalle, die bei Zimmertemperatur und reinem Zustand eine sehr geringe Leitfähigkeit aufweisen. Die in bekanntesten und in der Praxis am häufigsten verwendeten Halbleiter sind Silizium (Si) und Germanium (Ge). Da diese beiden Elemente die Wertigkeit vier haben, bilden sie im Idealfall ein kubisches Gitter, da sich die vier freien Elektronen mit denen der umliegenden Atome "paaren".
Die so schlecht leitenden Halbleiter können jedoch durch gezieltes Verunreinigen der geordneten Gitterstruktur zu guten (vom Grad der Verunreinigung abhängig) Leitern gemacht werden. Dieser Vorgang der gezielten Verunreinigung wird Dotierung genannt. Bei der Dotierung wird zwischen zwei Fällen unterschieden, der p- und der n-Dotierung.

- Bei der n-Dotierung werden fünfwertige Atome in die Halbleiterstruktur eingebracht. Vier der Valenzelektronen werden in Elektronenpaaren gebunden, eines bleibt als freies Elektron übrig. Dieses kann sich dann unter geringer thermischer Anregung als Leitungselektron bewegen. Durch die freien Elektronen mit negativer Ladung wird ein so dotierter Halbleiter als negativ, n-Dotiert bezeichnet.

- Bei der p-Dotierung werden dreiwertige Atome in die Halbleiterstruktur eingebracht. Hier können sich nur die verfügbaren drei Valenzelektronen zu Elektronenpaaren binden. Für ein ausgeglichenes Gitter fehlt also ein Elektron. Durch diese Defektelektronen entstehen quasi positive Lücken. Durch diese positiven Lücken wird diese Art der Dotierung als p-Dotierung bezeichnet.

Dioden

Dioden bestehen aus zwei zusammengebrachten, unterschiedlich dotierten Halbleitern.
Liegt an den beiden Teilen keine äußere Spannung an, so gleichen sich die Ladungsunterschiede durch Diffusion aus. Elektronen aus dem n-dotierten Teil füllen die Löcher im p-dotierten Teil auf. Bei diesem Prozess entsteht eine Gegenspannung, die den Prozess stoppt. Die so entstandene "neutral"geladene Zone wird als Grenzschicht
Wird nun an die Diode eine Spannung angelegt, so kommt es auf deren Polung an, da die Diode entweder in Sperrrichtung oder in Durchlassrichtung betrieben werden kann.
Bei der Sperrrichtung wird an den negativ dotierten Teil (Kathode) ein positives Potential angelegt (p-Dotierung (Anode) - negatives Potential). Durch die Potentialdifferenz der angelegten Spannung mit dem Dotierungspotential der Diode wird die Grenzschicht vergrößert. Somit fließt nur ein sehr geringer Strom, der aus dem Abfließen der freien Ladungsträger resultiert.
In Durchlassrichtung geschaltet liegt an der Kathode eine negatives und an der Anode ein positives Potential an. Mit steigender Außenspannung werden mehr und mehr Ladungsträger durch die Grenzschicht getrieben. Dieser stark spannungsabhängige Stromfluss lässt sich durch $I(U) = I_S \cdot (e^{\frac{U}{U_T}} - 1)$ beschreiben, wobei I_S der Sättigungssperrstrom

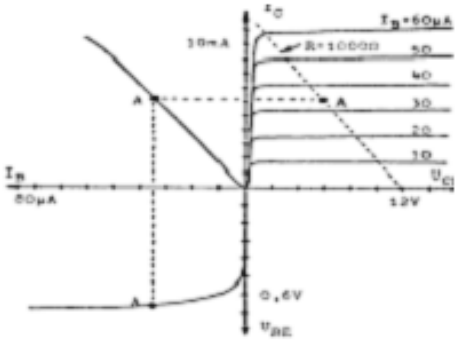
ist, der von Größe der Grenzfläche und dem Halbleitermaterial abhängig. U_T ist eine Konstante ($U_T \approx 40mV$).

Transistor

Ein Transistor besteht im Gegensatz zur Diode Aus drei Halbleiterschichten. Hier im Versuch wird also ein bipolarer n-p-n-Transistor verwendet. Der Anschluss an der p-dotierten Halbleiterschicht heißt Basis (B), die n-dotierten Schichten werden als Kollektor (C) und Emitter (E) bezeichnet.
In der Anwendung wird normaler Weise der B-E-Kreis in Durchlassrichtung und der B-C-Kreis in Sperrrichtung gepolt angeschlossen. Die B-E-Diode lässt nun Strom fließen, sobald der B-E-Stromkreis jedoch geschlossen ist, lässt auch die B-C-Diode, wegen der geschickt gewählten Geometrie des Transistors, den Strom durch. Dies liegt daran, dass die fließenden Elektronen aus dem B-E-Kreis nicht komplett an der Basis wieder abfließen, sondern größtenteils das elektrische Feld der B-C-Diode überwinden und dann in am Kollektor abfließen. Durch diesen Transistoreffekt kann durch einen relativ geringen Basis-Emitter-Strom ein bedeutend höherer Kollektor-Emitter-Strom ($I_{CE} \leq 1000 \cdot I_{BE}$) gesteuert werden. Der bipolare n-p-n-Transistor ist also stromgesteuert.

1 Transistor-Kennlinien

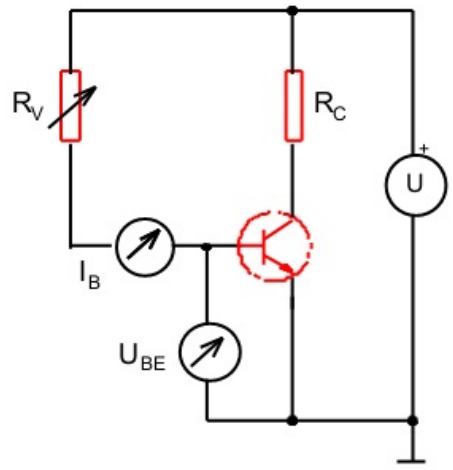
Die wichtigsten Kenngrößen eines Transistors lassen sich in Abhängigkeit von Basisstrom (I_B), Kollektorstrom (I_C), Basis-Emitter-Spannung (U_{BE}) und Kollektor-Emitter-Spannung (U_{CE}) in einem Kennlinienschaubild darstellen.



Kennlinienschaubild in 4 Quadranten

1.1 Eingangskennlinie

Die Bestimmung der Eingangskennlinie erfolgt durch das Messen des Basisstromes und der Basis-Emitter-Spannung (U_{BE}) anhand folgender Schaltung.

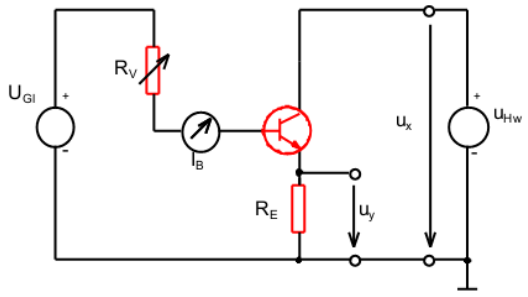


Schaltung zur Messung der Eingangskennlinie

Um die Eingangskennlinie zu ermitteln soll nun Punkt für Punkt I_B und U_{BE} gemessen werden.
Der Widerstand $R_C = 1k\Omega$ begrenzt den Kollektorstrom, damit die Wärmeentwicklung und somit die Verlustleistung des Transistors möglichst gering bleibt, da diese die Eigenschaften des Transistors beeinflussen. Der regelbare Widerstand $R_V = 1M\Omega$ ermöglicht das Einstellen des Basisstromes I_B, wobei $I_B = 100\mu A$ maximal fließen darf.
Die so ermittelte Kennlinie wird im dritten Quadranten des Schaubildes aufgetragen. (Das Voltmeter sollte möglichst hochohmig sein, damit der am Ampèremeter eingestellte Strom möglichst ganz durch den Transistor und nicht durch das parallel geschaltete Voltmeter fließt.)

1.2 Ausgangskennlinien

Im ersten Quadranten des Kennlinienschaubildes wird die Ausgangskennlinie in Abhängigkeit vom Kollektorstrom (I_C) und der Kollektor-Emitter-Spannung (U_{CE}) dargestellt.



Schaltung zur Messung der Ausgangskennlinien

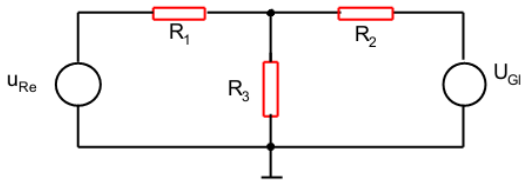
Wie schon aus der Schaltbild ersichtlich, soll der B-E-Stromkreis mit einer Gleichspannungsquelle ($U_{Gl} = 12V$) betrieben werden. Der regelbare Widerstand des B-E-Kreises hilft wiederum zur Dimensionierung des Basisstromes (I_B), der so gewählt werden soll, dass der Kollektorstrom ungefähr 50 mA entspricht.Am C-E-Kreis liegt eine Halbwellenspannung auch mit 12 Volt an.
Der Widerstand $R_E = 2\Omega$ dient als Strommesswiderstand, da der Strom über das Ohmsche Gesetz $I_E = \frac{U_y}{R_E}$ bestimmt werden kann, wobei beachtete werden sollte, dass der geringe B-E-Strom ebenfalls in dieser Messung enthalten ist. Die gesuchte Spannung U_x setzt sich auch aus mehreren Größen zusammen, da die C-E-Spannung und die relativ kleine Spannung am Widerstand als Reihenschaltung gemessen werden ($\Rightarrow U_x = U_{CE} + U_{RE}$). Werden nun die beiden Messspannungen gegeneinander an Oszilloskop aufgetragen erhält man eine Ausgangslinie $I_C(U_{CE})$.
Diese Messung soll für Werte von 20, 40, 60, 80 % des Kollektorstromes wiederholt und in das Kennlinienschaubild eingetragen werden.

1.3 Steuerkennlinien

Die Steuerkennlinie im zweiten Quadranten entspricht einer Ursprungsgeraden. Diese lässt sich dabei aus den zuvor verwendeten Messdaten, dem Plateaustrom gegen den jeweiligen Basisstrom aufgetragen, konstruieren ($I_C(I_B)$). Somit ist keine weitere Messung in diesem Versuchsteil nötig.
Den Stromverstärkungsfaktor des Transistors kann man aus der Steigung dieser Geraden bestimmen ($B = \frac{I_C}{I_B}$).

2 Überlagerungstheorem

Das Überlagerungstheorem besagt, dass bei einer Schaltung mit mehreren Spannungsquellen, die Spannung zwischen zwei Punkten der Summe der Spannungen, wenn nur jeweils eine Spannungsquelle in Betrieb ist, entspricht.
Dies bleibt in diesem Versuch zu überprüfen, wobei die Spannungsquellen nicht vom Stromkreis abgetrennt werden dürfen, da jede einzelne einen nicht zu vernachlässigenden Innenwiderstand besitzt.



Schaltung zur Überprüfung des Überlagerungstheorems

Als Widerstände werden $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 1,5k\Omega$ und $R_3 = 330\Omega$ eingebaut. Als Span-

nungsquellen sollen ein $12V$-Gleichspannungsgenerator und ein $\pm 8V$-Rechteckspannungsgenerator $(1kHz)$ verwendet werden.
Überprüft werden soll nun durch Messung der Spannung an (R_3) bei folgenden Fällen:

2.1 Der Wechselspannungsgenerator wird durch seinen Innenwiderstand ersetzt (U_{Re} durch $R_{i,Re} = 50\Omega$ ersetzt)

So lässt sich der Gesamtwiderstand der Schaltung wie folgt bestimmen:

$$R_{ges} = R_2 + \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_1 + R_{i,Re}}\right)^{-1}$$

Setzt man nun die bekannten Widerstandswerte ein, so erhält man einen resultierenden Widerstand von $R_{res} = 1751,09\Omega$. Das ergibt die Spannung U_3:

$$\begin{aligned} U_3 &= U_{Gl} - U_2 \\ &= U_{Gl} - I_{ges} \cdot R_2 \\ &= U_{Gl} - \frac{U_{Gl}}{R_{ges}} \cdot R_2 \\ &= 1,72V \end{aligned}$$

2.2 Der Gleichspannungsgenerator wird durch seinen Innenwiderstand ersetzt (U_{Gl} durch $R_{i,Gl} \approx 0\Omega$ ersetzt)

Wieder Bestimmung des Gesamtwiderstandes:

$$\begin{aligned} R_{ges} &= R_1 + \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2 + R_{i,Gl}}\right)^{-1} \\ &= R_1 + \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2}\right)^{-1} \\ &= 1270,49\Omega \end{aligned}$$

Hiermit U_3 bestimmt:

$$\begin{aligned} U_3 &= U_{Re} - U_1 \\ &= U_{Re} - R_1 \cdot I_{ges} \\ &= U_{Re} - R_1 \cdot \frac{U_{Re}}{R_{ges}} \\ &= \pm 1,70V \end{aligned}$$

2.3 Fall 3: Keine Spannungsquelle wird durch ihren Innenwiderstand ersetzt

Hier müsste nach dem Überlagerungstheorem die Summe der obigen Einzelspannungen stehen.

$$U_3 = U_{3,1} + U_{3,2} = \begin{cases} 3,42V \\ 0,02V \end{cases}$$

Diese Spannungen lassen sich auch gut mit dem Oszilloskop messen.

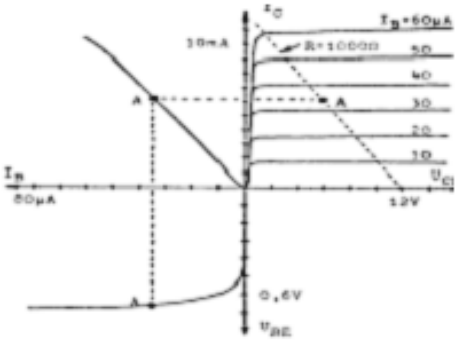
3 Transistorschaltungen

3.1 Transistor als Schalter

Transistor als Schalter

Die Arbeitsgerade eines Transistor lässt sich durch das Spannungsverhältnis an Transistor und Arbeitswiderstand beschreiben. Relevant ist hierbei die am Transistor abfallende Spannung (U_{CE}), die durch die Gesamtspannung (U_0) und die Spannung am Arbeitswiderstand (U_R) bestimmt werden kann, da durch beide der gleiche Kollektorstrom (I_C) fließt.

$$\begin{aligned} U_{CE} &= U_0 - U_R \\ &= U_0 - I_C \cdot R \\ \Rightarrow I_C &= \frac{U_0 - U_{CE}}{R} \end{aligned}$$



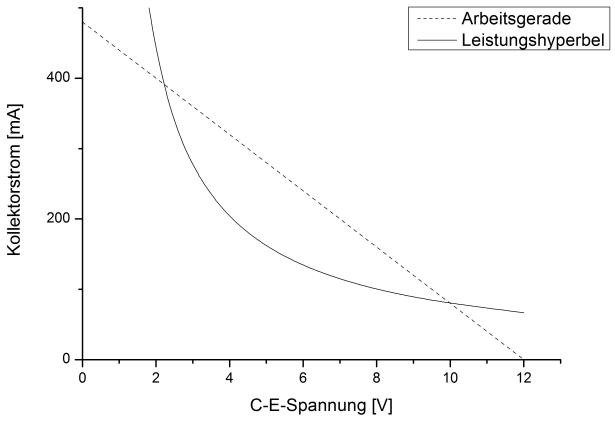
Kennlinien mit Arbeitsgeraden

Als Arbeitspunkt wird der Schnittpunkt der Arbeitsgeraden mit der durch den Basisstrom bestimmten Ausgangskennlinie bezeichnet. Bei niedrigem Basisstrom fällt, wie man sieht, eine hohe Spannung am Transistor ab, der Transistor sperrt also. Bei hohem Basisstrom schaltet der Transistor durch, also fällt an ihm nur noch eine geringe Spannung ab.

Die Leistungshyperbel des Transistors resultiert aus folgender Beziehung, durch die Umformung zur Anpassung der Gleichung an die Achsen.

$$P = I_C \cdot U_{CE}$$
$$\Rightarrow I_C = \frac{P}{U_{CE}}$$

Der Arbeitspunkt des Transistors sollte aus jeden Fall unterhalb dieser Leistungshyperbel liegen, damit der Transistor nicht beschädigt wird. Schneidet die Hyperbel die Arbeitsgerade, wie in dem geforderten Fall, so



Arbeitsgerade und Leistungshyperbel in einem Schaubild

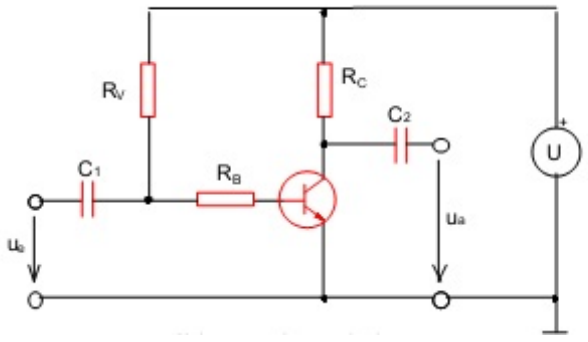
sollte sicher gestellt sein, dass der Arbeitspunkt nicht zwischen den Schnittpunkten auf der Geraden liegt. Beim Schalten ist jedoch das schnelle Durchlaufen dieses Bereiches aufgrund der nur kurzzeitigen Belastung erlaubt.

Demonstration mit einer Glühlampe

Um obige Theorie zu überprüfen, wird ein Glühlämpchen anstatt des Arbeitswiderstandes in die Schaltung eingebaut. Als Basiswiderstände sollen 1000, 10.000 und 220 Ω verwendet werden.
Hierbei soll die Verlustleistung am Transistor bestimmt werden, indem die Kollektor-Emitter-Spannung und der Kollektorstrom gemessen werden. Die Leistung lässt sich dann einfach durch $P = U_{CE} \cdot I_C$ berechnen.

3.2 Verstärker in der Emitterschaltung

a) Es soll folgende Emitterschaltung aufgebaut werden:



Mit Hilfe der regelbaren Widerstandes R_V soll der Basisstrom ,und somit der Arbeitspunkt, so eingestellt werden, dass von der Betriebsspannung am Transistor und am Kollektorwiderstand (R_C) ungefähr gleich groß sind.

b) Nun soll die zugehörige Arbeitsgerade und der Arbeitspunkt in ein Kennfeld eingezeichnet werden.

Wie in Aufgabe 3.1 bereits hergeleitet, lässt sich durch die Arbeitsgerade der Arbeitspunkt wie folgt ermitteln:

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{U_0 - U_{CE}}{R_C} \\ &= \frac{U_0}{R_C} - \frac{U_{CE}}{R_C} \\ &= \frac{12V}{1k\Omega} - 1\frac{mA}{V} \cdot U_{CE} \qquad\qquad U_{CE} = \frac{U_0}{2} \\ &= 12mA - 6mA \\ &= 6mA \end{aligned}$$

Außerdem sollen hier noch ermittelt werden:

- Basis-Emitter-Widerstand; ($r_B = \frac{u_{BE}}{i_B}$) um diesen zu bestimmen, muss die Steigung der Ausgangskennlinie am Arbeitspunkt ermittelt werden.
- Kollektor-Emitter-Widerstand; ($r_C = \frac{u_{CE}}{i_C}$) dieser dynamische Widerstand entspricht der linearen Steigung der Ausgangskennlinie im Arbeitsbereich.
- Stromverstärkungsfaktor; ($\beta = \frac{i_C}{i_B}$) wie schon in 1.3 angesprochen, entspricht dieser bei konstanter Steuerkennlinie deren Steigung.

c) Dynamische Schaltungskenngrößen

Es sollen nun mit den angegebenen Werten;

$$\beta = 133 \qquad r_B = 500\Omega \qquad r_C = 7,5k\Omega$$

- die Eingangsimpedanz

$$Z_e = \frac{u_e}{u_a} = R_B + r_B$$

- die Ausgangsimpedanz

$$Z_a = \frac{u_a}{i_a} = \left(\frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C}\right) = \frac{r_c \cdot R_C}{r_{C+C}}$$

- die Spannungsverstärkung

$$v = \frac{u_a}{u_e} = \beta \cdot \frac{Z_a}{Z_e}$$

Diese sollen schon im Voraus für $R_B = 0\Omega$ und $R_B = 680\Omega$ berechnet werden.

RB	Ze	Za	v
Ω	Ω	Ω	
0	500	882,35	234,71
680	1180	882,35	99,45

d) Messung der dynamischen Schaltgrößen

Bei diesen Messungen soll eine 1kHZ-Rechteckspannung (u_0) an die Schaltung angelegt werden.
Die Größen u_e und u_a lassen sich auf dem Oszilloskop darstellen. So kann man einfach die Spannungsverstärkung durch deren Amplitudendifferenz bestimmen.
Die Eingangsimpedanz lässt sich durch einen bekannten Widerstand R, der mit der Transistorschaltung in Reihe geschaltet wird bestimmen.

$$Z_e = R \cdot \frac{u_{Ze}}{U_R} = R\frac{u_e}{u_0 - u_e}$$

Die Ausgangsimpedanz lässt sich bestimmen, indem man einen Widerstand R parallel zur Transistorschaltung aufbaut, und diesem die Spannung U_R misst.

$$Z_a = \frac{U_{Za}}{U_R} \cdot R = \frac{u_a - U_R}{U_R} \cdot R$$

e)Wahl des Kondensators

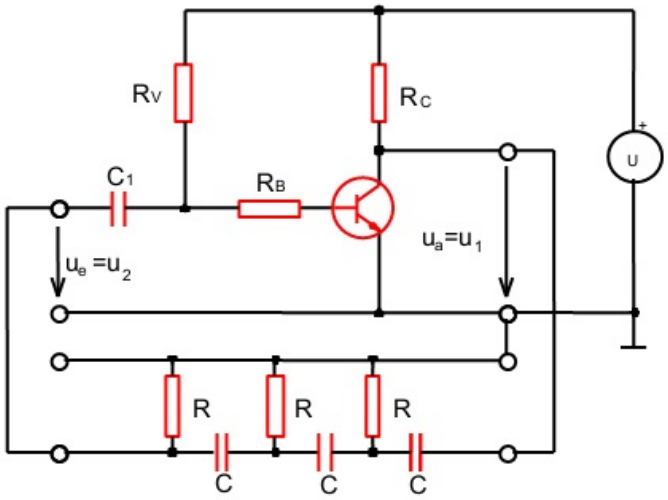
Es gilt:

$$U_C(t) = U_0 e^{-\frac{t}{RC_1}}$$
$$t = \frac{1}{2f} = 0,5ms$$

da der Abfall maximal 2% sein soll:

$$e^{-\frac{t}{RC_1}} = 0,98$$
$$\Rightarrow C_1 = -\frac{t}{R\ln(0,98)}$$
$$= 49,50\mu F$$

3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in der Emitterschaltung



Schaltbild RC-Oszillator

Der RC-Oszillator soll gemäß dem Schaltbild aufgebaut werden. dabei soll für die RC-Kette jeweils $R = 1k\Omega$ und $C = 68nF$, sowie für $R_V = 220k\Omega$, $R_C = 1k\Omega$ und $R_B = 680\Omega$ verwendet werden.
Durch die Phasenverschiebung des Eingangssignals um π durch den Transistor, muss RC-Kette mit der selben Frequenz schwingen, damit ein Oszillator entsteht.

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = 955,51Hz$$