Karlsruher Institut für Technologie (KIT) WS 2011/12

Physikalisches Anfängerpraktikum - P1

Transistorgrundschaltungen
P1-50,51,52

Protokoll von
Tobias Renz und **Raphael Schmager**

Gruppe: Do-28

Versuchsdatum: 1. Dezember 2011

Versuche P1-50, 51, 52: **Transistorgrundschaltungen** **Raum F1-29**

Bei diesem Versuch geht es um den Transistor als herausragendes elektronisches Bauteil mit besonderen Eigenschaften. Diskrete Bauelemente werden immer mehr durch integrierte Schaltungen ersetzt, aber die Kennlinien und Grundschaltungen lassen sich am Einzelbauteil am besten studieren. Die beim Versuch vorkommenden Begriffe und Schaltungen werden in einer Vorbereitungshilfe erläutert, die als 'roter Faden' durch den Stoff dienen soll.
Bei diesem Transistor-Versuch sollen die Experimente am Versuchstag nicht nur protokolliert sondern auch gleich ausgewertet und kommentiert werden. Die Protokollabgabe kann dann schon am Versuchstag erfolgen, denn Fehlerbetrachtungen und eine weitergehende Ausarbeitung sind nicht erforderlich. Dies rechtfertigt den etwas höheren Zeitaufwand veglichen mit anderen P1-Versuchen.

Aufgaben:

1. Transistor-Kennlinien.

1.1 Eingangskennlinie: Messen Sie Punkt für Punkt die I_B/U_{BE}-Kennlinie eines npn-Transistors. Verwenden Sie die Schaltung nach Bild 13. Der Widerstand R_C (1kΩ begrenzt die Transistor-Verlustleistung $U_{CE}I_C$ und verhindert damit eine zu starke Erwärmung des Transistors, die sowohl die Messung stören (veränderte Transistoreigenschaften) als auch den Transistor zerstören würde. Durch diese Vorsichtsmaßnahme ändert sich von Meßpunkt zu Meßpunkt die Kollektor-Emitterspannung, was aber die Eingangskennlinie nur vernachlässigbar wenig beeinflußt, solange $U_{CE} > 0{,}2V$ gilt. Der Widerstand R_V (1MΩ variabel) dient zur Einstellung des Basisstromes I_B, der mit einem µA-Meter gemessen wird. I_B soll 100µA nicht überschreiten. Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} wird mit einem hochohmigen (warum?) Voltmeter gemessen. Tragen Sie die Eingangskennlinie in den dritten Quadranten eines Vier-Quadranten-Kennlinienfeldes ein (Spannungsnullpunkt unterdrückt und Bereich ca. 0,55V bis 0,75V gespreizt).

1.2 Ausgangskennlinien: Stellen Sie auf dem Schirm eines Oszilloskops im X-Y-Betrieb I_C/U_{CE}-Kennlinien eines npn-Transistors bei verschiedenen Basisströmen I_B dar. Schließen Sie nach Bild 14 den Kollektor an die Halbwellenspannung U_{HW} (Spitzenspannung +12V) und die Basis über R_V (1MΩ variabel) an Gleichspannung U_{Gl} (+12V) an. Zwischen Emitter und Masse wird als 'Strommeßwiderstand' R_E (2Ω) eingefügt. Weil es die Masseanschlüsse der Geräte nicht anders zulassen, muß zur X-Ablenkung die Summenspannung $u_{CE} + u_{RE}$ statt u_{CE} allein verwendet werden. Überzeugen Sie sich davon, daß die Verfälschung tolerabel ist.

Wählen Sie I_B so, daß $I_C \approx 50$ mA im Plateaubereich erreicht. Stellen Sie ebenso die Ausgangskennlinien bei 20, 40, 60, 80% dieses Wertes dar. Übertragen Sie die Kurven in den ersten Quadranten des Vier-Quadranten-Kennlinienfeldes. Die Darstellung sollte so groß sein, dass man ihr später Kenndaten entnehmen kann. Erläutern Sie die vorgegebene Schaltung für die Kennliniendarstellung.

1.3 Steuerkennlinie: Zeichnen Sie in den zweiten Quadranten des Kennlinienfeldes die I_C/I_B-Kennlinie ein, die keiner weiteren Messung bedarf. Wegen der bei den meisten Transistoren im Arbeitsbereich geringen Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Kollektor-Emitterspannung kommt es kaum darauf an, ob Sie Kollektorströme bei einer festen Kollektor-Emitterspannung (z.B. 1V) ablesen oder längs einer Arbeitsgeraden (z.B. zu 1kΩ).

2. Überlagerungstheorem: Überprüfen Sie die Gültigkeit des Überlagerungstheorems experimentell. Verwenden Sie in der Schaltung nach Bild 15 $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 1{,}5$ kΩ, $R_3 = 330$Ω, $u_{Re} = \pm 8$ V 1 kHz-Rechteckspannung ($R_i = 50$Ω) und $U_{Gl} = +12$ V Gleichspannung ($R_i \cong 0$Ω). Vergleichen Sie die experimentell (oszilloskopisch) bestimmte Spannung U_{R3}, die über R_3 abfällt, mit der berechneten für die Fälle, daß keine/die eine/die andere Spannungsquelle durch ihren Innenwiderstand ersetzt ist. (Auch diese Schaltung ohne Transistor kann auf der Steckplatte realisiert werden!)

3. Transistorschaltungen

3.1 Transistor als Schalter:

a) Beschreiben Sie das Funktionieren des Transistors als Schalter anhand einer Arbeitsgeraden (R_C=25Ω; U=12V̲ und einer Leistungshyperbel (P = 0,8W) in einem I_C/U_{CE} -Diagramm (Achsen bis 12V bzw. 500mA). Wo dürfen Schaltzustände liegen? Wieso darf die Arbeitsgerade bei dieser Betriebsart die Hyperbel maximaler Transistor-Verlustleistung schneiden?

b) Demonstrieren Sie das Schalten mit einem Glühlämpchen (12V, 3W; kein stromunabhängiger Widerstand!) als geschaltetem Verbraucher (R_C in der Emitterschaltung). Bestimmen Sie die Verlustleistung des Transistors bei den drei Basisvorwiderständen R_V = 1kΩ; 10kΩ und 220kΩ.

3.2 Verstärker in Emitterschaltung:

a) Stellen Sie in der Schaltung nach Bild 2 den **Arbeitspunkt** mittels R_V (1MΩ, variabel) so ein, daß die Betriebsspannung (12V) je etwa zur Hälfte am Transistor und am Kollektorwiderstand (R_C = 1kΩ) abfällt.

b) Zeichnen Sie die zugehörige **Arbeitsgerade** und den **Arbeitspunkt** in das Kennlinienfeld ein. Entnehmen Sie dem Kennlinienfeld für diesen Arbeitspunkt **die dynamischen Transistorkenngrößen** Basis-Emitterwiderstand $\mathbf{r_B}$, Kollektor-Emitterwiderstand $\mathbf{r_C}$ und Stromverstärkungsfaktor **β.**

c) Berechnen Sie anhand der Transistorkenngrößen und der Werte der Widerstände in der Schaltung **die dynamischen Schaltungskenngrößen** Spannungsverstärkung **v,** Eingangsimpedanz $\mathbf{Z_e}$ und Ausgangsimpedanz $\mathbf{Z_a}$. Die Rechnung ist für R_B = 0Ω und für R_B = 680Ω auszuführen. Geben Sie den erwarteten Aussteuerbereich der Schaltung an. (Das sind die Eingangsspannungsgrenzen, innerhalb derer die Spannungsverstärkung v nur um einen von Ihnen vorzugebenden Prozentsatz variiert.)

d) Messen Sie die dynamischen Schaltungskenngrößen für beide R_B-Werte und vergleichen Sie sie mit den Rechenergebnissen. Verwenden Sie für die Messungen 1 kHz-Rechteckspannung von kleinsten Werten bis zum Auftreten deutlicher Nichtlinearitäten. Für die u_e- und u_a-Messungen wird das Oszilloskop benutzt.

e) Überlegen Sie sich im Voraus und bestätigen Sie dann experimentell, welcher der vorhandenen Kondensatoren (0,1 bis 120µF) als Eingangskoppelkondensator C1 groß genug ist, damit der Dachabfall des verstärkten 1kHz-Rechtecks unter 2% bleibt (R_B = 0).

3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung: Bauen Sie den RC-Oszillator gemäß Bild 12 mit der vorgegebenen dreistufigen RC-Kette (R=1 kΩ , C=68 nF) und der Emitterschaltung (R_V = 220 kΩ, R_C = 1 kΩ, R_B = 680Ω) auf. Vergleichen Sie die gemessene und die berechnete Oszillatorfrequenz.

4. Zusatzaufgaben: Falls Sie noch Zeit haben, führen Sie noch die folgenden Versuche durch:

4.1 Kollektorschaltung: Stellen Sie in der Schaltung nach Bild 9 den Arbeitspunkt so ein, daß die Betriebsspannung je etwa zur Hälfte am Transistor und am Emitterwiderstand (R_E = 1kΩ) liegt. Berechnen, messen und vergleichen Sie die dynamischen Schaltungskenngrößen v, Z_e und Z_a. Führen Sie die Überlegung und Messung wie bei Aufgabe (3.2e) aus.

4.2 Stromgegengekoppelter Verstärker: Stellen Sie in der Schaltung nach Bild 5 (R_C = 1kΩ, R_E = 100Ω) den Arbeitspunkt sinnvoll ein. Berechnen, messen und vergleichen Sie die dynamischen Schaltungskenngrößen v, Z_e und Z_a. Überzeugen Sie sich von der verbesserten Linearität dieser Schaltung im Vergleich zur Emitterschaltung.

Zubehör:

Steckplatte (Bild 0) für die Schaltungen mit Bananenbuchsen für Steckelemente und Anschlussleitungen, Transistorsockel und 100µF-Ausgangskoppelkondensatoren;
Spannungsversorgungsgerät für Gleichspannung (12V) und Halbwellenspannung ($12V_S$) mit gemeinsamem Minuspol;
Signalgenerator (Sinus/Rechteck/Dreieck; max. 6MHz; max. ±10V im Leerlauf; R_i = 50Ω) mit Frequenzmesser;
Zweikanal-Oszilloskop (Empfindlichkeit und Zeitachse geeicht; Eingangsimpedanz 1MΩ||25pF; XY-Betrieb möglich);
2 Digital-Multimeter für alle gängigen Spannungen, Ströme und Widerstandswerte (Beschreibung am Versuchsplatz);
RC-Kette (dreistufig; je 68nF Längskapazität und 1kΩ Querwiderstand);

Kabel (diverse, mit Bananenstecker, Koaxialstecker und gemischt);
2 Vorsteckwiderstände (1,2kΩ; vorgesehen für Oszilloskopzuleitungen);
Glühlämpchen (12V/3W);
Einstellwiderstand 1MΩ (mit 1kΩ Serienfestwiderstand);
Widerstände 2; 33; 100; 330; 680Ω; 1; 1; 1,5; 3,3; 10; 33; 220kΩ;
Kondensatoren 0,1; 1; 10; 120µF;
4 Kurzschlußstecker.
Transistoren (2N2219A, npn, Si, 800mW)
Kenngrößen: β =133, r_B=500Ω , r_C=7.5kΩ;

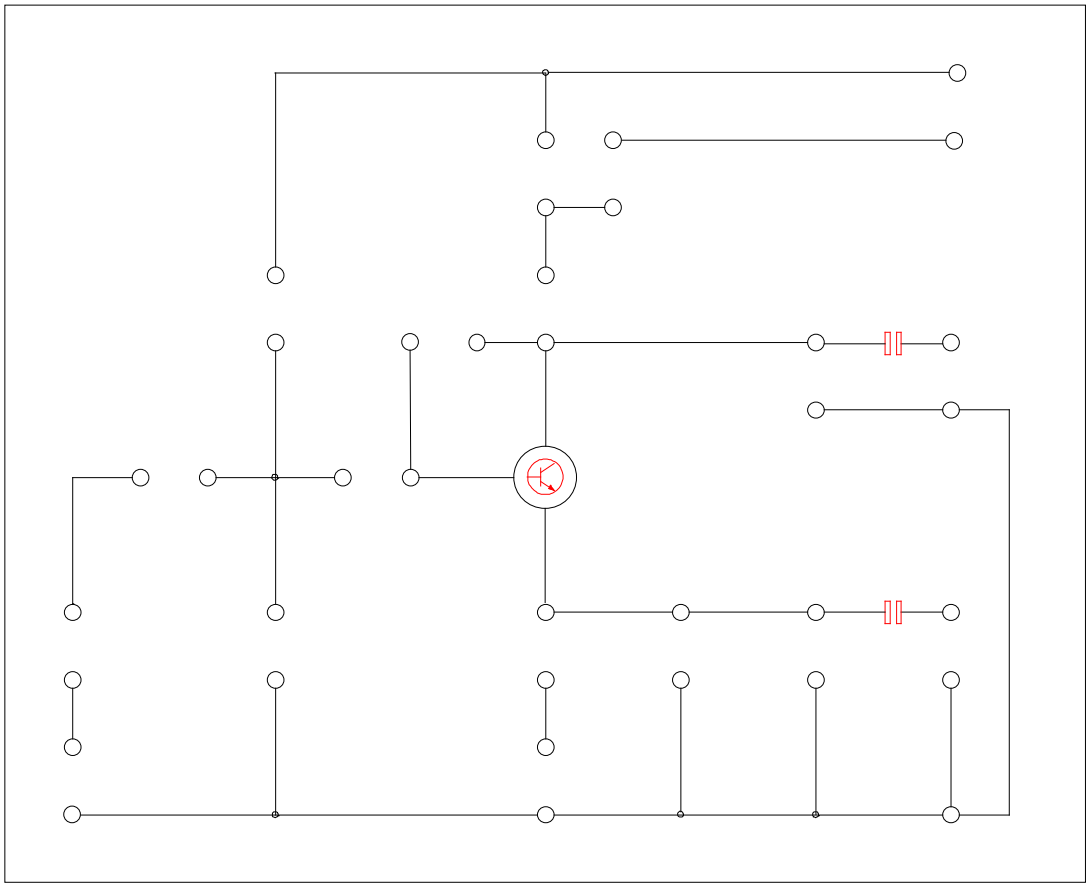


Bild 0: Steckplatte für die Schaltungen. Die kleinen Kreise markieren 4mm-Bananenbuchsen.

Literatur:

J.G.Lehmann: *Dioden und Transistoren*
H.Böger, F.Kähler, G.Weigt: *Bauelemente der Elektronik und ihre Grundschaltungen*
J.Pütz: *Einführung in die Elektronik*
F.Moeller, H.Fricke: *Grundl. der Elektrotechnik, Band* 1 (Kap.5.5 für Interessierte an Halbleitung und Bändermodell)
Weddigen, Jüngst: *Elektronik*
Jüngst: Vorbereitungshilfe zum Transistorversuch

Version: Dez. 10

Karlsruher Institut für Technologie (KIT) WS 2011

Physikalisches Anfängerpraktikum - P1

Transistorgrundschaltungen
P1-50,51,52

Versuchsvorbereitung von
Raphael Schmager

Gruppe: Do-28

Druchgeführt am 1. Dezember 2011

0 Theoretische Grundlagen

Vorbemerkung

Im diesem Versuch werden die besonderen Eingenschaften eines Transistors näher untersucht. Im folgenden werden statische Größen mit Großbuchstaben und sich zeitlich verändernde sowie Änderungen im Allgemeinen durch Kleinbuchstaben geschrieben.

0.1 Halbleiter

Als Halbleiter werden Stoffe bezeichnet, die bei hinreichend tiefen Temperaturen als Isolatoren arbeiten. Typische Vertreter sind Silizium (Si) oder Germanium (Ge). Bei steigender Temperatur nimmt die Anzahl freier Ladungsträger zu. Die Leitfähigkeit steigt bei Halbleitern mit wachsender Temperatur steil an.
Schaut man sich den Unterschied zu Metallen auf atomarer Ebene an, so erkennt man, dass Metalle typischerweise 1 bis 2 freie Elektronen pro Atom beisteuern, reine Halbleiter (und Nichtleiter) keines. Zu den Halbleitern zählen die Atome der IV Hauptgruppe, sie besitzen 4 Valenzelektronen. Diese benötigen sie jedoch um die Bindung mit den 4 Nachbaratomen einzugehen. Durch thermische Aktivität kommt es nun vor, dass sich einzelne Valenzelektronen aus dem Kristallverbund lösen. Dieser Vorgang wird **Generation** genannt. Hierbei entsteht nicht nur ein freies Elektron, sondern auch ein Loch (Defektelektron). Die Lebensdauer solcher freien Elektronen ist nicht besonders Lange. Füllt ein Elektron eine entstandene Lücke wieder auf, so spricht man von **Rekombination**.

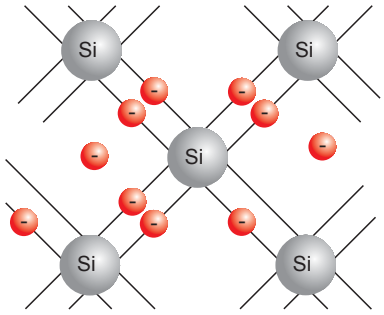


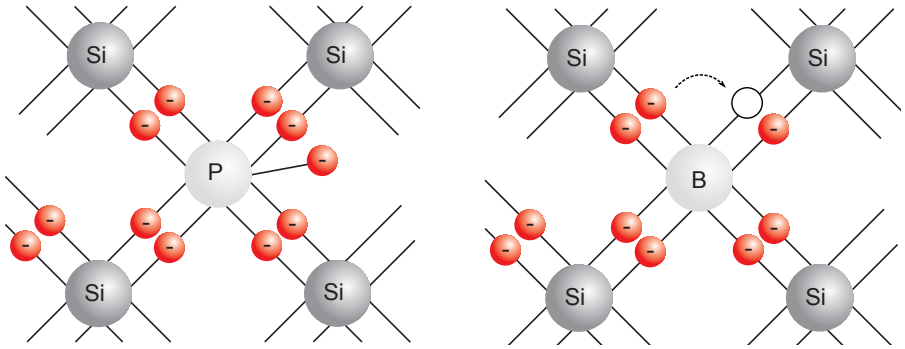
Abbildung 1: Schema der Eigenleitung im Halbeiter

Durch eine äußere Spannungsquelle wandern nun die freigewordenen Elektronen und Löcher durch nachrückende Elektronen. Man spricht hierbei von zwei Arten des Ladungstransports: der **n-Leitung**, hierbei sind die Elektronen die negativen Ladungsträger, und der **p-Leitung**, wobei hier die Ladungswanderung der positiven Lücke entgegengesetzt zur Elektronenwanderung entspricht.

0.2 Dotierung

Für technische Zwecke eigenen sich die eben beschriebenen Halbeiter noch nicht. Die **Eigenleitung**, also die Generations- und Rekombinationsrate, besitzt eine sehr große Abhängigkeit

der Temperatur.
Durch Dotierung des Halbleiterkristalls bewirkt man eine erhebliche, materialspezifische Leitfähigkeitsänderung, die sogenannte **Störleitung**. Dabei bringt man gezielt Fremdatome mit drei oder fünf Valenzelektronen in das Kristallgitter.
Bei n-dotierten Halbleitern werden Atome wie Arsen oder Phosphor mit fünf Valenzelektronen eingebracht. Da sie dem Halbleiter ein freies Elektron zur Verfügung Stellen spricht man hier von **Donatoren**.
Bringt man dagegen dreiwertige Fremdatome (**Akzeptoren**), wie Bor oder Gallium in die Kristallstruktur ein, so fehlt an den entstandenen Störstellen jeweils ein Elektron. Es entstehen Elektronenlücken. Es handelt sich dann um p-dotierte Halbleiter.



(a) n-dotierter Halbleiter (b) p-dotierter Halbleiter

0.3 Halbleiterdiode

Fügt man nun eine p- und n-dotierte Schicht zusammen, so entsteht eine Diode. Man spricht auch von einem pn-Übergang. Durch den Potentialunterschied der beiden Seiten wandern die freien Elektronen der n-dotierten Schicht am pn-Übergang in die p-dotierte Schicht. Gleiches geschieht andersherum mit den Defektelektronen. An der Grenzschicht stellt sich somit durch Diffusion der Ladungsträger der beiden Schichten ein Ladungsausgleich ein. Dieser interne Strom bezeichnet man als Diffusionsstrom.

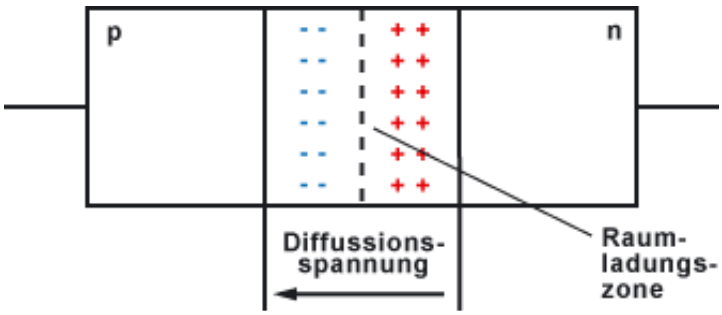


Abbildung 2: Diffusionsstrom in der Diode

An der Grenzschicht kommt es zu Rekombination von Elektronen mit Defektelektronen. Dadurch ensteht eine Verarmungszone oder auch **Sperrschicht** genannt.

Schließt man den positiven Pol einer externen Spannungsquelle an die n-dotierte Schicht (n-Zone) und den negativen Pol an die p-dotierte Schicht (p-Zone) an, so vergrößert sich die Sperrschicht, da nun freie Elektronen aus der n-Zone diffundieren. In **Sperrrichtung** der Diode fließt aber dennoch ein geringer Strom.
Um einen Stromfluss durch die Diode zu erzeugen muss sie in **Durchlassrichtung** betrieben werden. Dabei wird der positive Pol an die p-Zone angeschlossen (und andersherum). Die Löcher der p-dotierten Schicht werden vom positiven Pol abgestoßen und die Elektronen der n-dotierten Schicht werden vom negativen Pol abgestoßen. Die Grenzschicht wird nun mit freien Ladungsträgern überschwemmt. Der Strom fließt nun über den pn-Übergang durch die Diode.

0.4 Transistor

Ein Transistor besteht im wesentlichen aus 2 solcher Halbleiterdioden. Dabei werden entweder die p-dotierten Schichten zusammengefügt (**npn-Transistor**) oder die n-dotierten (**pnp-Transistor**). Durch die Zusammenfassung in der Mitte bilden sich so 3 Dotierungszonen. Die erste n-dotierte Zone bezeichnet man als Kollektor (C), die zweite als Emitter (E) und die dazwischenliegende p-dotierte Schicht Basis (B).

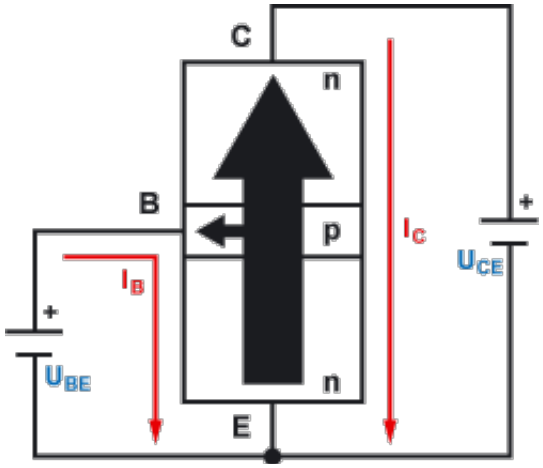


Abbildung 3: Der Transistor im Verstärkerbetrieb

Einen Transistor schließt man in der Regel so an eine Spannungsquelle an, dass die Basis-Emitter-Diode (BE-Diode) in Durchlassrichtung und die BC-Diode in Sperrrichtung gepolt ist. Diese wird als Verstärkerbetrieb bezeichnet. Ist die Basisschicht relativ dick, so fließt über die BC-Diode ein kleiner Sperrstrom. Über die BE-Diode fließt jedoch ein großer Strom. Macht man die Sperrschicht nun dünner, so fließen nur noch ein kleiner Strom über die BE-Diode. Der Großteil der Elektronen durchbricht aufgrund der dünnen Basisschicht, jene und fließen über dem Kollektor ab. Somit kann man im Verstärkerbetrieb des Transistors durch einen kleinen Basisstrom einen großen Emitter-Kollektor-Strom erzeugen und steuern. Der Stromverstäkrungsfaktor ist:

$$B = \frac{I_C}{I_B} \tag{1}$$

0.5 Kennlinien eines Transistors

Die wesentlichen Abhängigkeiten eines Transistors werden in einem vier Quadranten Koordinatensystem übersichtlich dargestellt. Dabei werden in jedem Quadraten zwei Transistorgrößen gegeneinander aufgetragen. Zum Vergleich soll hier Bild 1 aus der Vorbereitungsmappe benutzt werden. Da die Grafik sehr unscharf ist, wird auf eine ähnliche zurückgegriffen.

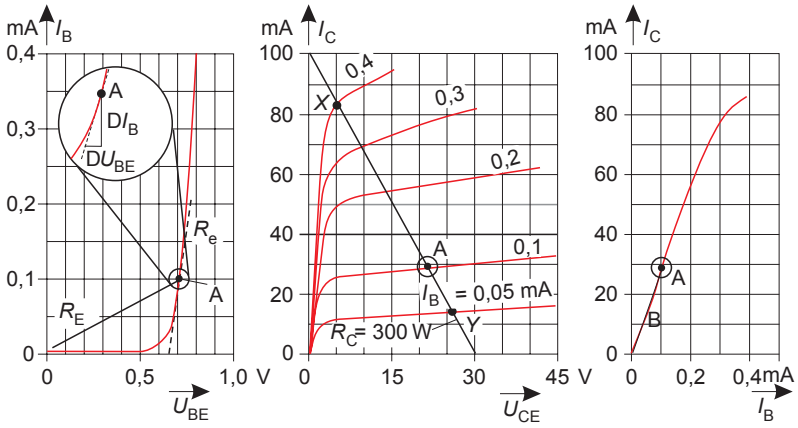


Abbildung 4: Kennlinien eines Transistors

Eingangskennlinie

Die Eingangskennlinie $I_B(U_{BE})$ liegt im 3. Quadranten. In Abbildung 3 entspricht dies dem 1. Bild. Die Abhängigkeit der Kollektor-Emitter-Spannung ist unwesentlich, daher genügt eine Kennlinie zur Beschreibung völlig. Sie beschreibt somit die übliche Diodenkennlinie. Der **dynamische Basis-Emitter-Widerstand** kann durch die Steigung der Kurve definiert werden.

$$r_{be} = \frac{u_{be}}{i_b} \tag{2}$$

Den Punkt A nennt man Arbeitspunkt. Dieser beschreibt den geeigneten Betrieb des Transistors.

Ausgangskennlinie

Im 1. Quadraten (hier das 2. Bild) wird die Ausgangskennlinie $I_C(U_{CE})$ für verschiedene Basisströme aufgetragen. Der Kollektorstrom steigt zuerst schnell, anschließend nur noch langsam mit der Spannung U_{CE} an. Der **dynamische Kollektor-Emitter-Widerstand** (Ausgangswiderstand) ist:

$$r_c = \frac{u_{ce}}{i_c} \tag{3}$$

er sinkt jedoch mit wachsendem Basisstrom I_B. Im Praktikum interessiert uns nur der Arbeitsbereich bei größeren U_{CE}, für die die Kurven getrennt für die einzelnen I_B sehr flach verlaufen. Daher können wir den dynamischen Kollektor-Emitter-Widerstand für verschiedene U_{CE} als konstante annehmen.

Steuerkennlinie

Die Steuerkennlinie $I_C(I_B)$ befindet sich im 2. Quadranten. Sie beschreibt die Abhängigkeit des großen Kollektorstroms vom kleinen Steuerstrom durch die Basis. Die im 3. Bild gezeigte Kennlinie lässt sich durch die Eingangs- und Ausgangskennlinie bestimmen. Der Quotient aus $\frac{I_C}{I_B}$ wird gerade als Stromverstärkungsfaktor B bezeichnet.

Der vierte Quadrant wird in der Regel für keine Kennlinie verwendet.

0.6 Transistorschaltungen

Transistoren werden in vielen Schaltungen mit durchaus verschiedenen Anwendungen verwendet. Zum einen kann ein Transistor als **Schalter** dienen, welcher durch einen kleinen Gleichstrom einen viel größeren (meinst Faktor 100 oder 1000) Strom fließen lässt. Des Weiteren findet er Verwendung als **Spannungsverstärker** oder **Leistungsverstärker**. Bei letzterem wird er benutzt um mit aus einer geringen Eingangsleistung einen Verbraucher mit großer Leistung amplitudengetreu zu betreiben. Als letztes wäre noch der **Impedanzwandler** zu nennen. Hierzu wird der Transistor als Verstärker mit Emitterschaltung verwendet.

Aufgaben

1 Transistor-Kennlinien

1.1 Eingangskennlinie

Die Eingangskennlinie eines Transistors soll mit folgender Schaltung gemessen werden. Dabei soll Punkt für Punkt die $\frac{I_B}{U_{BE}}$-Kennlinie aufgetragen werden.

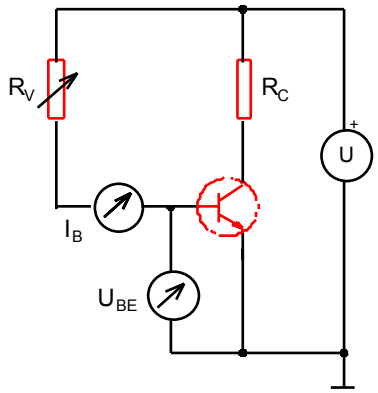


Abbildung 5: Messung der Eingangskennlinie (Bild 13)

Der Vorwiderstand R_C begrenzt die Verlustleistung des Transistors und verhindert ein Warmwerden. Ein Nebeneffekt ist damit aber die nicht konstante Kollektor-Emitter-Spannung (vernachlässigbar, solange $U_{CE} > 0,2V$). Der Potentiometer dient zur Einstellung des Basisstroms I_B.

Die Eingangskennlinie soll in den dritten Quadranten eines Vier-Quadranten-Kennlinienfeldes eingetragen werden.

Zur Frage: Mit dem Voltmeter messen wir den Spannungsabfall parallel zur BE-Diode. Da durch diese nur kleine Ströme von maximal 100μA fließen, muss der Innenwiderstand des Spannungsmessers sehr groß sein, damit die Beeinflussung durch dieses vernachlässigbar wird.

1.2 Ausgangskennlinien

Es sollen mehrere Ausgangskennlinien eines npn-Transistors gemessen und in den ersten Quadranten des Kennlinienfeldes eingetragen werden. Dabei stellt man je Messung einen konstanten Basisstrom I_B ein. Die Schaltung wird wie folgt aufgebaut.

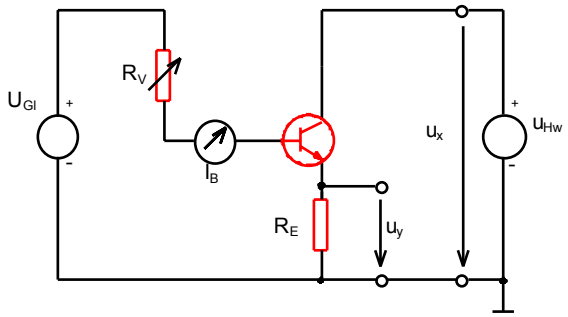


Abbildung 6: Messung der Ausgangskennlinien (Bild 14)

Der Kollektor wird an die Halbwellenspannung $U_{HW} = +12V$ angeschlossen. Die Basis über einen regelbaren Vorwiderstand R_V an eine Gleichstromquelle von ebenfalls 12V. Mittels diesem Potentiometer lässt sich der Basisstrom I_B einstellen.
Um den Kollektorstrom bestimmen zu können wird zwischen Kollektor und Halbwellenspannungsquelle ein Strommesswiderstand R_E eingefügt. An ihm wird die Spannung U_y gemessen und auf dem Oszilloskop dargestellt. Die Spannung U_x über dem Transistor und Widerstand R_E setzt sich aus dem Spannungsabfall zwischen Emitter und Kollektorausgangs U_{CE} und der über R_E zusammen - also: $U_{CE} + U_{R_E}$. Die x-Komponente auf dem Oszilloskop besteht daher aus diesen beiden Komponenten. Da jedoch gezeigt werden kann, dass die am Widerstand R_E abfallende Spannung vernachlässigt werden kann, hat das keinen merklichen Einfluss auf unsere Messung. Der Kollektorstrom berechnet sich dann durch:

$$I_C = \frac{U_y}{R_E} \tag{4}$$

1.3 Steuerkennlinie

Nun soll noch die Steuerkennlinie des Transistors berechnet und in den zweiten Quadranten eingezeichnet werden. Dabei wird die $\frac{I_C}{I_B}$-Kennlinie eingetragen.
In Aufgabe 1.2 wurde jeweils der Kollektorstrom I_C für mehrere Basisströme I_B bestimmt. Nun müssen diese Werte nur noch gegeneinander aufgetragen werden.

2 Überlagerungstheorem

Es soll das Überlagerungstheorem experimentell überprüft werden. Dabei wird zunächst der theoretische Spannungsabfall über dem Widerstand R_3 bestimmt. Und im Experiment der berechnete Wert mit der Messung verglichen.

Das **Überlagerungstheorem** oder auch Überlagerungsprinzip besagt, dass wenn sich zwei Spannungsellen in einer Schaltung befinden, lässt sich die Spannungsdifferenz zwischen zwei beliebigen Punkten einfach berechnen, wenn jeweils nur eine Spannungsquelle aktiv ist und die andere durch ihren Innenwiderstand ersetzt wird. Dann entspricht die tatsächlich vorkommende Spannungsdifferenz gerade der Summe der über die einzelnen Spannungsquellen bestimmten Spannungsdifferenzen. Dies gilt aufgrund der Linearität der Bauelemente und mit den damit verbundenen linearen Gesetzmäßigkeiten. Das Theorem lässt sich auch auf die Ströme in beliebigen Zweigen der Schaltung.

Die Schaltung wird entsprechend Bild 15 aus der Vorbereitungsmappe aufgebaut:

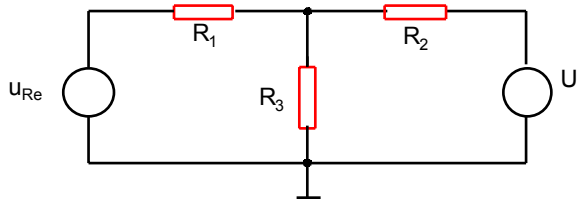


Abbildung 7: Schaltung zum Überlagerungstheorem

Dabei stellt U_{Re} eine Rechteckspannungsquelle mit Innenwiderstand $R_{Re} = 50\Omega$ und U_{Gl} eine Gleichspannungsquelle mit Innenwiderstand $R_{Gl} = 0\Omega$ dar. Gesucht ist nun die Spannung U_{R3} über dem Widerstand R_3.
Die im folgenden zur Berechnung benötigten Größen sind bitte dem Aufgabenblatt zu entnehmen. Es sind die drei Fälle zu unterscheiden:

Keine Spannungsquelle ist aktiv

Da keine Spannungen anliegen, kann auch keine über dem Widerstand abfallen. Das Ergebnis wird sein:

$$U_{R3} = 0V$$

Nur Rechteckspannungsquelle ist aktiv

Nun wird die Gleichspannungsquelle durch ihren Innenwiderstand ersetzt. Der Gesamtwiderstand ist damit:

$$R_G = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2+R_{Gl}} + \frac{1}{R_3}} = 1270,5\Omega$$

Damit ergibt sich die Spannung, die über dem Widerstand R_3 abfällt zu:

$$U_{R3} = U_{Re} - U_{R1} = U_{Re} - I_{R1}R_1 = U_{Re} - \frac{U_{Re}}{R_G}R_1 = 1,7V$$

Nur Gleichstromspannungsquelle ist aktiv

Nun wird die Rechteckspannungsquelle durch ihren Innenwiderstand von $R_i = 50\Omega$ ersetzt. Zunächst wird wieder der Gesamtwiderstand bestimmt.

$$R_G = R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R_1+R_{Re}} + \frac{1}{R_3}} = 1751,1\Omega$$

Damit ergibt sich die Spannung, die über dem Widerstand R_3 abfällt zu:

$$U_{R3} = U_{Gl} - U_{R2} = U_{Gl} - I_{R2}R_2 = U_{Gl} - \frac{U_{Gl}}{R_G}R_2 = 1,72V$$

Beide Spannungsquellen sind aktiv

Sind beide Spannungsquellen aktiv, so ergibt sich aus dem oben beschriebenen Überlagerungstheorem die Spannung über dem Widerstand R_3 als Summe der beiden zuvor berechneten Spannungswerte. Zu beachten sind dabei die Vorzeichen!

$$U_{R3} = 1.70V \pm 1,72V = 3,42V \; oder \; 0,02V$$

3 Transistorschaltungen

3.1 Transistor als Schalter

Im ersten Teil soll der Einsatz eines Transistors als Schalter untersucht werden. Im zweiten ist die Verlustleistung bei drei verschiedenen Basisvorwiderständen zu bestimmen. Dabei wird wie in der Aufgabenstellung beschrieben vorgegangen.

Ein Transistor lässt sich als Schalter einsetzten, wenn er auf der **Arbeitsgerade** gerade zwei stabile Arbeitspunkte besitzt. Als Arbeitsgerade bezeichnet man die Gerade im ersten Quadranten des Kennlinienschaubildes. In Abbildung 4 ist diese im mittleren Bild eingezeichnet. Die Arbeitsgerade ist durch den Zusammenhang zwischen dem Strom I_C, welcher durch den Arbeitswiderstand R_A fließt und der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} gegeben:

$$I_C = \frac{U - U_{CE}}{R_A} \tag{5}$$

Die Schnittpunkte der Arbeitsgerade mit den Ausgangskennlinien werden als **Arbeitspunkte** bezeichnet.
Als offener Schalter (kein Stromfluss) wirkt der Transistor, wenn der Basisstrom I_B so eingestellt wird, dass der Kollektorstrom $I_C = 0A$ ist. Stellt man den Basisstrom hingegen so ein,

dass die Kollektor-Emitter-Spannung gerade Null Volt erreicht, so schließt der Schalter an diesem Arbeitspunkt (Stromfluss).

Zu beachten ist dabei die **Verlustleistung des Transistors**. Typischer Weise wird die Verlusthyperbel auch in den ersten Quadranten eingezeichnet. Damit durch die Verlustleistung der Transistor nicht kaputt geht ist darauf zu Achten, dass die Arbeitspunkte stets unter der Verlusthyperbel liegen. Beim Schaltvorgang darf diese hingegen kurzzeitig von der Arbeitsgeraden berührt oder (zweimal) geschnitten werden. Die Verlusthyperbel wird beschrieben durch:

$$P_V = U_{CE} I_C = (U - I_C R_A) I_C = U I_C - I_C^2 R_A \tag{6}$$

3.2 Verstärker in Emitterschaltung

Ziel des Versuchs ist es, den Transistor in Emitterschaltung als Verstärker zu verwenden und dabei durch folgende Aufgaben weitere wichtigen Eingenschaften des Transistors kennen zu lernen.

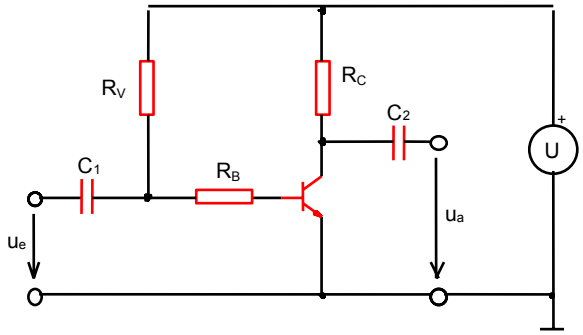


Abbildung 8: Emitterschaltung

Die **Emitterschaltung** dient als Spannungs- und gelegentlich auch als Leistungsverstärker. Der Emitteranschluss ist bei ihr ein Punkt mit konstanten Potential. Wie in Abbildung 8 gezeigt wird eine externe Spannungsquelle verwendet. Sie wird dafür verwendet, die **Ruhespannung** des Transistors so einzustellen, dass sich der Transistor für alle Eingangsspannungen im Arbeitsbereich befindet. Es werden zusätzlich **Koppelkondensatoren** verwendet, die dafür sorgen, dass die **Ruhespannung** keinen Einfluss auf die Ein- und Ausgangsspannung hat. Diese müssen relativ groß gewählt werden, da sonst aufgrund ihrer Frequenzabhängigkeit das Ein- und Ausgangssignal unzulässig verändern.
Der Arbeitswiderstand R_C bewirkt eine für große Widerstandswerte große Verstärkung und einen kleinen Stromverbrauch. Für kleine Werte des Arbeitswiderstands können höhere Frequenzen verarbeitet werden.

Probleme ergeben sich bei dieser Schaltung durch die starke Abhängigkeit des Verstärkungsfaktors v vom dynamischen Basis-Emitter-Widerstand r_B. Diesen kann man jedoch nur in einem engen Intervall um den Arbeitspunkt als konstant annehmen. Außerdem ist die starke

Abhängigkeit der Materialeigenschaften des Transistors störend. Beispielsweise hängt der Arbeitspunkt von der Temperatur ab.

Dynamische Transistorkenngrößen

Zunächst wird der Arbeitspunkt wie in der Aufgabenstellung beschrieben eingestellt. Anschließend wird die zugehörige Arbeitsgerade gezeichnet. Aus diesen lassen sich die **dynamischen Transistorkenngrößen** bestimmen.

Der **Basis-Emitter-Widerstand** r_B kann mit Formel 2 bestimmt werden. Dabei wird die Steigung im dritten Quadranten abgelesen.

$$r_b = \frac{u_{BE}}{i_B}$$

Der **Kollektor-Emitterwiderstand** ist definiert durch Formel 3. Dies entspricht gerade der negativen Steigung der Kennlinie im ersten Quadranten.

$$r_c = \frac{u_{ce}}{i_c}$$

Der **Stromverstärkungsfaktor** kann als Steigung im zweiten Quadranten abgelesen werden.

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} = \frac{I_C}{I_B} \tag{7}$$

Da der Stromverstärkungsfaktor meinst eine Ursprungsgerade im 2. Quadraten darstellt, kann man auf die Kleinschreibweise für sich dynamisch ändernde Größen verzichten.

Dynamischen Schaltungskenngrößen

Anhand der Transistorkenngrößen sowie den Werten der Widerstände in der oben gezeigten Schaltung, sollen nun die dynamischen Schaltungskenngrößen brechnet werden. Dazu zählen:

- Spannungsverstärkung v

$$v = \frac{u_a}{u_e} = \frac{Z_a i_a}{Z_e i_e} = \beta \frac{Z_a}{Z_e} \tag{8}$$

- Eingangsimpedanz Z_e

$$Z_e = \frac{u_e}{i_e} = r_b + R_B \tag{9}$$

- Ausgangsimpedanz Z_a

$$Z_a = \frac{U_a}{i_a} = \frac{1}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_c}} \tag{10}$$

Mit den Werten auf dem Aufgabenblatt ($\beta = 133$, $r_b = 500\Omega$, $r_c = 7,5k\Omega$, $R_c = 1k\Omega$) ergeben sich für die zwei Fälle:

- $R_B^{(1)} = 0\Omega$

$$\begin{aligned} Z_e &= 500\Omega \\ Z_a &= 882\Omega \\ v &= 235 \end{aligned} \tag{11}$$

- $R_B^{(2)} = 680\Omega$

$$\begin{aligned} Z_e &= 1180\Omega \\ Z_a &= 882\Omega \\ v &= 100 \end{aligned} \tag{12}$$

Angabe des Aussteuerbereichs

Der zu erwartende Aussteuerbereich der Schaltung soll angegeben werden. Man möchte also wissen, wie stark die Eingangsspannung schwanken darf, so dass der Spannungsverstärkungsfaktor nur um einen bestimmten Prozentsatz schwankt.
Da r_B für verschiedene Eingangsspannungen unterschiedlich groß ist, ist v nicht im ganzen Bereich konstant. Aus dem Kennlinienfeld im 3. Quadranten kann man ablesen, wo der Aussteuerbereich liegt. Um v um einen bestimmten Prozentsatz zu variieren muss man dem Eingangskennlinienbild nur die Eingangsspannungen entnehmen die den Faktor $\frac{1}{r_B + R_{B*}}$ um den gleichen Prozentsatz verändern.

Eingangskoppelkondensator

Es wird im folgenden der Eingangskoppelkondensator bestimmt, welcher verwendet werden muss, damit der Dachabfall des verstärkten 1kHz-Rechtecksignals unter 2% bleibt. Der Eingangskoppelkondensator C_1 wird eingesetzt um Gleichstromanteile aus dem Eingangssignal zu filtern.
Für den Ladevorgang eines Kondensators gilt:

$$I(t) = I_0 e^{-\frac{t}{RC}} \tag{13}$$

Die Ladezeit des Kondensators entspricht der halben Periodendauer, da nur so ein konstantes Signal vorhanden ist.

$$t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2000} s \tag{14}$$

Da sich der Kondensator nicht um mehr als 2% aufladen darf, ergibt sich für ihn:

$$\begin{aligned} 0,98 < \frac{I(t)}{I_0} &= e^{-\frac{t}{r_B C}} = e^{-\frac{1s}{2000 \cdot 500\Omega \cdot C}} \\ C > \frac{-1s}{2000 \cdot 500\Omega \cdot ln(0,98)} &= 49,5\mu F \end{aligned} \tag{15}$$

Da der nächst größere Kondensator eine Kapazität von 120μF besitzt müssen wir diesen verwenden.

3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung

Der Versuch wird gemäß Abbildung 9 (Bild 12 Vorbereitungsmappe) aufgebaut. Im folgenden wird die Oszillatorfrequenz berechnet. Diese soll mit der am Versuchstag gemessenen verglichen werden.

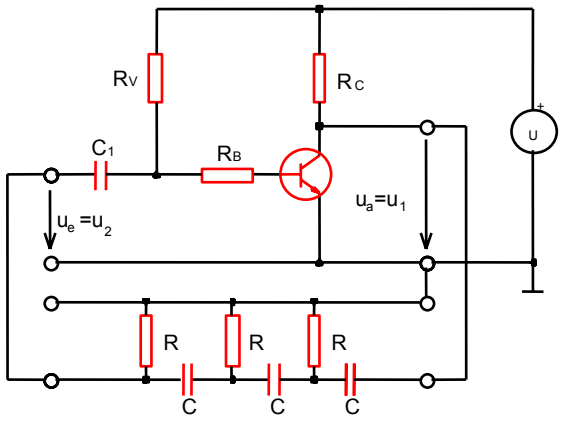


Abbildung 9: RC-Oszillator

Bei dieser Schaltung handelt es sich um einen **Umkehrverstärker**. Dabei wird Eingangssignal wird um 180° verschoben. Statt einer gegenkoppelnde Rückkopplung verwenden wir eine mitkoppelnde, die das Effektive Eingangssignal vergrößert. Es können so Schwingungen erzeugt werden. Man spricht von einer Mitkopplung, wenn das Ausgangssignal abermals um 180° phasenverschoben auf den Eingang zurückgeführt wird. Bei einer **Schleifenverstärkung** von 1 sind Schwingungen zu erwarten.
Man benötigt drei Transistoren, da die Maximale Phasenverschiebung von einem bei 90° liegt. Dazu muss jedoch der Strom vom ohmschen Widerstand beherrscht sein und die Kapazität keine Rolle spielen. Wäre dies der Fall, so wäre die Ausgangsspannung sehr viel kleiner als die Eingangsspannung. Da man jedoch eine Schleifenverstärkung von mindestens 1 erreichen möchte sind drei Transistoren zwingend notwendig.

Aus der Vorbereitungshilfe ergibt sich die Kreisfrequenz für die geforderte Phasenverschiebung an einer dreistufigen RC-Kette näherungsweise zu:

$$w_{180} \approx \frac{1}{RC\sqrt{6}} \tag{16}$$

Daraus berechnet sich die Oszillatorfrequenz mit:

$$f = \frac{w_{180}}{2pi} = 956Hz \tag{17}$$

4 Quellen

- H. J. Eichler H.-D. Kronfeldt J. Sahm, Das Neue Physikalische Grundpraktikum, 2. Auflage, Springer-Verlag

- Vorbereitungsmappe
- Diode: https://www.elektronik-kompendium.de/sites/grd/0112072.htm (Stand: 14:32 Uhr am 26.11.2011)
- Transistor: https://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0201291.htm (Stand: 14:33 Uhr am 26.11.2011)
- Kennlinien des Transistors: https://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0203112.htm (Stand: 15:13 Uhr am 26.11.2011)
- Arbeitsgerade: http://home.arcor.de/d.mietke/analog/tr_verst.html#ap
- Die Schaltskizzen wurden, wenn nicht anders erwähnt aus der Versuchsvorbereitung entnommen

Physik Praktikum 1

Transistorgrundschaltungen

Tobias Renz

Matrikel Nr. 1581784

1.Dezember 2011

Versuchsvorbereitung

Grundlagen

0.1 Halbleiter

Zu den Halbleitern gehören zum Beispiel Stoffe wie Germanium und Silizium. Silizium und Germanium sind vierwertig, das heißt sie besitzen vier Valenzelektronen. In einem fehlerfrei aufgebauten Kristall dieser Elemente sind alle Valenzelektronen mit einem Valenzelektron eines anderen Atoms verbunden. Bei sehr tiefen Temperaturen besitzt ein Halbleiter deshalb keine freien Elektronen und der Halbleiter kann keinen elektrischen Strom leiten. Bei höheren Temperaturen können solche Bindungen aufbrechen und werden einzelne Elektronen frei. Bei steigender Temperatur werden immer mehr Elektronen aus Bindungen herausgebrochen. DurWird durch Generation (herausbrechen eines Elektrons) ein Elektron freigesetzt, entsteht an dieser Stelle ein sogenanntes Defektelektron (Elektronenfehlplatz). Die freien Elektronen können nun auch wider Löcher (Defektelektronen) auffüllen, die sogenannte Rekombination. Es bildet sich dann ein Gleichgewicht, bei dem die Anzahl der generierten Elektronen gleich der Anzahl durch Rekombination verschwindenden freien Elektronen. Es entsteht somit eine konstante Konzentration freier Elektronen.
Legt man nun eine elektrische Spannung an einen Halbeiter an, so wandern die freien Elektron zum Pluspol durch den Kristall (Elektronenstrom). Es kann aber gleichzeitig ein gebundenes Valenzelektron in ein benachbartes Loch wandern. Das alte Loch verschwindet und es entsteht ein neues Loch. Durch diesen Vorgang wandern Löcher dann vom Pluspol zum Minuspol (Löcherstrom). Ein Loch wird als bewegliche positive Ladung aufgefasst.

0.2 Dotierung

Die geringe elektrische Leitfähigkeit von Halbleitern kann erheblich erhöht werden, indem man Fremdatome in die Struktur einbaut. Diese Fremdatome nehmen dann im Kristallgitter einen Platzt eines Silizium oder Germanium Atoms ein. Man unterscheidet zwischen n- und p-Dotierung.

0.2.1 n-Dotierung

Bei Germanium zum Beispiel vierwertig) wird ein fünfwertiges Fremdatom (z.B Arsen) in die Struktur eingebaut. Vier der Fünf Valenzelektronen von Arsen verbinden sich mit den Valenzelektronen benachbart Ge-Atome. Das fünfte Valenzelektron bleibt ungebunden. Dieses Valenzelektron verliert seine Bindung an das Atom und wird zu einem freien Atom. Das Arsen Atom wird somit zu einem positiven Ion, welches aber fest im Gitter gebunden ist und an der Elektrizitätsleitung nicht teilnehmen kann. Ein solcher Halbleiter, bei dem durch den Einbau fünfwertiger Fremdatome die Konzentration der freien Elektronen stark erhöht wird, nennt man N-Halbleiter.

0.2.2 p-Dotierung

Bei der p-Dotierung werden dreiwertige Fremdatome (z.B Indium) verwendet. Die drei Valenzelektronen von Indium verbinden sich mit den Valenzelektronen von Germanium. Ein Valenzelektron von Germanium bleibt nun aber ungepaart, es entsteht ein bewegliches Defektelektorn und Indium wird zu einem fest gebunden negativen Ion. Durch das Einbringen dreiwertiger Atome wir die Konzentration der positiven Löcher stark erhöht. Der Halbleiter wird als P-Halbleiter bezeichnet.

0.3 Halbleiterdiode

Bei einer Halbleiterdiode grenzt ein p-dotiertes Gebiet direkt an ein n-dotiertes Gebiet eines Halbleiters. Ein solcher Übergang wird PN-Übergang genannt. Im P-Gebiet ist die Konzentration der Löcher viel größer als im N-Gebiet. Im N-Gebiet hingegen ist die Elektronenkonzentration viel größer.

Liegt **keine äußere Spannung** an, so werden Elektronen aus dem N-Gebiet in das P-Gebiet getrieben und Löcher vom P-Gebiet in das N-Gebiet. Dieser Vorgang wird durch elektrische Gegenkräfte begrenzt. Es bildet sich am PN-Übergang eine Grenzschicht. Die in die P-Seite der Grenzschicht gewanderten Elektronen rekombinieren zum größten Teil mit den Löchern und die in die N-Schicht gewanderten Löcher rekombnieren mit

den Elektronen. Die Grenzschicht verarmt an Ladungsträgern und die Ladungen der fest eingebauten Ionen überwiegen nun. Die P-Seite der Grenzschicht wird deshalb negativ geladen und die N-Seite positiv. Zwischen den Ladungen der Grenzschicht entsteht nun ein elektrisches Feld und somit eine Spannung, diese Spannung wirkt einer weiteren Elektronen bzw. Löcher Wanderung entgegen.

Wird nun **eine äußere Spannung** angelegt muss man unterscheiden an welcher Seite der Pluspol und an welcher Seite der Minuspol angelegt wird.

Wird nun der **Pluspol and das P-Gebiet** und der Minuspol an das N-Gebiet angelegt, wirkt die äußere Spannung der sogenannten Diffusionsspannung in der Grenzschicht entgegen. Das elektrische Feld in der Grenzschicht, dass den Ladungstransport wird abgebaut, indem viele Löcher aus dem P-Gebiet ins N-Gebiet gebracht werden und viele Elektronen aus dem N-Gebiet ins P-Gebiet. Es fließt dann ein Strom durch den Halbleiter. Es gibt einen Löcherstrom im P-Gebiet von Plus nach Minus und einen Elektronenstrom im N-Gebiet von Minus nach Plus. Die Spannung ist in Durchlaufrichtung angelegt.

Wird nun der **Pluspol am N-Gebiet** angelegt und der Minuspol am P-Gebiet, so wird die in der Grenzschicht entstandene Spannung erhöht und somit das Elektrische Feld, welches die Wanderung von Elektronen bzw. Löcher in das P-Gebiet bzw. N-Gebiet unterbindet, verstärkt. Elektronen aus der N-Schicht und Löcher aus der P-Schicht werden aus der Grenzschicht abgezogen. Die Grenzschicht wird breiter. Somit kann in diesem Fall kein elektrischer Strom fließen. Es kommt nur ein schwacher Strom zustande, der durch thermisches Aufbrechen von Elektronenpaarbindungen entsteht. Die Spannung ist in diesem Fall in Sperrrichtung angelegt.

0.4 Transistor

Ein Transistor ist ein Halbleiter mit drei unterschiedlich dotierten aufeinanderfolgenden Gebieten. Es gibt PNP- oder NPN-Transistoren. Das mittlere Gebiet ist bei einem Tran-

sistor sehr dünn und nur schwach dotiert. Die erste Schicht wird als Emitterzone, die mittlere als Basiszone und dir dritte als Kollektorzone bezeichnet. In einem Transistor sind zwei PN-Übergänge vorhanden. Ein Transistor benötigt eine Betriebsgleichspannung, die so angelegt ist, dass der Übergang Emitter-Basis in Durchlassrichtung und der Übergang Basis-Kollektor in Sperrrichtung beansprucht wird.

Im Versuch verwenden wir einen NPN-Transistor.
Ist zunächst nur am Übergang N_1P eine Spannung in Durchlassrichtung abgelegt so fließt, wie bei einer Diode, in diesem Stromkreis ein ein verhältnismäßig großer Durchlassstrom.
Wird nun nur an den zweiten Übergang PN_2 eine Spannung in Sperrrichtung angelegt, fließt in diesem Stromkreis nur ein geringer Strom.

Nun werden die Spannungen wie in folgender Skizze angelegt:

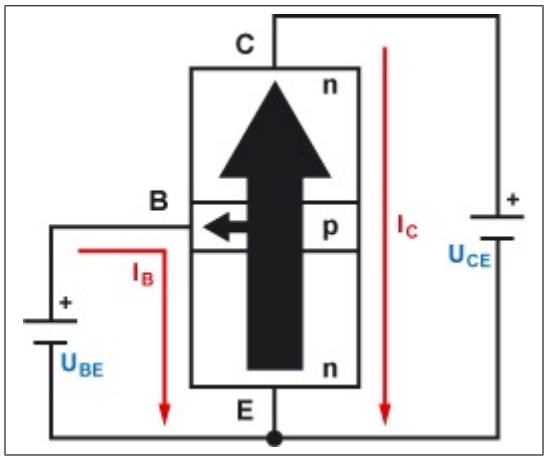


Abbildung 1: http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0201291.htm

Die untere Diode (NP) ist durch die Spannung U_BE in Durchlassrichtung geschaltet, die Elektronen gelangen durch das N_1-Gebiet in die dünne und schwach dotierte p-Schicht. Ein kleiner Teil der Elektronen rekombiniert dort mit den Löchern und es fließt der Basisstrom I_B. Da das P-Gebiet nur sehr dünn ist gelangt der größte Teil der Elektronen in den PN_2 und werden durch das bestehende elektrische Feld in das N_2 Gebiet gezogen. Es fließt ein Kollektorstrom I_C. Der Kollektorstrom ist deutlich größer als der Basisstrom.

Die Verstärkung B ergibt sich aus :

$$B = \frac{I_C}{I_B} \tag{1}$$

Transistorschaltungen werden benutzt für folgende Zwecke verwendet:

- als Schalter
- als Spannungsverstärker
- als Leistungsverstärker
- als Impedanzwandler

0.4.1 Die Emitterschaltung

Die Emitterschaltung ist eine Ein-Transistor-Schaltung, eine sogenannte Grundschaltung. Sie wird hauptsächlich zur Spannungsverstärkung verwendet. Sie wird Emitterschaltung genannt, da der Emitter ein Punkt konstanten Potentials ist.
Sie ist wie in Bild 2 der Versuchsvorbereitung aufgebaut.
Um eine Spannungsänderung in beiden Richtungen zu ermöglichen muss eine sogenannte Ruhespannung (U) anliegen, auch wenn die Eingangsspannung $u_e = 0$ ist. Die Ruhespannung und die zugehörigen Ruheströme bestimmen den Arbeitspunkt der Schaltung.
Um die Ruhespannung von der Eingangs-bzw. Ausgangsspannung fernzuhalten werden Koppelkondensatoren (C_1, C_2) eingebaut. Bei der Wahl dieser Kondensatoren muss man aber nun berücksichtigen, dass sie Element eines frequenzabhängigen RC-Spannungsteiler sind und deshalb genügend groß dimensioniert werden um das Eingangs- bzw. Ausgangssignal nicht stark verändern.
Der Verstärkungsfaktor, der Stromverbrauch und die "Schnelligeit" hängen von der Wahl des Arbeitswiderstands R_C ab. Für einen großen Widerstand ergeben sich große Verstärkungen und kleiner Stromverbrauch. Mit kleinem Widerstand können hingegen höhere Frequenzen verarbeitet werden.

0.5 4er-Kennlinienfeld

Ein Transistor wird durch Kennlinien beschrieben. Die verschiedenen Kennlinien ($I_B(U_{Be}, I_C(U_{CE}, I_C I_B$) werden in einem Schaubild, jeweils in einem anderen Quadranten aufgetragen. Es werden meistens nur die ersten drei Quadranten benutzt. In Schaubild 1 der Vorbereitungsmappe ist ein Vier-Quadranten-Kennlinienfeld gezeigt.

Eingangskennlinie

Im dritten Quadranten wird die Eingangskennlinie, das heißt der Basisstrom (I_B) wird über der Spannung U_{BE} aufgetragen. Diese Abhängigkeit gleicht einer normalen Diode. Da die Emitter-Kollektor Spannung U_{CE} auf die Kennlinie so gut wie keinen Einfluss hat, reicht eine Kennlinie aus. Aus der Steigung der Kurve lässt sich der dynamische Basis-Emitter-Widerstand (r_B) bestimmen:

$$r_B = \frac{u_{BE}}{i_B} \tag{2}$$

Ausgangskennlinie

Im ersten Quadranten wird die Ausgangskennlinie $I_C(U_{CE})$ für verschiedenen Basisströmen I_B aufgetragen. Man teilt diesen Quadranten in zwei Bereiche auf.
Im **Sättigungsgebiet**, bei kleine Spannungen U_{CE}, verlaufen die Kennlinien sehr steil und fallen für die verschiedenen Basisströme zusammen.
Im **Arbeitsbereich**, bei größeren Spannungen U_{CE} , verlaufen die Kennlinien flacher und getrennt.
Der dynamische Kollektor-Emitter-Widerstand ergibt sich aus:

$$r_c = \frac{u_{CE}}{i_C} \tag{3}$$

Im Arbeitsbereich ist r_C eine fast konstante Größe.

Steuerkennlinie

Im zweiten Quadranten wird die Steuerkennlinie $I_C(I_B)$ aufgetragen. Es reicht, wegen der geringen Abhängigkeit I_C von U_{Ce} im Arbeitsbereich, wider eine Kennlinie aus. Bei

den meisten Transistoren lässt sich die Steuerkennlinie gut durch eine Ursprungsgerade beschreiben. Dadurch kann für Ströme und Stromänderungen mit einem einheitlichen Verstärkungsfaktor $B = \frac{I_C}{I_B}$ bzw. $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ gerechnet werden.

0.6 Überlagerungstheorem

Aufgrund der Linearität der herrschenden Gesetzt gilt in einem Schaltkreis mit linearen Bauelementen das Überlagerungsprinzip. Das Überlagerungsprinzip ist die Analogie zum Superpositionsprinzip der Physik. Sind einer Schaltung mehrere Quellen, so ist die Spannung zwischen zwei Punkten gleich der Summe der Spannungen, die sich zwischen den Punkten ergibt, wenn nur eine Quelle wirksam ist.

0.7 Messung der Ein- und Ausgangsimpedanz

Um die **Eingangsimpedanz** zu messen, wird eine Signalspannungsquelle, mit vernachlässigbar kleinem Innenwiderstand, zusammen mit einem veränderlichen Widerstand R an den Verstärkereingang angeschlossen. Wird nun R so eingestellt, dass am Verstärkereingang noch die halbe Quellspannung anliegt gilt, dass die Eingangsimpedanz des Verstärkers gleich dem Vorwiderstand R ist.
Wird ein fester Widerstand R benutzt, kann die Impedanz folgendermaßen berechnet werden :

$$Z_e = \frac{U_{ze}}{U_e - U_{ze}} \cdot R \tag{4}$$

Um die **Ausgangsimpedanz** Z_a zu bestimmen, wird ein veränderlicher Lastwiderstand R in Reihe zur Ausgangsimpedanz geschaltet und so eingestellt, dass am Ausgang gegenüber dem Leerlauf die halbe Spannung anliegt. Es ist dann die Ausgangsimpedanz gleich groß wie die Impedanz des Widerstandes R.
Hat man keinen veränderlichen Lastwiderstand zur Verfügung, kann man die Ausgangsimpedanz folgendermaßen berechnen:

$$Z_a = \frac{U_a - U_R}{U_R} \cdot R \tag{5}$$

Aufgaben

1 Transistor-Kennlinien

1.1 Eingangskennlinie

Es soll die Eingangskennlinie $I_B(U_{BE}$ eines npn-Transistors gemessen werden. Dazu wird der Schaltkreis nach Bild 13 aufgebaut. Über den Widerstand R_V kann der Basisstrom eingestellt werden. Dann wird der Strom I_B mit einem μA-Meter gemessen und die Basis-Emitter Spannung mit einem hochohmigen Voltmeter. Es wir ein hochohmiges Voltmeter benutzt, da I_B kleiner als 100μA ist und der Strom, der durch das Spannungsmessgerät fließen würde, das Ergebnis beeinflussen würde. Die gemessene Kennlinie wird in einem Vier-Quadranten-Kennlinienfeld in den dritten Quadranten gezeichnet.

1.2 Ausgangskennlinie

Es sollen Ausgangskennlinien $I_C(U_{CE})$ des npn-Transistors bei verschiedenen Basisströmen gemessen werden. Die Kennlinien werden auf dem Schirm eines Oszilloskops im X-Y-Betrieb dargestellt. Dazu wird die Schaltung nach Bild 14 aufgebaut. Es wird der Kollektor an die Halbwellenspannung U_{HW} und die Basis an die Gleichspannung angeschlossen. Der Basisstrom ist über einen veränderlichen Widerstand variabel einstellbar. Um den Strom I_C messen zu können, wird zwischen Emitter und Masse ein "Strommesswiderstand' ëingefügt. Der Strom wird dann über $I_C = \frac{U_y}{R_E}$ berechnet.
Es muss für die x-Ablenkung die Summe $U_{CE} + U_{RE}$ verwendet werden.
Die Ausgangskennlinien werden in den ersten Quadranten übertragen.

1.3 Steuerkennlinie

Es soll nun noch die Steuerkennlinie $I_C(I_B)$ in den zweiten Quadranten eingetragen werden. Die dazu benötigten Daten werden aus Aufgabe 1.2 genommen, es ist deshalb keine weiter Messung mehr nötig.

2 Überlagerungstheorem

Es soll die Gültigkeit des Überlagerungstheorem experimentell überprüft werden.
Dazu wird eine Schaltung nach Bild 15 aufgebaut. Mit den Widerständen $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 1,5k\Omega$ und $R_3 = 330\Omega$. Es wird dann eine Rechteckspannung $u_{Re} = \pm 8V$ mit einer Frequenz von 1kHz und einem Innenwiderstand $R_i = 50\Omega$ und die Gleichspannung $U_{Gl} = +12V$ mit $R_i \approx 0\Omega$ angeschlossen.
Das Überlagerungstheorem besagt nun, dass die Spannung U_{R3} die am Widerstand R_3 berechnet werden kann, indem man die Spannung U_{R3} für den Fall, dass nur eine der jeweiligen Spannungen anliegt berechnet und anschließend beide Spannungen addiert.

1.Fall: nur Gleichspannung wirksam

Die Spannungsquelle u_{Re} wird wie ein Widerstand mit $R_i = 50\Omega$ behandelt.
Der Gesamtwiderstand der Schaltung beträgt dann:

$$R_{Ges} = R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_1 + R_i}} \quad = 1,751k\Omega \tag{6}$$

Damit lässt sich dann der Gesamtstrom I_{Ges} berechnen:

$$I_{Ges} = \frac{U}{R_{Ges}} = 6,853mA \tag{7}$$

Die Spannung U_{R3} ergibt sich dann aus $U_{R3} = R_3 \cdot I_3$:

$$U_{R3} = R_3 \cdot (I_{Ges} \cdot \frac{R_i + R_1}{R_3 + R_i + R_1}) \quad = 1,72V \tag{8}$$

2.Fall: nur Rechteckspannung wirksam

Nun wird die Gleichspannungsquelle als Widerstand $R_i = 0$ betrachtet.
Der Gesamtwiderstand wird dann zu:

$$R_{Ges} = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = 1,27k\Omega \tag{9}$$

Die Spannung U_{R3} wird dann zu:

$$U_{R3} = u_{Re} - U_{R1} = u_{Re} - R_1 * \frac{u_{Re}}{R_{ges}} = \pm 1,7V \tag{10}$$

3.Fall: beide Spannungen sind wirksam

$$U_{R3} = 1,72V + (\pm 1,7V) \Rightarrow U_{R3_1} = 3,42V \quad und \quad U_{R3_2} = 0,02V \tag{11}$$

3 Transistorschaltungen

3.1 Transistor als Schalter

Ein Transistor kann als Schalter verwendet werden, falls er zwei stationäre Punkte auf einer Arbeitsgeraden besitzt. Die Arbeitsgerade beschreibt den Zusammenhang zwischen der Spannung U_{CE} und dem Strom I_C. U_{CE} ist die Spannung, die nach dem Spannungsabfall an R_C von U übrigbleibt.

$$U_{CE} = U - I_C R_C \tag{12}$$

Die Arbeitsgerade wird im ersten Quadranten eingezeichnet. Es ergibt sich folgende Gerade $I_C(U_C E)$:

$$I_C = \frac{U - U_{CE}}{R_C} \tag{13}$$

Die Schaltung wirkt nun als offener Schalter, falls der Basisstrom so eingestellt ist, dass $I_C = 0$A ist. Dies ist der Fall, wenn kein Basisstrom fließt ($I_B = 0A$).

Der Schalter wirkt als geschlossener Schalter, falls der Basisstrom so eingestellt wird, dass die Spannung $U_{CE} \approx 0V$ beträgt. Dies wird für einen großen Basisstrom erreicht.

Für die Verlustleistung ergibt sich:

$$P = U_{CE} \cdot I_C \tag{14}$$

Für $R_C = 25\Omega$, U = 12V und P= 0,8 ergibt sich folgende Arbeitsgerade und Leistungshyperbel:

$$I_C = \frac{12V - U_{CE}}{25\Omega} \tag{15}$$

$$I_C = \frac{0,8W}{U_{CE}} \tag{16}$$

Die Arbeitsgerade darf zwar kurz die Hyperbel maximaler Transistor-Verlustleistung schneiden, es müssen aber die Arbeitspunkte unterhalb dieser Hyperbel liegen. Es ist auch darauf zu achten, dass die Schaltvorgänge nicht zu lange dauern.

Im zweiten Teil des Versuchs soll der Transistor als Schalter angewandt werden um eine Glühbirne (12V und 3W) zu schalten. Die Glühbirne ist somit R_C in der Emitterschaltung. Es wird dann I_C und U_{CE} gemessen und P mit Hilfe von (14) berechnet.

3.2 Verstärker in Emitterschaltung

Die Funktion der Emitterschaltung wurde schon in den Grundlagen erläutert.

Im Aufgabenteil a) soll die Schaltung nach Bild 2 aufgebaut werden und mittels des variablen Widerstands R_V so eingestellt werden, dass die Betriebsspannung zur Hälfte am Transistor und zur Hälfte am Kollektorwiderstand (1kΩ) abfällt.

Im Aufgabenteil b) soll die Arbeitsgerade $I_C = \frac{12V - U_{CE}}{1k\Omega}$ und den in a) bestimmten Arbeitspunkt eingezeichnet werden.
Dann soll aus dem Kennlinienfeld für diesen Arbeitspunkt die dynamischen **Transistorkenngrößen** (r_C, r_B, β) entnommen werden (siehe Grundlagen).

Im Aufgabenteil c) sollen nun die **dynamischen Schaltungskenngrößen** berechnet werden.
Schaut man sich die Ersatzschaltung für die Emitterschaltung (Bild 4) an sieht man, dass die Betriebsspannung nur als Kurzschluss auftritt. Dies liegt daran, dass bei der Berechnung der dynamischen Schaltungskenngrößen die Gleichspannung nicht interessiert.

Aus dem Ersatzschaltbild erhält man dann folgende Beziehungen:

$$Z_e = R_B + r_b \tag{17}$$

$$Z_a = \frac{1}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_C}} \tag{18}$$

$$\nu = \frac{u_a}{u_e} = -\beta \frac{Z_a}{Z_e} \tag{19}$$

Man kann dann mit der in der Vorbereitungshilfe gegebenen Werten $\beta = 133, r_B = 500\Omega$, $r_C = 7,5k\Omega$ und $R_C = 1k\Omega$ die dynamischen Schaltungskenngrößen berechnen.

Für den Fall $R_B = 0\Omega$ ergibt sich:

$$Z_e = 500\Omega \qquad Z_a = 882,4\Omega \qquad \nu = -234,7 \tag{20}$$

Für den Fall $R_B = 680\Omega$ ergibt sich:

$$Z_e = 1180\Omega \qquad Z_a = 882,4\Omega \qquad \nu = -99,5 \tag{21}$$

Aussteuerbereich: Der Aussteuerbereich gibt die Eingangsspannungsgrenzen an, innerhalb derer die Spannungsverstärkung nur um einen vorgegebenen Prozentsatz variiert. Aus dem Eingangskennlinienbild kann man die Spannungen entnehmen die den Faktor $\frac{1}{R_B + r_b}$um den gleichen Prozentsatz verändern.

d) Es werden nun die dynamischen Schaltungskenngrößen experimentell bestimmt.

Im letzten Aufgabenteil der Verstärkerschaltung soll noch überlegt werden, welcher der vorhandenen Kondensatoren als Eingangskoppelkondensator C_1 groß genung ist um den Dachabfall der 1kHz Rechteckspannung unter 2% zu halten.
Für den Ladevorgang eines Kondensators gilt :

$$I(t) = I_0 \cdot \exp(-\frac{t}{RC}) \tag{22}$$

Mit $t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2000}s$ und $r_B = 500\Omega$ ergibt sich:

$$0,98 > \exp(-\frac{T}{2r_B C_1}) \tag{23}$$

Mit $R_B = 0$ folgt: $C_1 > 49,5\mu F$.

3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung

Es wird der RC-Oszillator nach Bild 12 mit der dreistufigen RC-Kette (R = $1k\Omega$, C= 68nF) und der Emitterschaltung ($R_V = 220k\Omega, R_C = 1k\Omega, R_B = 680\Omega$) aufgebaut. Hier wird eine mitkoppelnde Rückkopplung verwendet, die das effektive Eingangssignal vergrößert. Es können dan Schwingungen entstehen. Man sieht am negativen Vorzeichen von ν, dass die Emitterschaltung ein Umkehrverstärker ist. Um eine Mitkopplung zu erreichen muss das Ausgangssignal noch einmal um 180° Phasenverschoben werden, bevor es auf das Eingangssignal zurückgeführt wird. Schwingungen sind zu erwarten, falls das Produkt aus Verstärkung der Emitterschaltung und Abschwächung des 180° Phasenschiebers 1 ergibt (Schleifenverstärkung). Bei uns dient als Phasenschieber eine Kette aus drei RC-Gliedern. Sie bestimmen auch die Frequenz, denn nur bei einer Frequenz beträgt die Phasenverschiebung 180°. Für die Kreisfrequenz gilt:

$$\omega = \frac{1}{RC\sqrt{6}} \tag{24}$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = 955,5Hz \tag{25}$$

Karlsruher Institut für Technologie (KIT) WS 2011/12

Physikalisches Anfängerpraktikum - P1

Transistorgrundschaltungen
P1-50,51,52

Protokoll von
Tobias Renz und **Raphael Schmager**

Gruppe: Do-28

Versuchsdatum: 1. Dezember 2011

1.12.11 Transistorgrundschaltungen

0,01 V

Aufgabe 1:

1.1 Eingangskennlinie:

0,61 V

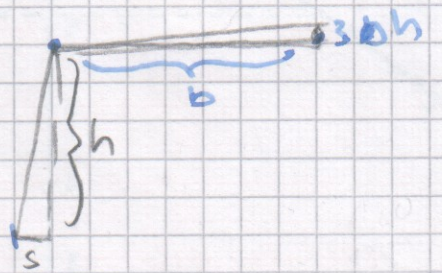
U_{BE} V	I_B µA	U_{BE} V
0,61	10,8	0,61
[illegible]	20,1	
0,623	30,0	
0,628	40,8	
0,633	50,6	
0,635	61,8	
0,637	~~71,6~~ 72,6	
0,637	80,5	
0,638	90,4	
0,639	101,3	

0,05
0,001 0,01 10mV

~~neuer Transistor~~

1.1

I_B µA	U_{BE} V
10,9	0,62
20,1	0,63
30,1	0,64
40,8	0,65
50,2	0,655
61,6	0,66
71,3	0,667
80,8	0,675
91,5	0,678
~~1001~~ 101,6	0,68



1.2

~~I_B = 237 µA~~

I_B = 224 µA

s = 0,4 V b = ~~12,4 V~~ 14,4 V
h = h = 80 mV Δh = 2 mV

I_B = 185 µA

s = 0,4 V b = 14,4 V

h = 64 mV Δh = 2 mV

I_B = 139 µA

s = 0,38 V b = 14,5 V

h = 43 mV Δh = 1,8 mV

I_B = 90 µA

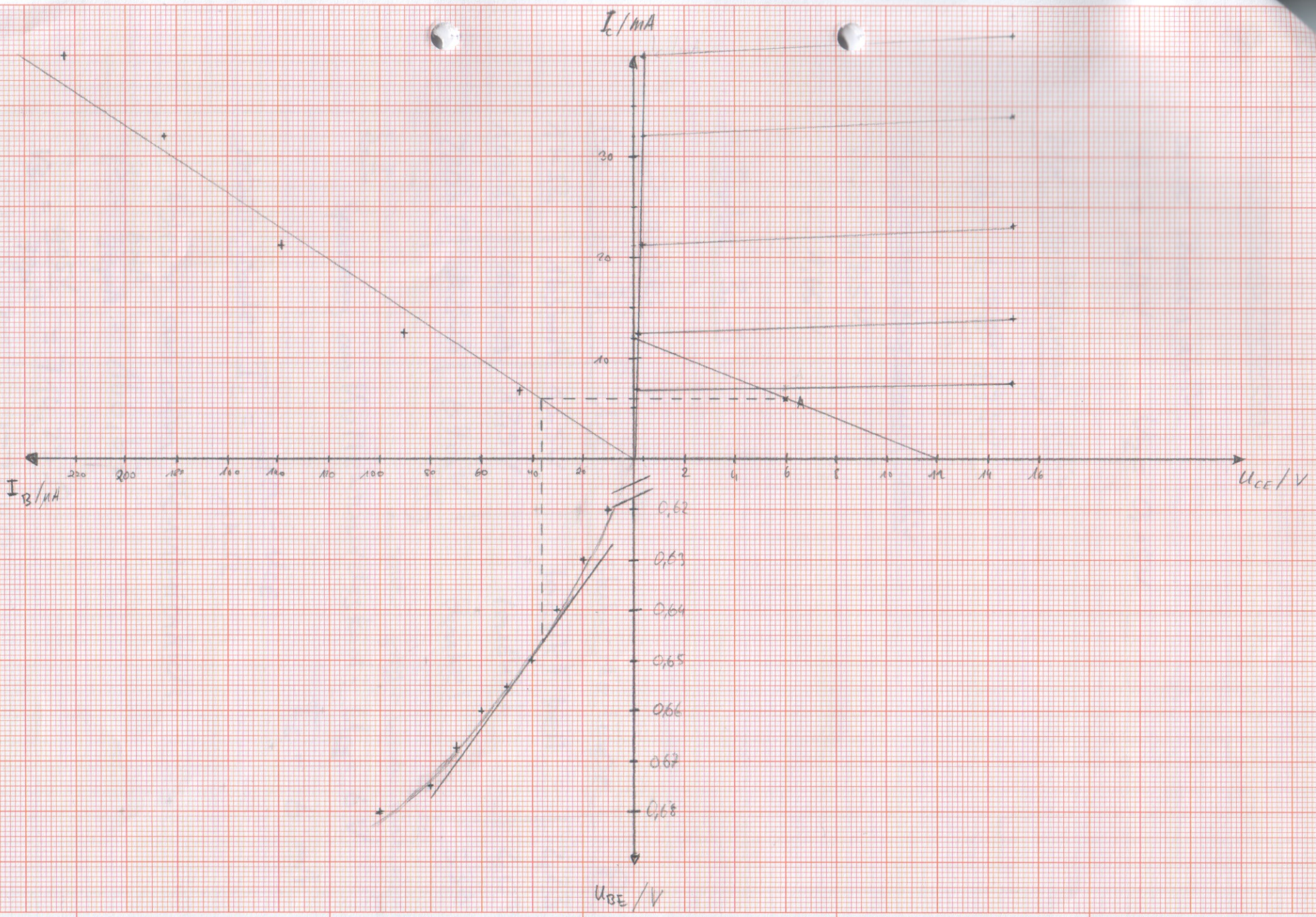
s = 0,4 V b = 14,4 V

h = 25 mV Δh = 1,5 mV

I_B = 45 µA

s = 0,4 V b = 14,4 V

h = 14 mV Δh = 0,5 mV


I_C / mA
30
20
10
A
I_B / µA
220
200
180
160
140
120
100
80
60
40
20
2
4
6
8
10
12
14
16
U_{CE} / V
0,62
0,63
0,64
0,65
0,66
0,67
0,68
U_{BE} / V

Aufgabe 2:

Überlagerungstheorem:

beide Quellen aktiv:

$U_1 = 3{,}4\,V \qquad U_2 = 9{,}15\,V$

Nur Gleichspannung aktiv:

$U = 4{,}78\,V$ ~~4,78V~~ $1{,}74\,V$

Nur Rechteckspannung aktiv

$U_1 = 1{,}65\,V$

$U_2 = -1{,}65\,V$

Aufgabe 3.1

Glühlampe:

R_V	I_C	U_{CE}	Status der Lampe	P
1 kΩ	165 mA	13,5 V	leuchtet hell	2,23 W
10 kΩ	162 mA	12,9 V	leuchtet	2,09 W
220 kΩ	2,8 mA	67 mV	dunkel	$536 \cdot 10^{-6}$ W

↑ ? sollte größer werden nicht ablesbar (falsch notiert?)

3.2

Spannung am Kollektorwiderstand: $U_{CE} = 6\,V$

$I_C = 6\,mA$

Arbeitsgerade: $I_C = \frac{12\,V - U_{CE}}{1\,k\Omega}$

Ablesen aus dem Kennlinienfeld:

$\beta = \frac{6\,mA}{36\,\mu A} = 166{,}67$

$r_B = \frac{0{,}05\,V}{70\,\mu A} = 714{,}29\,\Omega$

$r_L = \frac{14{,}4\,V}{0{,}25\,mA} = 57{,}6\,k\Omega$

3.2)

a) $R_B = 0\,\Omega$ Spannungsverstärkung

$U_e = 20\,mV$
$U_a = 4{,}2\,V$
$V = \frac{4{,}2\,V}{20\,mV} = 210$

$U_e = 0{,}1\,V$
$U_a = 11{,}6\,V$
$V = \frac{11{,}6\,V}{0{,}1\,V} = 116$ => nicht linearität

$R_B = 680\,\Omega$
$U_e = 20\,mV$
$U_a = 2{,}2\,V$
$V = 110$

$U_e = 0{,}1\,V$
$U_a = 9{,}6\,V$
$V = 96$

$R_B = 0$ Eingangsimpedanz: $Z_e = \frac{U_{ze}}{U_e - U_{ze}} \cdot R$

$U_e = 20\,mV$
$U_{ze} = 8{,}5\,mV$
$Z_e = \frac{8{,}5\,mV}{11{,}5\,mV} \cdot 1\,k\Omega = 0{,}74\,k\Omega$

$U_e = 200\,mV$
$U_{ze} = 140\,mV$
$Z_e = \frac{140\,mV}{60\,mV}\,1\,k\Omega = 2{,}33\,k\Omega$
(Nichtlinearität)

$R_B = 680\,\Omega$

$U_e = 20\,mV$
$U_{ze} = 12\,mV$
$Z_e = \frac{12\,mV}{8\,mV} \cdot 1\,k\Omega = 1{,}5\,k\Omega$

$U_e = 200\,mV$
$U_{ze} = 160\,mV$
$Z_e = \frac{160\,mV}{40\,mV} \cdot 1\,k\Omega = 4\,k\Omega$
(Nichtlinearität)

Ausgangsimpedanz:

$R_B = 0\,\Omega$

$U_a = 6{,}0\,V$

$U_R = 3{,}0\,V$

$Z_a = \frac{3V}{3V} \cdot 1\,k\Omega = 1\,k\Omega$

$R_B = 680\,\Omega$

$U_a = 3{,}5\,V$

$U_R = 1{,}8\,V$

$Z_a = 0{,}94\,k\Omega$

e) Beim 120µF Kondensator kein Dachabfall sichtbar

Je kleiner der Kondensator desto größer der Dachabfall.

3.3.

$t = 5 \cdot 0{,}2\,ms = 1\,ms$

$f = \frac{1}{t} = 1000\,Hz$

passt ziemlich gut mit dem berechneten Wert von 955,5 Hz überein.