

Praktikum Klassische Physik I

Versuchsvorbereitung: P1-50,51,52: Transistorgrundsaltungen

Christian Buntin
Gruppe Mo-11

Karlsruhe, 11. Januar 2010

Inhaltsverzeichnis

1	Transistor-Kennlinien	3
1.1	Eingangskennlinie	4
1.2	Ausgangskennlinien	4
1.3	Steuerkennlinie	5
2	Überlagerungstheorem	5
3	Transistorschaltungen	6
3.1	Transistor als Schalter	6
3.2	Verstärker in Emitterschaltung	8
3.3	RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung	10

Einleitung

In diesem Versuch soll der Transistor als grundlegendes Bauteil der modernen Elektrotechnik näher untersucht werden.

Dotierte Halbleiter

Ein Transistor besteht aus *dotierten Halbleitern*. Dabei werden vierwertige Halbleiter, wie reines Silicium oder Germanium, die bei Zimmertemperatur nur eine sehr geringe Leitfähigkeit besitzen, gezielt mit anderswertigen Fremdatomen verunreinigt (dotiert), welche dann Gitterplätze der Halbleiteratome besetzen.

Bei Dotierung mit fünfwertigen Atomen (wie Arsen oder Phosphor) verhält sich das fünfte Valenzelektron wie ein frei bewegliches Leitungselektron, man spricht von einem *n-Halbleiter*.

Bei Dotierung mit dreiwertigen Atomen (wie Indium oder Bor) dagegen bleibt ein Bindungspaar zum Si-Atom ungepaart, es entstehen Elektronenlücken (Löcher). Diese Löcher können andere freie Elektronen besetzen, wodurch die Löcher wandern. Daher bezeichnet man diese quasi freien positiven Ladungsträger als Defektelektronen. Einen so dotierten Halbleiter nennt man *p-Halbleiter*.

Halbleiterdiode

Eine Halbleiterdiode besteht aus einem aneinander angebrachten n- und einem p-Halbleiter, einem sogenannten p-n-Übergang. Dabei wandern die Elektronen aus dem n-Halbleiter in die Löcher der p-Halbleiter, es bildet sich eine Grenzschicht ohne freie Ladungsträger.

Beim Anlegen einer Spannung in Sperrrichtung an diese Diode (+ an die n-Seite und – an die p-Seite) werden die beweglichen negativen Ladungsträger abgezogen und die positiven Löcher durch Elektronen gefüllt, sodass sich die ladungsträgerfreie Grenzschicht weiter verbreitet. Es fließt praktisch kein Strom, die Diode sperrt.

Wenn allerdings eine Spannung in Durchlassrichtung (+ an die p-Seite und – an die n-Seite) angelegt wird, so werden die Ladungsträger von beiden Seiten durch die Grenzschicht gedrückt. Es fließt ein Durchlassstrom, welcher stark von der Spannung abhängt. Die Abhängigkeit dieses Stromes I von der Spannung U (Diodenkennlinie) kann durch $I = I_S \cdot \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right)$ mit der Konstanten $U_T \approx 40 \text{ mV}$ beschrieben werden, wobei der Sättigungssperrstrom I_S von der Fläche der Grenzschicht und stark vom Halbleitermaterial abhängt.

Transistor

Der hier behandelte bipolare npn-Transistor besteht aus drei Gebieten aus dotierten Halbleitern mit zwei Grenzschichten (p-n-Übergängen) dazwischen: Einem n-Gebiet (Emitter E), einem p-Gebiet (Basis B) und nochmals einem n-Gebiet (Kollektor C).

Der Basis-Emitter-Übergang (B-E-Diode) wird in Durchlassrichtung geschaltet (also + an B und – an E) und der Basis-Kollektor-Übergang (B-C-Diode) in Sperrrichtung (also – an B und + an C). Durch die B-E-Diode fließen dadurch Elektronen. Durch die sehr geringe Dicke des Basisgebietes kommt es dann dazu, dass der Großteil der Elektronen durch das elektrische Feld des

Kollektors über die Grenzschicht der B-C-Diode gezogen wird und über den Kollektroanschluss abfließt. Dies nennt man Transistoreffekt.

Somit lässt sich über den kleinen Basisstrom I_B ein wesentlich größerer Emitter-Kollektor-Strom I_C steuern. Wenn kein Strom I_B fließt, wird die Sperrschicht groß, sodass der Transistor sperrt.

1 Transistor-Kennlinien

Da die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} , die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} , der Basisstrom I_B und der Kollektorstrom I_C alle voneinander abhängen, stellt man diese übersichtlich in einem Vier-Quadranten-Kennlinienfeld dar. Ein Beispiel für ein solches Schaubild zeigt Abbildung 1.

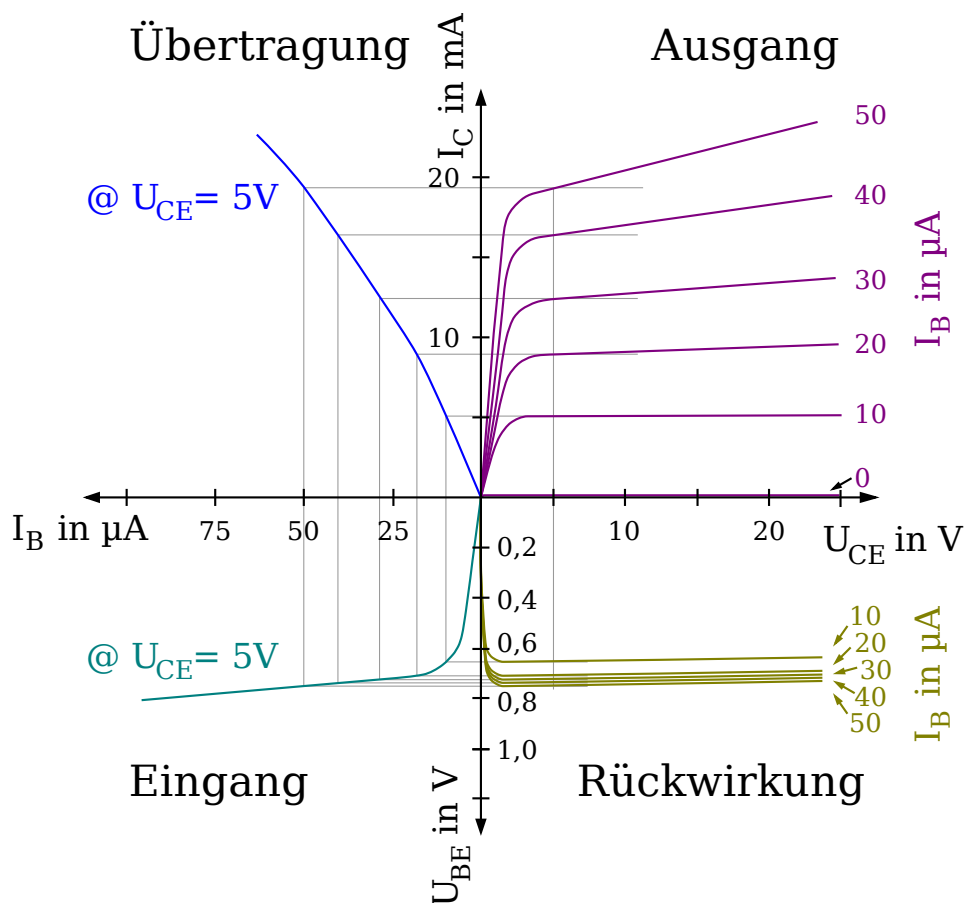


Abbildung 1: Beispiel eines Transistorkennlinien-Diagramms¹
(Der vierte Quadrant ist hier nicht relevant)

¹Quelle: http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Kombiniertes_Kennlinienfeld_Transistor_2.svg
(09.01.2010)

1.1 Eingangskennlinie

Da der Strom I_B durch die Basis von der Spannung zwischen Basis und Emitter abhängt, soll die $I_B(U_{BE})$ -Kennlinie ermittelt werden. Dazu wird eine Schaltung nach Abbildung 2 aufgebaut, wobei ein Vorwiderstand $R_C = 1\text{ k}\Omega$ zum Schutz des Transistors verwendet wird.

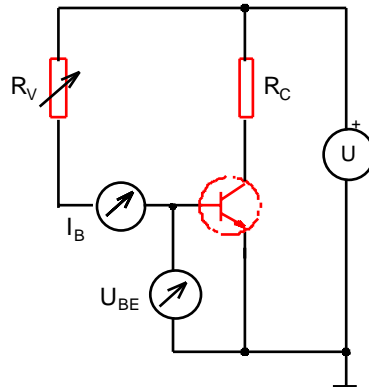


Abbildung 2: Schaltung zur Messung der Eingangskennlinie

Mit dem variablen Widerstand R_V wird der Basisstrom I_B eingestellt, wobei dieser unter $100\text{ }\mu\text{A}$ liegen soll. Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} wird mit einem möglichst hochohmigen Messgerät gemessen, damit der Innenwiderstand des Messgerätes die Messung von I_B möglichst wenig beeinflusst.

Nun wird Punkt für Punkt die Spannung U_{BE} in Abhängigkeit des Stromes I_B gemessen und in den dritten Quadranten des Kennlinienfeldes eingetragen.

1.2 Ausgangskennlinien

Der Kollektorstrom I_C hängt sowohl von der Spannung U_{CE} zwischen Emitter und Kollektor, als auch vom Basisstrom I_B ab. Daher wird dieser bei verschiedenen Basisströmen mit U_{CE} durch ein Oszilloskop im X-Y-Betrieb dargestellt.

Dazu wird eine Schaltung nach Abbildung 3 auf der nächsten Seite verwendet. Der Kollektorstrom I_C wird über den Spannungsabfall $U_y = R_E \cdot I_E$ am Widerstand $R_E = 2\text{ }\Omega$ bestimmt. Da der Basisstrom im Bereich bis maximal $100\text{ }\mu\text{A}$ liegt, haben Kollektorstrom I_C und Emitterstrom I_E , die in der Größenordnung von einigen mA liegen, in etwa die gleiche Größe. Da somit auch der Spannungsabfall U_y im Bereich von einigen mV liegen wird, ist es tolerabel, zur Messung der Spannung U_{BE} (zwischen 0 V und 12 V) zwischen Emitter und Kollektor die Spannung erst nach dem Widerstand abzugreifen (U_x).

Zur Messung werden die Spannungen U_x und U_y am Oszilloskop in X- und Y-Richtung dargestellt. Dabei wird der Basisstrom I_B durch den Widerstand R_V zu Beginn so eingestellt, dass I_C etwa 50 mA erreicht. Danach werden Ausgangskennlinien bei 20, 40, 60 und 80% dieses Wertes dargestellt. Alle Kurven werden in den ersten Quadranten des Kennlinienfeldes übertragen.

Das Aussehen dieser Kurven lässt sich in zwei Bereiche unterteilen: Für kleine Kollektor-Emitter-Spannungen U_{CE} verlaufen die Kurven sehr steil und fallen für alle Basisströme I_B nahezu zusammen (Sättigungsgebiet). Für größere U_{CE} verlaufen sie allerdings getrennt voneinander, viel flacher und geradlinig (Plateaubereich).

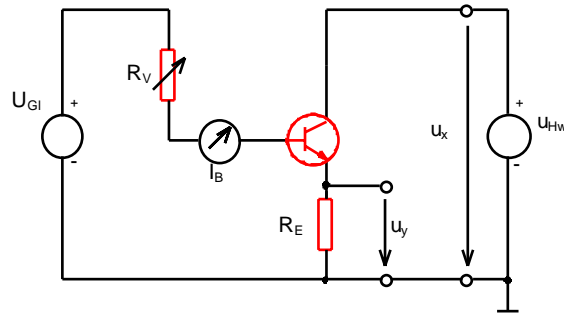


Abbildung 3: Schaltung zur Messung der Ausgangskennlinien

1.3 Steuerkennlinie

Für die Steuerkennlinie wird im zweiten Quadranten des Kennlinienfeldes der Kollektorstrom I_C über den Basisstrom I_B (beide in der letzten Aufgabe bestimmt) aufgetragen.

Diese kann durch eine Gerade genähert werden, deren Steigung dem *Stromverstärkungsfaktor*

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

entspricht.

2 Überlagerungstheorem

Nach dem Überlagerungstheorem gilt in einem elektrischen Schaltkreis mit linearen Bauelementen und mehreren Quellen, dass die Spannung zwischen zwei beliebigen Punkten der Schaltung gleich der Summe der einzelnen Spannungen ist, die sich zwischen den Punkten einstellen, wenn jeweils nur eine der Spannungsquellen aktiv ist. Dabei ist zu beachten, dass die Innenwiderstände der Spannungsquellen immer berücksichtigt werden.

Die Gültigkeit dieses Theorems soll in dieser Aufgabe mittels der Schaltung nach Abbildung 4 experimentell überprüft werden.

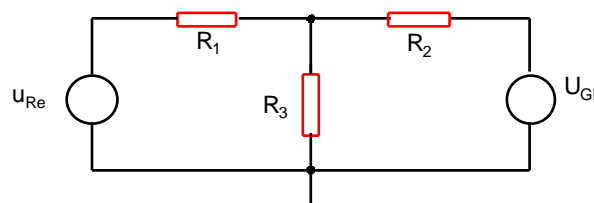


Abbildung 4: Schaltung zum Überlagerungstheorem

Dabei werden die Widerstände $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 330 \text{ }\Omega$ sowie als Spannungsquelle $u_{Re} = \pm 8 \text{ V}$ Rechteckspannung der Frequenz 1 kHz mit dem Innenwiderstand $R_{i,Re} = 50 \text{ }\Omega$ und $U_{GI} = +12 \text{ V}$ Gleichspannung mit dem Innenwiderstand $R_{i,GI} \cong 0 \text{ }\Omega$ verwendet.

Somit folgt für die Spannungen an R_3 :

- Fall 1: U_{Re} durch Innenwiderstand $R_{i,Re}$ ersetzt
Gesamtwiderstand:

$$R_{Ges} = R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R_1 + R_{i,Re}} + \frac{1}{R_3}} = R_2 + \frac{R_3 (R_1 + R_{i,Re})}{R_3 + R_1 + R_{i,Re}} = 1751,087 \Omega$$

Gesamtstrom:

$$I_{Ges} = \frac{U_{Gl}}{R_{Ges}}$$

Damit folgt für den Spannungsabfall an R_3 :

$$U_{R_3} = U_{Gl} - U_{R_2} = U_{Gl} - I_{Ges} \cdot R_2 = U_{Gl} \left(1 - \frac{R_2}{R_{Ges}} \right) = 1,721 \text{ V}$$

- Fall 2: U_{Gl} durch Innenwiderstand $R_{i,Gl}$ ersetzt
Gesamtwiderstand:

$$R_{Ges} = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = 1270,492 \Omega$$

Gesamtstrom:

$$I_{Ges} = \frac{U_{Re}}{R_{Ges}}$$

Damit folgt für den Spannungsabfall an R_3 :

$$U_{R_3} = U_{Re} - U_{R_1} = U_{Re} - I_{Ges} \cdot R_1 = U_{Re} \left(1 - \frac{R_1}{R_{Ges}} \right) = \pm 1,703 \text{ V}$$

- Fall 3: Keine Spannungsquelle ersetzt
Nach dem Überlagerungstheorem entspricht die Spannung an R_3 der Summe der Spannungen aus den beiden vorherigen Fällen:

$$U_{R_3} = 1,721 \text{ V} \pm 1,703 \text{ V} = \begin{cases} 3,424 \text{ V} \\ 0,017 \text{ V} \end{cases}$$

Man erhält also eine Rechteckspannung mit diesen Werten als Amplituden.

3 Transistorschaltungen

3.1 Transistor als Schalter

a) Theoretische Betrachtung

Eine Arbeitsgerade beschreibt den Zusammenhang zwischen der verbleibenden Spannung U_{CE} am Transistor, die nach dem Spannungsabfall der Betriebsspannung U am Arbeitswiderstand R_C übrig bleibt und dem gemeinsamen Kollektorstrom I_C : $U_{CE} = U - I_C R_C$. Damit folgt für die Arbeitsgerade:

$$I_C = \frac{U - U_{CE}}{R_C}$$

Der sogenannte Arbeitspunkt liegt auf dem Schnittpunkt zwischen dieser Arbeitsgeraden und der Ausgangskennlinie des verwendeten Basisstroms. Bei einem niedrigen Basisstrom fällt am Transistor eine hohe Spannung ab und es fließt kaum Strom: der Transistor sperrt und der Verbraucher ist ausgeschaltet. Bei einem hohen Basisstrom hingegen, fällt am Transistor nur noch wenig Spannung ab und es fließt ein hoher Strom: der Verbraucher am Arbeitswiderstand ist eingeschaltet.

Für die Leistung des Transistors gilt: $P = U_{CE}I_C$. Daraus folgt:

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

Diese Kurven werden in einem gemeinsamen Schaubild aufgetragen (Abbildung 5). Da der Arbeitspunkt zum Schutz des Transistors immer unterhalb der Leistungshyperbel liegen sollte, darf dieser nur unterhalb von 2 V oder oberhalb von 10 V liegen. Dies sind auch genau die Bereiche, an denen der Transistor hier als Schalter beim Sperren und Durchlassen arbeitet.

Beim Umschalten allerdings wandert der Arbeitspunkt von der einen Seite des Schaubildes (Abbildung 5) auf die andere und schneidet dabei die Leistungshyperbel. Da diese allerdings zweimal geschnitten wird, weshalb der Arbeitspunkt danach wieder unterhalb der Leistungshyperbel liegt und da der Schaltvorgang praktisch ohne Zeitverzögerung geschieht, ist der Arbeitspunkt nur extrem kurz über der Leistungsparabel. Deshalb ist das Schneiden dieser Parabel hier tolerierbar.

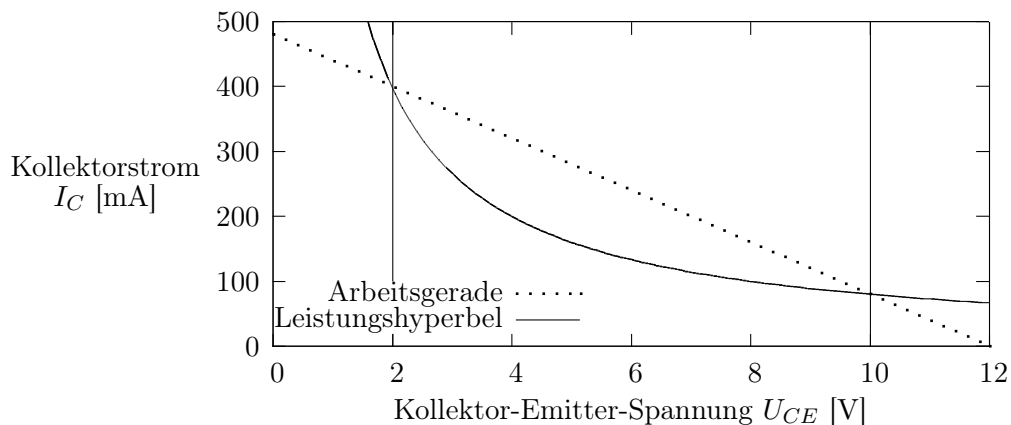


Abbildung 5: Arbeitsweise eines Transistors als Schalter

b) Demonstration mit einem Glühlämpchen

Zur praktischen Demonstration wird ein Glühlämpchen mit dem Kollektor-Emitter-Anschlusspaar des Transistors in Reihe zur Spannungsquelle geschaltet. Der Basis-Anschluss des Transistors wird über einen Vorwiderstand R_V und einen Schalter an den +-Pol der Spannungsquelle angeschlossen.

Um auch die Leistung des Transistors bei verschiedenen Vorwiderständen R_V zu berechnen, wird die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} sowie der Kollektorstrom I_C gemessen. Damit folgt für die Verlustleistung des Transistors: $P = U_{CE} \cdot I_C$.

3.2 Verstärker in Emitterschaltung

a) Aufbauen und Einstellen

Es wird eine Emitterschaltung nach Abbildung 6 aufgebaut. Dabei wird der Widerstand R_V so eingestellt, dass am Kollektor-Widerstand $R_C = 1\text{ k}\Omega$ und am Transistor die Hälfte der Betriebsspannung $U = 12\text{ V}$ abfällt: u_a soll ca. 6 V betragen.

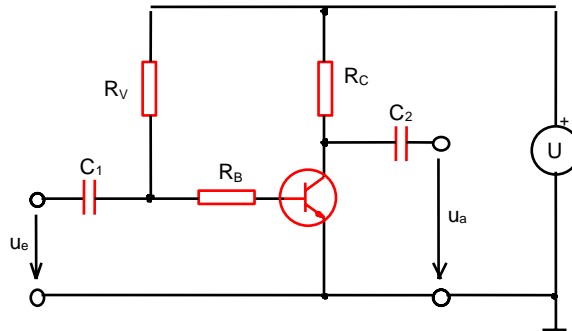


Abbildung 6: Emitterschaltung

b) Arbeitsgerade und -punkt sowie Transistorkenngrößen

Für die Arbeitsgerade gilt nach Aufgabe 3.1 a):

$$I_C = \frac{U - U_{CE}}{R_C} = 12\text{ mA} - 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot U_{CE}$$

Da jeweils die Hälfte der Betriebsspannung $U = 12\text{ V}$ am Widerstand $R_C = 1\text{ k}\Omega$ und am Transistor abfällt, gilt für den Kollektorstrom am Arbeitspunkt: I_C :

$$I_C = \frac{U}{2R_C} = 6\text{ mA}$$

Da am Transistor die Spannung $U_{CE} = 6\text{ V}$ abfällt, liegt der Arbeitspunkt an dieser Stelle der Arbeitsgeraden, also bei $(6\text{ V} \quad 6\text{ mA})$.

Die Arbeitsgerade und der Arbeitspunkt werden in das Kennlinienfeld eingetragen.

Aus dem Kennlinienfeld lassen sich nun für diesen Arbeitspunkt die folgenden dynamischen Transistorkenngrößen entnehmen:

- Den dynamischen Basis-Emitter-Widerstand $r_B = \frac{u_{BE}}{i_B}$ erhält man, indem man über das Kennlinienfeld die zum Arbeitspunkt gehörigen Werte U_{BE} und I_B auf der Eingangskennlinie bestimmt und die Steigung der Tangenten an diesem Punkt ermittelt.
- Den dynamischen Kollektor-Emitter-Widerstand $r_C = \frac{u_{CE}}{i_C}$ erhält man durch Bestimmung der inversen Steigung der Tangenten zur Ausgangskennlinie am Arbeitspunkt.
- Den Stromverstärkungsfaktor $\beta = \frac{i_C}{i_B}$ erhält man durch Bestimmung der Tangentensteigung an der Steuerkennlinie im zugehörigen Punkt, oder bei Näherung der Steuerkennlinie als Ursprungsgerade durch die konkreten Stromwerte an dieser Stelle: $\beta \approx \frac{I_C}{I_B}$.

c) Berechnung der dynamischen Schaltungskenngrößen

Mit den vorgegebenen Daten

$$\beta = 133 \quad r_B = 500 \, \Omega \quad r_C = 7,5 \, \text{k}\Omega$$

lassen sich die folgenden dynamischen Schaltungskenngrößen berechnen:

- Eingangsimpedanz:

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

- Ausgangsimpedanz:

$$Z_a = \frac{u_a}{i_a} = \frac{1}{\frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C}} = \frac{r_C \cdot R_C}{r_C + R_C}$$

- Spannungsverstärkung:

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

Für die Werte $R_B = 0 \, \Omega$ und $R_B = 680 \, \Omega$ folgt somit:

R_B	Z_e	Z_a	v
$0 \, \Omega$	$500 \, \Omega$	$882,35 \, \Omega$	$234,71$
$680 \, \Omega$	$1180 \, \Omega$	$882,35 \, \Omega$	$99,45$

d) Messung der dynamischen Schaltungskenngrößen

Für die Messung wird eine 1 kHz-Rechteckspannung angelegt sowie die Spannungen u_e und u_a mit dem Oszilloskop dargestellt.

- Die Eingangsimpedanz wird bestimmt, indem an die Eingangsklemmen ein Widerstand $R_x = 1 \, \text{k}\Omega$ und die Rechteckspannungsquelle U_{Re} in Reihe geschaltet werden. Dann gilt für die Eingangsimpedanz:

$$Z_e = \frac{u_e}{U_{R_x}} R_x = \frac{u_e}{U_{Re} - u_e} R_x$$

- Für die Ausgangsimpedanz wird erst die Spannung u_a an den Ausgangsklemmen mit dem Oszilloskop bestimmt. Dann wird parallel zum Oszilloskop ein Widerstand $R_x = 18 \, \Omega$ angeschlossen und der Spannungsabfall U_{R_x} an diesem Widerstand gemessen. Da Z_a und R_x nun quasi in Reihe geschaltet sind, gilt für die Ausgangsimpedanz:

$$Z_a = \frac{U_{Z_a}}{U_{R_x}} R_x = \frac{u_a - U_{R_x}}{U_{R_x}} R_x = \left(\frac{u_a}{U_{R_x}} - 1 \right) R_x$$

- Die Spannungsverstärkung v lässt sich entweder durch direktes Ablesen von u_a und u_e und Quotientenbildung berechnen, oder man benutzt den X-Y-Modus des Oszilloskops und bestimmt die Steigung der dargestellten Geraden.

e) Wahl des Kondensators

Für den Spannungsabfall am Kondensator gilt:

$$U(t) = U_0 e^{-\frac{t}{RC}}$$

wobei hier $C = C_1$ und $R = r_B$ ist.

Nach der halben Periodendauer $\tau = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} = 0,5 \text{ ms}$ soll höchstens ein Dachabfall von 2% vorliegen. Somit folgt:

$$U(t) = U_0 e^{-\frac{\tau}{r_B C_1}} \geq 0,98 \cdot U_0 \Leftrightarrow -\frac{\tau}{r_B C_1} \geq \ln(0,98) \Leftrightarrow C_1 \geq -\frac{\tau}{r_B \ln(0,98)} = 49,5 \text{ } \mu\text{F}$$

Unter den vorhandenen Kondensatoren erfüllt nur derjenige mit der Kapazität $120 \text{ } \mu\text{F}$ diese Bedingung.

3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung

Es wird die Schaltung aus Abbildung 7 mit $R = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 68 \text{ nF}$, $R_V = 220 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_B = 680 \text{ } \Omega$ aufgebaut.

Da der Transistor das Eingangssignal verstärkt, aber auch die Phase um 180° verschiebt, muss diese mittels einer RC-Kette nochmals um 180° verschoben werden, damit das System schwingt. Dies gelingt bei einer bestimmten Frequenz f_0 , für die gilt:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot RC\sqrt{6}} = 955,51 \text{ Hz}$$

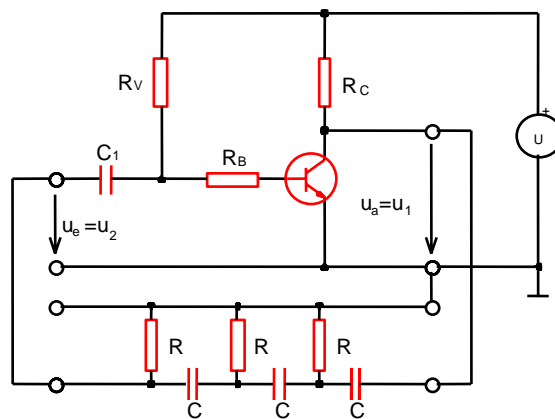


Abbildung 7: RC-Oszillator