



~~SS~~/WS 20...14.../12...

Praktikum: (P1/P2) (Mo/Di/Mi/Do) Gruppe-Nr: ...02...

Name: Eisenhardt..... Vorname: Sebastian.....

Name: Koppenhöfer..... Vorname: Martin.....

Versuch: ...Transistorgrundschaltungen (mit/ohne) Fehlerrechnung

Betreuer: Stefanie Falk..... Durchgeführt am: 12.12.2011.....

Abgabe am: 12.12.11.....

Rückgabe am:

Begründung:

2. Abgabe am:

Ergebnis: (+ / 0 / -)

Fehlerrechnung: ~~ja~~ / nein

Datum: 14.12.2011.....

Handzeichen: [Signature].....

Bemerkungen:

- Sehr gute Vorbereitungen (sowohl schriftlich als auch mündlich)
- Sehr gutes Protokoll!



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 verglichen 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 ($1k\Omega$) 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 ($1M\Omega$ variabel) dient zur Einstellung des Basisstromes I_B , der mit einem μA -Meter gemessen wird. I_B soll $100\mu A$ 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 ($1M\Omega$ variabel) an Gleichspannung U_{GI} ($+12V$) 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 $1k\Omega$).

2. Überlagerungstheorem: Überprüfen Sie die Gültigkeit des Überlagerungstheorems experimentell. Verwenden Sie in der Schaltung nach Bild 15 $R_1 = 1 k\Omega$, $R_2 = 1,5 k\Omega$, $R_3 = 330\Omega$, $u_{Re} = \pm 8 V$ $1 kHz$ -Rechteckspannung ($R_i = 50\Omega$) und $U_{GI} = +12 V$ Gleichspannung ($R_i \cong 0\Omega$). 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 ($R_C=25\Omega$; $U=12V$ 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 $R_V = 1k\Omega$; $10k\Omega$ und $220k\Omega$.

3.2 Verstärker in Emitterschaltung:

a) Stellen Sie in der Schaltung nach Bild 2 den **Arbeitspunkt** mittels R_V ($1M\Omega$, variabel) so ein, daß die Betriebsspannung (12V) je etwa zur Hälfte am Transistor und am Kollektorwiderstand ($R_C = 1k\Omega$) 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 r_B , Kollektor-Emitterwiderstand 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 Z_e und Ausgangsimpedanz Z_a . Die Rechnung ist für $R_B = 0\Omega$ und für $R_B = 680\Omega$ 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 $120\mu F$) 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 ($R=1k\Omega$, $C=68nF$) und der Emitterschaltung ($R_V = 220k\Omega$, $R_C = 1k\Omega$, $R_B = 680\Omega$) 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 ($R_E = 1k\Omega$) 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 ($R_C = 1k\Omega$, $R_E = 100\Omega$) 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 $100\mu F$ -Ausgangskoppelkondensatoren;

Spannungsversorgungsgerät für Gleichspannung (12V) und Halbwellenspannung ($12V_s$) mit gemeinsamem Minuspol;

Signalgenerator (Sinus/Rechteck/Dreieck; max. 6MHz; max. $\pm 10V$ im Leerlauf; $R_i = 50\Omega$) mit Frequenzmesser;

Zweikanal-Oszilloskop (Empfindlichkeit und Zeitachse geeicht; Eingangsimpedanz $1M\Omega||25pF$; XY-Betrieb möglich);

2 Digital-Multimeter für alle gängigen Spannungen, Ströme und Widerstandswerte (Beschreibung am Versuchsplatz);

RC-Kette (dreistufig; je $68nF$ Längskapazität und $1k\Omega$ Querwiderstand);

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

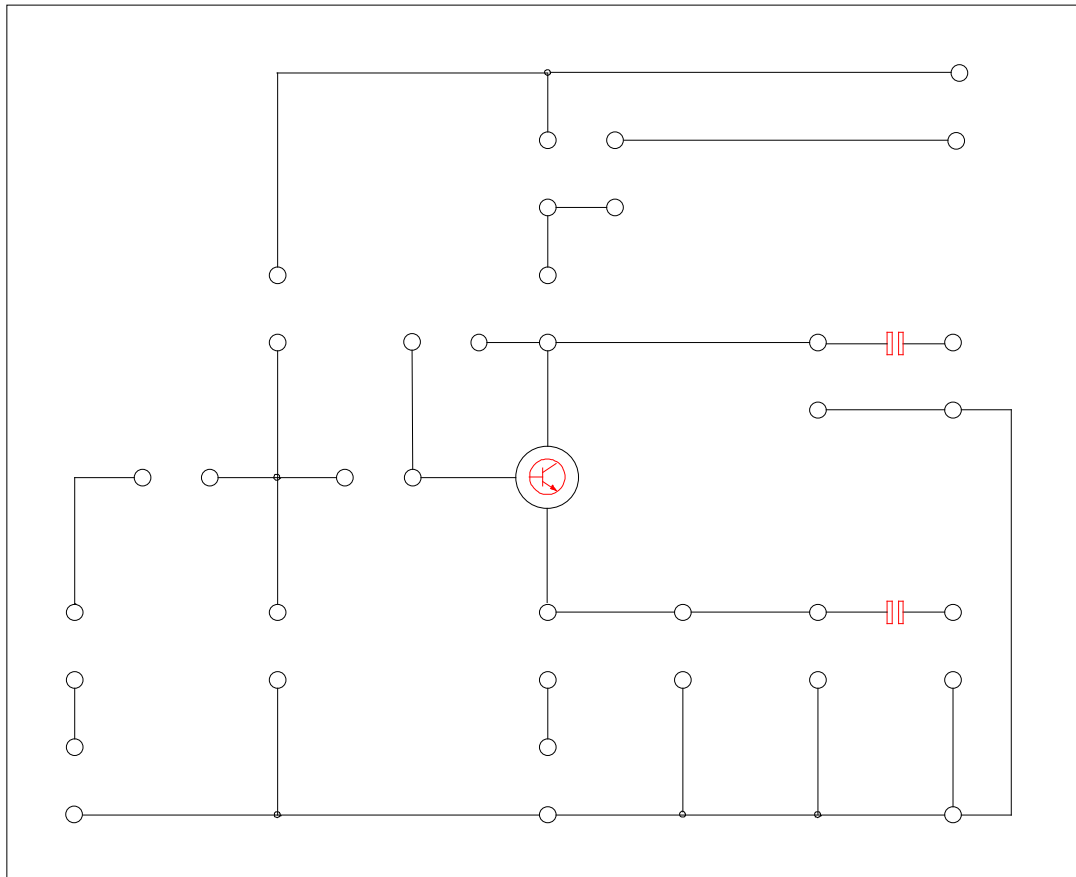


Bild 0: Steckplatte für die Schaltungen. Die kleinen Kreise markieren 4mm-Bananenbuchsen.

Literatur:

J.G.Lehmann: *Dioden und Transistoren*

H.Böger, F.Kähler, G.Weigt: *Bauelemente der Elektronik und ihre Grundsaltungen*

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

Physikalisches Praktikum P1

Vorbereitung zum Versuch

Transistorgrundschaltungen

(P1-50, 51, 52)

Martin Koppenhöfer
(Montag-02)

12. Dezember 2011

0 Grundlagen

0.1 Halbleiter

Als „Halbleiter“ werden bestimmte chemische Elemente (z.B. Silizium, Si, und Germanium, Ge, beide 4. Hauptgruppe) bezeichnet, deren Leitfähigkeit stark von der Temperatur abhängt: Bei tiefen Temperaturen liegen Halbleiter in einer regelmäßigen kristallinen Struktur vor, alle Elektronen werden in den Gitterbindungen festgehalten (sie befinden sich im sogenannten *Valenzband*). Der Halbleiter verhält sich wie ein Isolator. Bei hohen Temperaturen schwingen die Gitteratome, sodass einige Bindungen aufbrechen. Die Elektronen diese Bindungen werden auf ein höheres Energieniveau gehoben und können sich dadurch frei im Halbleiter bewegen (sie befinden sich im *Leitungsband*). Durch eine äußere Spannung wandern sie nun zum Pluspol und hinterlassen dabei „Löcher“, d.h. positiv geladene Atome, denen ein Elektron im Valenzband fehlt. Elektronen aus benachbarten Gitterbindungen können diese Fehlstelle auffüllen, wodurch das Loch zum Minuspol wandert. Beide Effekte steigern die Leitfähigkeit des Halbleiters.

Diesen Effekt kann man gezielt verstärken, indem man in dem Gitter Atome aus der vorigen oder nachfolgenden Hauptgruppe einbringt (*Dotierung*). Fügt man ein Atom aus der 3. Hauptgruppe ein (z.B. Bor, B, oder Indium, In), so fehlt an dieser Stelle im Kristall ein Elektron im Valenzband und es entsteht ein Loch. Analog zur Eigenleitung können auch diese Löcher durch den Kristall wandern. Das zurückbleibende Fremdatom wird dadurch zum (negativ geladenen) Ion, trägt jedoch nicht zur elektrischen Leitung bei, da es sich im Kristallgitter nicht bewegen kann. Da bei dieser Dotierung die positiven Ladungsträger (Löcher) den Stromfluss hervorrufen, spricht man vom *p-dotierten* Halbleiter. Verwendet man zur Dotierung Elemente der 5. Hauptgruppe (Phosphor, P, oder Arsen, As), so befindet sich an der Dotierungsstelle ein Elektron zu viel im Leitungsband des Kristallgitters. Dieses Elektron kann sich frei bewegen (und hinterlässt dabei ein positiv geladenes, aber ortsfestes Ion, das also nicht zur Leitung beiträgt). In einem solchen *n-dotierten* Halbleiter fließen daher negative Ladungen.

Diese Dotierung überlagert den oben beschriebenen Effekt der thermischen Eigenleitfähigkeit eines undotierten Halbleiters. Makroskopisch betrachtet sind die dotierten Halbleiter ungeladen, da stets gleich viele Löcher und Elektronen im Halbleiter sind.

0.2 Halbleiter-Diode

Bringt man einen p- und einen n-dotierten Halbleiter zusammen, so entsteht eine Diode: Im p-Halbleiter überwiegen bewegliche Löcher, während im n-Halbleiter vorwiegend bewegliche Elektronen vorliegen. Durch das Konzentrationsgefälle zwischen den Energiebändern an der Grenze der beiden Halbleiter wandern freie Elektronen in den p-Halbleiter und analog Löcher in den n-Halbleiter. In der Grenzschicht rekombinieren Elektronen und Löcher, d.h. sie heben sich gegensei-

tig auf. Dadurch nimmt die Dichte der freien Ladungsträger in der Grenzschicht ab. Es bleiben nur die ortsfesten Ionen im Kristallgitter zurück und diese erzeugen ein elektrisches Feld vom n- zum p-Halbleiter. Es stellt sich ein Gleichgewicht ein und der Diffusionsprozess kommt zum Erliegen. An der Grenzschicht fällt die sogenannte *Diffusionsspannung* ab.

Legt man an den p-dotierten Teil den Pluspol und an den n-dotierten Teil den Minuspol einer Spannung an, so wirkt diese äußere Spannung der Diffusionsspannung entgegen. Ab einer bestimmten Durchlassspannung U_D fließen wieder Löcher vom Pluspol zur Grenzschicht und rekombinieren dort mit den vom Minuspol kommenden Elektronen. Es fließt ein Strom in *Durchlassrichtung* durch die Diode. Wird die äußere Spannung umgepolt, so verstärkt sie die Diffusionsspannung. Elektronen und Löcher werden von den Polen angezogen und entfernen sich von der Grenzschicht, welche dadurch noch breiter wird. Es kann nur noch ein sehr schwacher, durch die natürliche Leitfähigkeit des Halbleiters verursachter Sperrstrom fließen, die Diode wird in *Sperrrichtung* betrieben.

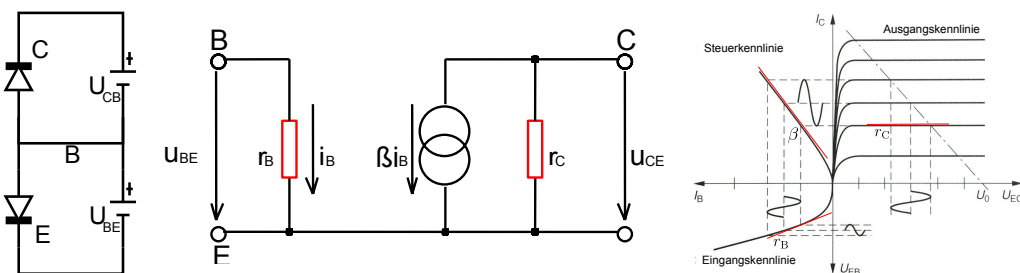
0.3 Halbleiter-Transistor

Ein bipolarer Transistor kann durch zwei Übergänge zwischen unterschiedlichen Halbleitern hergestellt werden. Wir beschränken uns auf npn-Transistoren (ein dünner, schwach dotierter p-Halbleiter wird von zwei n-Halbleitern eingeschlossen). Analog dazu gibt es pnp-Transistoren. Kollektor und Emittor des Transistors liegen an den n-Halbleitern, die Basis ist an den p-Halbleiter angeschlossen. Die Basis-Emitter-Diode ist also in Durchlassrichtung, die Kollektor-Basis-Diode in Sperrrichtung eingebaut.

Legt man nur eine äußere Spannung U_{CE} zwischen Kollektor (+) und Emittor (-) an, so fließt kein Strom, da der pn-Übergang sperrt. Legt man jedoch zusätzlich eine Spannung $U_{BE} > U_D$ zwischen Basis und Emittor an, so fließen Elektronen vom Emittor zur Basis. Da der p-Halbleiter sehr dünn und schwach dotiert ist, kann ein Großteil der Elektronen den p-Halbleiter passieren, ohne mit dessen Löchern zu rekombinieren. Haben die Elektronen den n-Halbleiter erreicht, so fließen aufgrund von U_{CE} zum Kollektor weiter. An der Basis teilt sich der Strom also in den Basis-Emitter-Strom I_{BE} und den deutlich größeren Kollektor-Emitter-Strom I_{CE} auf. Die Stärke von I_{CE} ist dabei proportional zu I_{BE} , d.h. der Kollektorstrom lässt sich über den Basisstrom steuern. Man definiert den Stromverstärkungsfaktor β :

$$\beta = \frac{I_{CE}}{I_{BE}}$$

Zur Berechnung der Transistoreigenschaften verwendet man das unten abgebildete Ersatzschaltbild. Die Doppellringe symbolisieren eine ideale Stromquelle, die immer ein Vielfaches β der Stromänderung i_B am Basis-Emitter-Widerstand ausgibt.



Transistor als Schaltung zweier Dioden, Ersatzschaltung¹ und schematisches Kennlinienbild²

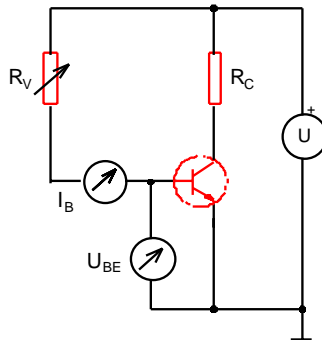
1 Transistor-Kennlinien

Eine Kennlinie ist ein Diagramm, das den Strom I in einem Bauteil in Abhängigkeit von der angelegten Spannung U anzeigt. Zunächst sollen drei Kennlinien des Transistors gemessen werden und in ein gemeinsames Kennlinienfeld eingezeichnet werden.

¹[4], Bild 3.

²verändert nach <http://www.estelzer.de/DreamS/Ph10/Transistorkennlinien.jpg>.

1.1 Eingangskennlinie



Schaltplan zur Messung der Eingangskennlinie³

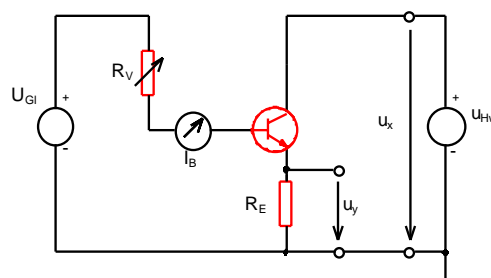
Die Eingangskennlinie wird im 3. Quadranten des Kennlinienfeld eingezeichnet und beschreibt die Abhängigkeit des Basisstroms I_B von der Basisspannung U_{BE} . Sie entspricht der Kennlinie einer Diode (np-Diode zwischen Basis und Emitter). Diese Kennlinie ist kaum von U_{CE} abhängig, daher genügt eine Messung und der Strombegrenzungswiderstand R_C , der die Spannung U_{CE} abhängig von I_C variiert, hat nur einen vernachlässigbar kleinen Einfluss auf das Ergebnis. Die Steigung dieser Kennlinie ist der *dynamische Basis-Emitter-Widerstand*

$$r_B = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{u_{BE}}{i_B}$$

Das Voltmeter sollte einen sehr großen Innenwiderstand haben, damit es I_C nicht durch die Parallelschaltung seines Innenwiderstands zum Basis-Emitter-Widerstand des Transistors verfälscht. Die Skalierung der Spannungsachse sollte im Bereich von 0,55 V bis 0,75 V gespreizt sein und kann davor gebrochen sein, da die Diode unterhalb ihrer Durchlassspannung U_D sperrt. I_B soll 100 μA nicht überschreiten.

1.2 Ausgangskennlinie

Die Ausgangskennlinie beschreibt die Abhängigkeit des Kollektorstroms I_C von der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} . Gemessen wird am Zweikanaloszilloskop mit folgende Schaltung:



Schaltplan zur Messung der Ausgangskennlinie⁴

Als Kollektor-Emitterspannung U_{CE} wird eine Halbwellenspannung U_{HW} mit 12 V Spitzenspannung verwendet. Durch die Basis kann mittels der Gleichspannung U_{Gl} und dem Potentiometer R_V ein regelbarer Basisstrom I_B geschickt werden. Die eingezeichneten Spannungen U_x und U_y werden am Oszilloskop im XY-Betrieb angezeigt. Wegen $U_{R_E} = R_E \cdot I$ ist U_y proportional zum Strom I durch den Emitter. $U_x = U_{CE} + U_{R_E}$ ist der Spannungsabfall am Transistor und dem Strommesswiderstand $R_E = 2 \Omega$. Mittels $U_{R_E} = R_E \cdot I$ kann man den dadurch entstandenen Fehler abschätzen. Ebenso ist $I = I_B + I_C$ die Summe aus (bekanntem) Basis- und Kollektorstrom.

³[4], Bild 13.

⁴[4], Bild 14.

Die Ausgangskennlinie steigt zunächst im Sättigungsgebiet steil an, um im anschließenden Arbeitsbereich näherungsweise linear zu verlaufen. Ihre (für verschiedene Basisströme etwa gleiche) Steigung im Arbeitsbereich wird als *dynamischer Kollektor-Emitter-Widerstand* r_C definiert:

$$r_C = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{u_{CE}}{i_C}$$

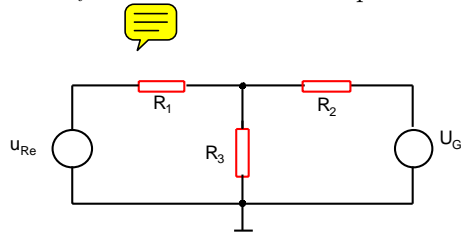
1.3 Steuerkennlinie

Die Steuerkennlinie stellt I_C in Abhängigkeit von I_B dar. Diese Kurve wird im 2. Quadranten eingetragen und lässt sich wie folgt aus den bisherigen Messdaten ableiten: Für jeden in Aufgabe 1.2 verwendeten Basisstrom I_B wird der Kollektorstrom I_C an einem charakteristischen Punkt der Arbeitsgeraden abgelesen und ins Kennlinienfeld eingezeichnet.

2 Überlagerungstheorem

Das Überlagerungstheorem ist nützlich, um Spannungen in Stromkreisen zu berechnen, die mehrere Stromquellen und nur lineare Bauteile beinhalten. Es besagt, dass sich zwischen zwei Punkten A und B der Schaltung die Spannungen, die von den einzelnen Spannungsquellen erzeugt werden, addieren. Man kann zur Berechnung jeweils alle Spannungsquellen bis auf eine auf 0 V setzen (ihre Innenwiderstände müssen dabei in der Schaltung verbleiben) und anschließend die so ermittelten Teilspannungen addieren.

In folgendem Versuchsaufbau verwenden wir als Widerstände $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$ und $R_3 = 330 \text{ }\Omega$. $U_{Re} = \pm 8 \text{ V}$ ist eine 1 kHz Rechteckspannungsquelle mit $R_i = 50 \text{ }\Omega$ und $U_{G1} = 12 \text{ V}$ eine Gleichspannungsquelle mit $R_i \cong 0 \text{ V}$. Am Oszilloskop wird die an R_3 abfallende Spannung untersucht.



Schaltung zur Überprüfung des Überlagerungstheorems⁵

Zur Berechnung der Spannung an R_3 setzen wir zunächst $U_{G1} = 0 \text{ V}$. Da ihr Innenwiderstand vernachlässigbar klein ist, liegt eine Reihenschaltung von R_1 mit einer Parallelschaltung von R_2 und R_3 vor. Der Ersatzwiderstand der Parallelschaltung beträgt:

$$R_{23} = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = 270,5 \text{ }\Omega$$

Für die Reihenschaltung folgt aus den Kirchhoff'schen Gesetzen:

$$\frac{U_3}{U_1} = \frac{R_{23}}{R_1}$$

Mit $U_1 = U_{Re} - U_3$ erhält man die an R_3 abfallende Spannung:

$$U_3 = \frac{1}{R_1/R_{23} + 1} U_{Re} = \pm 1,70 \text{ V}$$

Die Spannung oszilliert im Takt des Rechteckgenerators zwischen dem positiven und dem negativen Wert.

Nun sei $U_{Re} = 0 \text{ V}$. Es liegt nun eine Reihenschaltung von R_2 mit einer Parallelschaltung aus R_3 und der Reihenschaltung von R_1 und R_i vor. Für die Ersatzwiderstände gilt:

$$R_{1i} = R_1 + R_i = 1050 \text{ }\Omega$$

⁵[4], Bild 15.

$$R_{1i3} = \frac{R_{1i} \cdot R_3}{R_{1i} + R_3} = 251,1 \, \Omega$$

Wieder gilt:

$$\frac{U_3}{U_2} = \frac{R_{1i3}}{R_2}$$

Mit $U_2 = U_{G1} - U_{1i3}$ folgt analog zu oben:

$$U_3 = \frac{1}{R_2/R_{1i3} + 1} U_{G1} = 1,72 \, \text{V}$$

Falls beide Spannungsquellen $U = 0 \, \text{V}$ liefern, ist $U_3 = 0 \, \text{V}$. Sind nun beide Spannungsquellen im Stromkreis aktiv, so gilt für die tatsächliche Spannung U_3 nach dem Überlagerungstheorem:

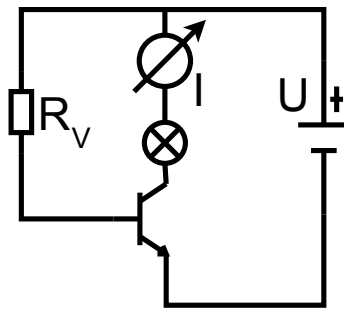
$$U_3 = 1,72 \, \text{V} \pm 1,70 \, \text{V} = 1,42 \, \text{V} \text{ bzw. } 0,02 \, \text{V}$$



3 Transistorschaltungen

Aufgrund ihres oben beschriebenen und untersuchten Verhaltens können Transistoren als Schalter oder Verstärker für Spannungen und Ströme verwendet werden. Dazu werden meist mehrere Grundsaltungen aus einzelnen Transistoren zusammenschaltet. Einige dieser Ein-Transistor-Grundsaltungen sollen nun untersucht werden.

3.1 Transistor als Schalter



Schaltbild: Transistor als Schalter

Es handelt sich im Prinzip um eine Emitterschaltung. Die von außen angelegte Spannung U fällt über den Widerstand der Lampe R_C und den Transistor ab:

$$U = U_{CE} + R_C I$$

Aufgrund der Reihenschaltung ist $I = I_C$ der Kollektorstrom und man sieht leicht, dass der Widerstand der Lampe die Steigung der Gerade U_{CE}/I_C bestimmt. Diese Gerade wird *Arbeitsgerade* genannt und lässt sich ins Ausgangskennlinienfeld einzeichnen. Wenn der Strom $I_C = 0$ ist (Stromkreis unterbrochen, der Transistor sperrt), so fällt U allein am Transistor ab. Für $U_{CE} = 0$ (Stromkreis geschlossen, der Transistor leitet) fällt U allein an R_C ab. Die Schnittpunkte der Arbeitsgerade mit den Koordinatenachsen werden als *Arbeitspunkte* des Transistors bezeichnet. Durch Projektion der Arbeitspunkte auf die Steuerkennlinie kann man ermitteln, welche Basisströme den Arbeitspunkten entsprechen. In diesem Fall gilt: Für $I_B = 0$ ist $U_{CE} = U$ (Transistor sperrt), der zweite Basisstrom muss aus den Messwerten ermittelt werden. Diese Basisströme werden durch geeignete Vorwiderstände R_V eingestellt.

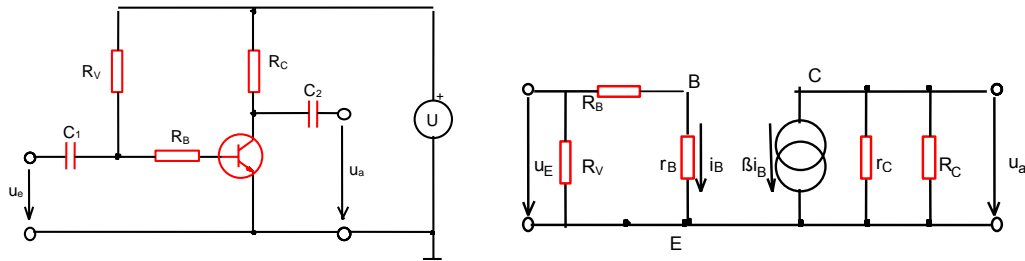
Bewegt sich der Transistor auf der Arbeitsgeraden, so fällt an ihm die Verlustleistung P ab:

$$\begin{aligned} P &= U_{CE} I_C \\ &= (U - R_C I_C) I_C \\ &= U I_C - R_C I_C^2 \end{aligned}$$

Punkte konstanter Verlustleistung liegen im Arbeitskennlinienfeld also auf Hyperbeln. Für die angegebenen Werte ($P_{\max} = 0,8 \text{ W}$, $R_C = 25 \Omega$, $U = 12 \text{ V}$) liegt die Arbeitsgerade im Bereich $0,08 \text{ A} < I < 0,4 \text{ A}$ oberhalb dieser maximal erlaubten Verlustleistung. Der Transistor darf daher nicht längere Zeit in diesem Strombereich betrieben werden, sonst wird er zerstört. Kurze Durchgänge durch diesen verbotenen Bereich während der Schaltzyklen sind jedoch möglich. Da die Arbeitspunkte bei $I_C = 0 \text{ A}$ und $I_C = U/R_C = 0,48 \text{ A}$ liegen, ist alles in Ordnung.

3.2 Verstärker in Emitterschaltung

Nun soll die Emitterschaltung als Spannungsverstärker untersucht werden. Über R_V kann der Arbeitspunkt der Schaltung festgelegt werden: er kennzeichnet die Ruhespannung, um die herum die Eingangsspannung variiert. An U_e wird die zu verstärkende Eingangsspannung angelegt und an U_a die Ausgangsspannung abgegriffen. Beide Spannungen sind über Koppelkondensatoren (C_1 und C_2) an die Schaltung angeschlossen, damit die sie nicht von der Ruhespannung beeinflusst werden können. Der Nachteil dabei ist, dass die Schaltung nun RC-Glieder enthält und daher ein frequenzabhängiges Verhalten aufweisen kann.



Emitterschaltung als Verstärker⁶ und Ersatzschaltbild⁷

Herleitung der Kenngrößen Über R_C wird die Spannungsverstärkung eingestellt: Die Arbeitsgerade der Schaltung ist

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

Je größer R_C gewählt wird, desto kleiner ist der Stromverbrauch der Schaltung und desto größer ist die Spannungsverstärkung v , die wie folgt definiert ist:

$$v = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} = \frac{u_a}{u_e}$$

Den Zusammenhang zwischen v und R_C kann man am Ersatzschaltbild der Emitterschaltung ablesen: Für $R_V \gg R_B$ gilt:

$$i_B = \frac{u_e}{R_B + r_B}$$

Hierbei ist r_B der dynamische Basis-Emitter-Widerstand. Der Transistor verstärkt i_B um den Faktor β . Vergrößert man I_B (d.h. $i_B > 0$), so fällt eine größere Spannung am Widerstand R_C ab und U_a sinkt ($u_a < 0$). Da der Spannungsabgriff für u_a hinter R_C liegt, taucht daher ein Minuszeichen in der Gleichung auf:

$$-\beta i_B = \frac{u_a}{r_C \parallel R_C}$$

r_C bezeichnet den dynamischen Kollektor-Emitter-Widerstand. Es folgt durch Eliminieren von i_B :

$$v = \frac{u_a}{u_e} = -\beta \frac{r_C \parallel R_C}{R_B + r_B} = -\beta \frac{r_C \cdot R_C}{(r_C + R_C)(R_B + r_B)} \quad (1)$$

Für die Ein- und Ausgangsimpedanzen liest man aus dem Ersatzschaltbild ab:

$$Z_e = R_B + r_B \quad (2)$$

$$Z_a = \frac{r_C \cdot R_C}{r_C + R_C} \quad (3)$$

⁶[4], Bild 2.

⁷[4], Bild 4.

Nachteile dieser Emitterschaltung sind, dass v stark vom dynamischen Basis-Emitter-Widerstand r_B abhängt und r_B nur in einer kleinen Umgebung des Arbeitspunktes als linear angesehen werden darf. Der dadurch entstehenden nichtlinearen Verstärkung kann man entgegenwirken, indem R_B in die Schaltung eingebaut wird, was andererseits jedoch die Verstärkung verringert. Alternativ verwendet man den in 4.2 beschriebenen Verstärker mit Stromgegenkopplung.

Berechnungen Im Versuch soll der Arbeitspunkt bei der halben Betriebsspannung $U = 12\text{ V}$ liegen. Dazu wird zunächst R_V so eingestellt, dass $U_a = 6\text{ V}$ gilt. Die Arbeitsgerade verläuft durch die Punkte ($U_{CE} = U = 12\text{ V}, I_C = 0\text{ A}$) und ($U_{CE} = 0\text{ V}, I_C = U/R_C = 12\text{ mA}$). Projiziert man den Arbeitspunkt auf die Steuerkennlinie, so kann man an dem dort getroffenen Punkt (I_B, I_C) den Stromverstärkungsfaktor β im Arbeitspunkt ablesen. Eine weitere Projektion nach unten auf die Eingangskennlinie ergibt den Punkt (I_B, U_{BE}). Die Steigung der Eingangskennlinie in diesem Punkt ist r_B . r_C ist die oben ermittelte Steigung einer Ausgangskennlinie.

Mit den angegebenen Transistor-Kenngrößen $\beta = 133$, $r_C = 500\ \Omega$ und $r_C = 7,5\text{ k}\Omega$; $R_C = 1\text{ k}\Omega$ sowie $R_B = 0\ \Omega$ bzw. $R_B = 680\ \Omega$ sind folgende Schaltungs-Kenngrößen (1) bis (3) zu erwarten:

	$R_B = 0\ \Omega$	$R_B = 680\ \Omega$
v	-234,7	-99,5
Z_e	500 Ω	1,18 k Ω
Z_a	882 Ω	882 Ω

Eingangsspannungsgrenzen In der Gleichung (1) sind r_C und r_B dynamische Transistor-Kenngrößen. Da sich r_C außerhalb des Sättigungsbereiches kaum ändert, hängt die Nichtlinearität von v hauptsächlich von r_B ab. Es gilt:

$$\Delta v = v' - v = -\beta \frac{r_C R_C}{r_C + r_C} \left(\frac{1}{r'_B + R_B} - \frac{1}{r_B + R_B} \right)$$

Damit beträgt die prozentuale Abweichung von v (die Indizes B wurden weggelassen):

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{r + R}{r' + R} - 1 = \frac{r - r'}{r' + R}$$

Mit $r' = r + \Delta r$ ergibt sich die maximale Abweichung von r , die v um einen festgelegten Prozentsatz $\Delta v/v$ verfälscht:

$$\Delta r_B = \frac{r_B + R_B}{1 + v/\Delta v}$$

Ist eine maximale Abweichung $\Delta v/v$ vorgegeben, so kann man Δr_B ausrechnen und in der Eingangskennlinie die Punkte bestimmen, deren r'_B gerade um Δr_B vom Wert des Arbeitspunktes abweicht. An der U_{BE} -Achse kann man dann die zugeordneten Eingangsspannungsgrenzen ablesen.

Kapazität des Koppelkondensators Während gerade $+U_0$ als Rechteckspannung am Kondensator anliegt, lädt er sich auf. In der zweiten Takthälfte $\Delta t = T/2$, wenn 0 V anliegen, entlädt er sich dann wieder. Die Spannung am Kondensator soll während dieser Entladezeit um nur 2% absinken, d.h.:

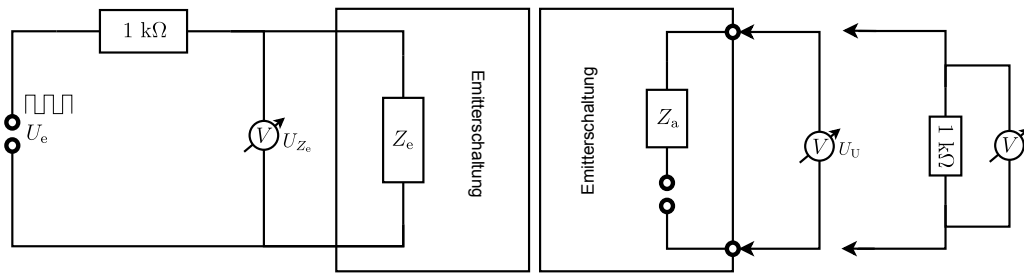
$$U(T/2) \geq 0,98 \cdot U_0$$

Mit der Entladekurve $U(t) = U_0 \exp(-t/RC)$ eines Kondensators folgt:

$$e^{-\frac{T}{2RC}} \geq 0,98 \quad \Rightarrow \quad C \geq -\frac{T}{2R \ln 0,98}$$

Bei einer Frequenz von 1kHz und $R = r_B = 500\ \Omega$ ergibt sich $C \geq 49,5\ \mu\text{F}$.

Messung der Impedanzen ohne Potentiometer Da das einzige Potentiometer bereits im Versuchsaufbau verbaut ist, müssen die Impedanzen Z_e und Z_a folgender Maßen gemessen werden:



Schaltungen zur Messung von Eingangs- und Ausgangsimpedanz

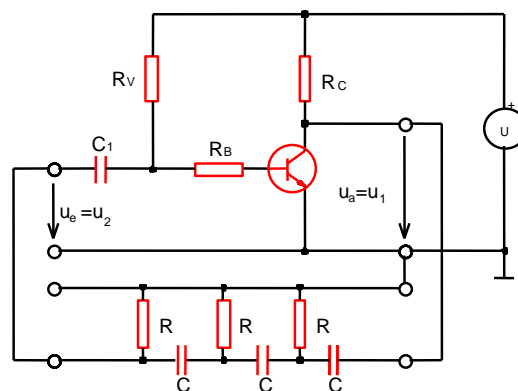
Die Impedanz Z_e wird in Reihe an einen bekannten Vorwiderstand von $1\text{ k}\Omega$ angeschlossen und der Spannungsabfall U_{Z_e} gemessen. In der Reihenschaltung gilt:

$$I = \frac{U_{Z_e}}{Z_e} = \frac{U_{1\text{k}\Omega}}{1\text{ k}\Omega} \Rightarrow Z_e = \frac{U_{Z_e}}{U_{1\text{k}\Omega}} 1\text{ k}\Omega = \frac{U_{Z_e}}{U_e - U_{Z_e}} 1\text{ k}\Omega$$

Die Impedanz Z_a wird so bestimmt: Zunächst wird die Ausgangsspannung U_U im unbelasteten Zustand gemessen. Die Spannungsquelle in der Emitterschaltung sei ideal. Anschließend wird ein $1\text{ k}\Omega$ -Lastwiderstand angeschlossen und der Spannungsabfall am Widerstand ermittelt. Es gilt:

$$I = \frac{U_{Z_a}}{Z_a} = \frac{U_{1\text{k}\Omega}}{1\text{ k}\Omega} \Rightarrow Z_a = \frac{U_{Z_a}}{U_{1\text{k}\Omega}} 1\text{ k}\Omega = \frac{U_U - U_{1\text{k}\Omega}}{U_{1\text{k}\Omega}} 1\text{ k}\Omega$$

3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung



Schaltskizze⁸

Beim RC-Oszillator wird eine positive Rückkopplung zwischen Ausgangs- und Eingangssignal verwendet, um Schwingungen zu erzeugen. Da v bei der Emitterschaltung negativ ist (d.h. $u_a < 0$ wenn $u_e > 0$), muss das Ausgangssignal um 180° phasenverschoben werden, bevor es an den Eingang geschickt werden kann. Dies wird durch die Kette aus drei Hochpässen (RC-Glieder) erreicht, die jeweils als Phasenschieber arbeiten (dabei allerdings auch die Amplitude des Signals abschwächen). Zusammen ergibt sich, wie in der Vorbereitungshilfe hergeleitet, der folgende Abschwächungsfaktor:

$$\frac{u_1}{u_2} = 1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} + i \left((\omega RC)^{-3} - \frac{6}{\omega RC} \right)$$

Bei $\Delta\varphi_{\text{ges}} = 180^\circ$ muss der Imaginärteil verschwinden. Es ergibt sich:

$$\omega_{180} = \frac{1}{\sqrt{6}RC} \quad \left(\frac{u_2}{u_1} \right)_{180} = -\frac{1}{29}$$

⁸[4], Bild 12.

Sofern die Emitterschaltung um $v > 29$ verstärkt, ist die Schleifenverstärkung (Produkt aus Verstärkung der Emitterschaltung und Abschwächung der RC-Kette) größer 1. Das heißt, eine Oszillation mit ω_{180} verstärkt sich selbst und es entsteht eine Schwingung. Andere Frequenzen verlassen die RC-Kette nicht um 180° phasenverschoben und werden ohne positive Rückkopplung schnell gedämpft. Für $R = 1 \text{ k}\Omega$ und $C = 68 \text{ nF}$ ergibt sich eine Frequenz von:

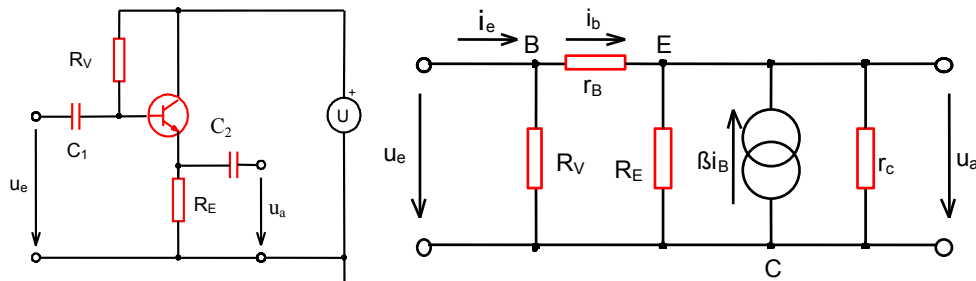
$$f_{180} = \omega_{180}/2\pi = 956 \text{ Hz}$$

Nach Gleichung (1) ist (wie oben berechnet) ein Verstärkungsfaktor von $v = -99,5$ zu erwarten, die Schleifenverstärkung ist also deutlich größer als 1.

4 Zusatzaufgaben

4.1 Kollektorschaltung

Neben der Schaltung und Verstärkung von Spannungen oder Strömen werden Transistoren auch als Impedanzwandler eingesetzt. Ein Beispiel dafür ist die folgende Kollektorschaltung:



Prinzip der Kollektorschaltung⁹ und Ersatzschaltbild¹⁰

Ohne Lastwiderstand am Ausgang ($i_a = 0$) liest man aus der Ersatzschaltung ab:

$$i_B = i_e - \frac{u_e}{R_V} \quad (4)$$

$$u_a = u_e - r_B i_B \quad (5)$$

$$i_B + \beta i_B = \frac{u_a}{R_E \parallel r_C} \quad (6)$$

Löst man (6) nach i_B auf und setzt in (5) ein, so ergibt sich die Verstärkung

$$v = \frac{u_a}{u_e} = \left(1 + \frac{r_B}{(\beta + 1)(R_E \parallel r_C)} \right)^{-1} \approx 1$$

Die Eingangsimpedanz ist eine Parallelschaltung von R_V mit einer Reihenschaltung von r_B und der Parallelschaltung aus R_E und r_C . Dabei ist zu beachten, dass die Transistorspannungsquelle den Strom durch $R_E \parallel r_C$ erhöht. Es gilt:

$$Z_e = R_V \parallel [(1 + \beta)(R_E \parallel r_C) + r_B] \approx R_V \parallel \beta R_E$$

Die Ausgangsimpedanz lässt sich ermitteln, indem man U_e kurzschließt und an U_a eine Stromquelle mit i_a anschließt. Der Vorwiderstand R_V wird damit überbrückt. Es gilt

$$Z_a = \frac{u_a}{i_a} = R_E \parallel R_C \parallel \frac{r_B}{\beta + 1} \approx \frac{r_B}{\beta}$$

Der Arbeitspunkt soll so eingestellt werden, dass die Betriebsspannung je zur Hälfte an R_E und am Transistor anliegt. Mit den Transistorkenngrößen $\beta = 133$, $r_B = 500 \Omega$, $r_C = 7,5 \text{ k}\Omega$ und $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ sind folgende Schaltungskenngrößen zu erwarten:

⁹[4], Bild 9.

¹⁰[4], Bild 10.

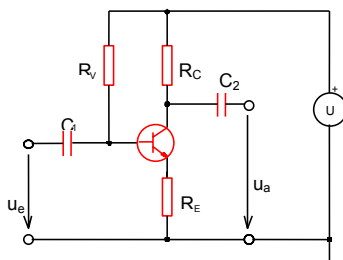
$$\frac{v}{Z_a} \left| \begin{array}{l} 0,996 \\ 3,72 \Omega \end{array} \right.$$

Z_e kann ermittelt werden, sobald R_V bekannt ist.

In der Realität werden durch angeschlossene Lastwiderstände die Eingangsimpedanz vergrößert und die Ausgangsimpedanz verkleinert. Da sich das RC-Glied am Eingang der Schaltung (C_1 und r_B) im Vergleich zu Aufgabe 3.2 nicht verändert hat, gilt hier weiterhin $C_1 \geq 49,5 \mu\text{F}$.

4.2 Stromgegengekoppelter Verstärker

Der stromgegengekoppelte Verstärker unterscheidet sich von der Emitterschaltung in Aufgabe 3.2 durch den zusätzlichen Emitterwiderstand R_E . Ändert sich u_e , so fließt ein größerer Strom durch den Emitter und ΔU_E wächst ebenfalls an. $U_{BE} = U_e - U_E$ ändert sich dadurch kaum, sodass die Nichtlinearität von r_B nur geringen Einfluss auf die Schaltung hat.



Stromgegengekoppelter Verstärker¹¹

Für $R_C/R_E \gg v_0$ (v_0 sei die Verstärkung der gegenkopplungsfreien Schaltung) erhält man mit zwei Näherungen die folgenden Kenngrößen:

$$v = -\frac{R_C}{R_E} \quad (7)$$

$$Z_e = \beta R_E \quad (8)$$

$$Z_a = R_C \quad (9)$$

Sie sind nun von den dynamischen Transistorkenngrößen r_B und r_C unabhängig. Mit $\beta = 133$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_E = 100 \Omega$ sind folgende Kenngrößen zu erwarten:

$$\frac{v}{Z_e} \left| \begin{array}{l} -10 \\ 13,3 \text{ k}\Omega \\ 1 \text{ k}\Omega \end{array} \right.$$

5 Quellenverweis

Die zur Vorbereitung verwendete und im Text referenzierte Literatur ist:

1. Lehmann: *Dioden und Transistoren*.
2. Rohe: *Elektronik für Physiker*. Teubner Studienbücher Physik.
3. Dorn / Bader: *Physik. Gymnasium Sek II*. Schroedel, 6. Auflage, 2006.
4. *Vorbereitungshilfe zum Versuch Transistorgrundsaltungen*. Version Oktober 2011.
5. Tietze / Schenk: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 5. Auflage, Springer 1980.

Grafiken wurden aus den auf der Website zum Praktikum zur Verfügung gestellten Kopien dieser Werke¹² bzw. den zur Verfügung gestellten Schaltplänen¹³ entnommen oder, falls keine expliziten Quellenangaben vorliegen, vom Autor selbst erstellt.

¹¹[4], Bild 5.

¹²<http://cms-ka.fzk.de/praktikum-restricted/Physiker-Literatur/P1/Literatur-Transistorgrundsaltungen.htm> und <http://www-ekp.physik.uni-karlsruhe.de/~simonis/praktikum/p1/p1-versuchsanleitungen/Transistorgrundsaltungen-Hilfe.pdf>.

¹³<http://www-ekp.physik.uni-karlsruhe.de/~simonis/praktikum/p1/p1-versuchsanleitungen/Transistorgrundsaltungen-Graph1.pdf> und <http://www-ekp.physik.uni-karlsruhe.de/~simonis/praktikum/p1/p1-versuchsanleitungen/Transistorgrundsaltungen-Graph2.pdf>.

Schriftliche Vorbereitung zu den Praktikumsversuchen P1-50

Sebastian Eisenhardt, Gruppe 2

11. Dezember 2011

0 Einleitung

Um sich die Funktionsweise eines Transistors klarmachen zu können, benötigen wir einiges Wissen über das Bauteil und das verwendete Material (Halbleiter).

0.1 Halbleiter und Dotierung

Die wichtigsten Vertreter der Halbleiter sind Germanium und Silizium, die, wie der Name bereits vermuten lässt, in ihrer Leitfähigkeit zwischen Leitern (Metalle) und Isolierstoffen (bestimmte Keramiken und Kunststoffe) eingeordnet werden. Typischerweise besitzen Halbleiterelemente in reiner Form eine geringe Leitfähigkeit, die jedoch stark temperaturabhängig ist. So wirken Halbleiter nahe 0 K als Isolatoren, während sie bei steigenden Temperaturen eine erhöhte Leitfähigkeit aufweisen (sog. Heißleiter).

Um nun eine etwa gleichmäßige Leitfähigkeit dieser Elemente zu erreichen, bringt man Fremdatome in bestimmter Konzentration in die reinen Halbleiter ein (Dotieren des Halbleiters). Dabei werden gezielt Elemente verwendet, die ein Valenzelektron mehr oder weniger besitzen als das Halbleiterelement in welches es eingebettet werden soll. Besitzt es ein Elektron mehr, so wird dieses beim Einbau in das Halbleitergitter zu einem freien leitenden Elektron, wodurch das Fremdatom zum gebundenen Ion wird. Man spricht von einem n (negativ)-dotierten Halbleiter. Typische Vertreter jener sog. fünfwertigen Fremdatome sind dabei Arsen und Phosphor. In einen p (positiv)-dotierter Halbleiter hingegen, wurde ein dreiwertiges Fremdatom eingebracht (bspw. Indium, Bor). Hier wirkt die resultierende Elektronenlücke (Defektelektron) als Ladungsträger, welche sich durch den Halbleiter hindurchbewegt.

0.2 Aufbau und Funktion einer Diode

Die Diode ist uns mittlerweile als ein elektronisches Bauteil bekannt, welches den Strom in ihrer Sperrrichtung durch ihren hohen Widerstand behindert, in Durchlassrichtung hingegen, quasi verlustfrei passieren lässt. Dieses Verhalten können wir uns nun anhand des Aufbaus einer Diode aus der Aufeinandererschichtung von n-dotiertem und p-dotiertem Material erklären. Die freien Elektronen (und die Defektelektronen umgekehrt) wandern hierbei von der n- in die p-dotierte Schicht. Dieser Prozess verlangsamt sich allerdings mit der sich aufbauenden Gegenspannung zwischen den beiden Schichten, die von außen betrachtet ursprünglich ladungsneutral waren.

Legt man nun eine äußere Spannung an die Diode an, so hängt ihr Verhalten davon ab, ob der positive Pol der Spannungsquelle an der n- oder p-Schicht anliegt. Ist ersteres der Fall, so werden der n-Schicht die freien Elektronen entzogen, was in einer geringeren Leitfähigkeit resultiert. Lediglich ein kleiner sog. Sperrstrom fließt aufgrund von thermisch bedingten Ladungsträgerverschiebungen. Umgekehrt erhält die p-Schicht bei anliegendem positivem Spannungspol ihre Leitungsfähigkeit und es kann zwischen den Spannungspolen ein Durchlassstrom I_D fließen. Dessen Größe hängt dabei vom maximalen Sperrstrom I_S ab welcher durch das verwendete Halbleitermaterial und der anliegenden Spannung U bestimmt ist. Dieser Zusammenhang wurde in der sog. Shockley-Gleichung der Kennlinie zusammengefasst:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right)$$

wobei U_T eine von der Temperatur T abhängige Funktion ist, welche den Wert ≈ 25 mV hat.

0.3 Transistor und Kennlinien

Das Ersatzschaltbild eines Transistors besteht aus zwei Dioden, die mit entgegengesetzten Sperrrichtungen um eine sog. Basis angeordnet sind. Somit besteht ein Transistor aus drei Halbleiterschichten, in unserem Versuch der Kombination npn. Der Transistor wird dabei mit drei Abgriffen versehen: Dem Kollektor C an einer, dem Emmitter E an der anderen n-Schicht und der Basis B an der p-Schicht. Nun werden Spannungsquellen gemäß Abb. 0.3 an den Transistor gekoppelt.

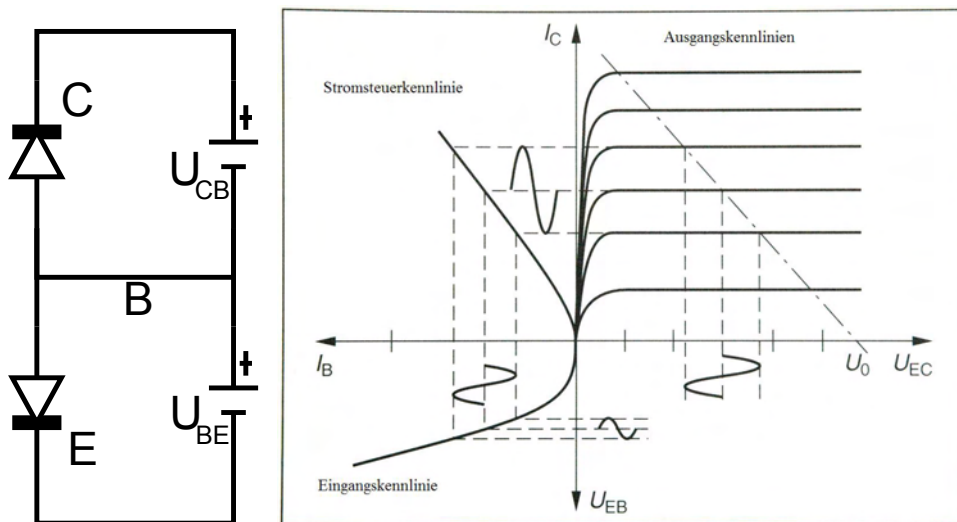


Abbildung 0.3: Ersatzschaltbild eines Transistors und dazugehörige Kennlinien¹

Dadurch fließt ein großer Strom zwischen B und E wobei nur ein geringer Sperrstrom zwischen C und B fließt.

Wählt man die p-Schicht nun aber gering dotiert und dünn im Vergleich zu den beiden n-Schichten, so werden die Elektronen des E -B Stromes durch Diffusionskräfte durch die p-Schicht geschleust (u.a. da vergleichsweise wenige Elektronen sich mit den Defektelektronen kompensieren), wobei nur wenige davon über B abfließen. Durch das elektrische Feld zwischen der p- und n-dotierten Schicht der Kollektordiode werden die Elektronen nun zum Fluss durch den Kollektor gebracht, wodurch ein zum Emmitterstrom fast gleich großer Kollektorstrom (der Abfluss an B ist nur klein) entstanden ist. Der Basisstrom lässt sich also zur Steuerung des Kollektorstromes nutzen, was wir im Praktikumsversuch *Schaltlogik* verwendeten, indem wir einen kleinen Basisstrom anlegten und somit einen verstärkten Strom zwischen Kollektor und Emmitter erhielten.

Zur Charakterisierung und Darstellung des Zusammenhanges zwischen den einzelnen Spannungen und Strömen, die im Transistor fließen, verwendet man die vier Quadranten eines $U - I$ Schaubildes, welches man folgendermaßen unterteilt:

- **Eingangskennlinie:** Hier wird der steuernde Basisstrom I_B in Abhängigkeit der Spannung U_{BE} dargestellt, wobei der Verlauf durch den vernachlässigbaren Einfluss der Spannung U_{CE} dem einer gewöhnlichen Diode entspricht. Zur Darstellung wird der dritte Quadrant verwendet. Der Widerstand zwischen B und E ergibt sich daher mit:

$$r_B = \frac{U_{BE}}{I_B}$$

- **Ausgangskennlinien:** Im ersten Quadranten betrachtet man für verschiedene I_B den Zusammenhang zwischen dem Kollektorstrom I_C und der Spannung zwischen Kollektor und Emmitter U_{CE} . Jede Kurve steht dabei für ein anderes I_B , wobei I_C für kleine U_{CE} immer stark ansteigt (sog. Sättigungsbereich) und für große U_{CE} annähernd horizontal verläuft (sog. Arbeitsbereich). Der Widerstand zwischen C und E folgt auch hier durch:

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

¹aus:<http://www.estelzer.de/DreamS/Ph10/Transistorkennlinien.JPG>

- **Steuerkennlinie:** Das Verhalten von I_C in Abhängigkeit von I_B verläuft, wie im zweiten Quadranten dargestellt, nahezu linear. Da wir bereits begründet haben, dass I_C als verstärkter Strom auftritt, muss

$$I_C = B \cdot I_B$$

gelten, wobei typischerweise $B \leq 1000$ beträgt.

Der vierte Quadrant wird üblicherweise mit den **Rückwirkungskennlinien** belegt, welche den Zusammenhang zwischen den Spannungen für verschiedene I_B analog zu den Ausgangskennlinien wiedergibt. In unserem Fall sollen diese allerdings nicht näher untersucht werden.

1 Transistor-Kennlinien

1.1 Untersuchung der Eingangskennlinie

Zur Aufnahme der Eingangskennlinie verwenden wir folgende Schaltung:

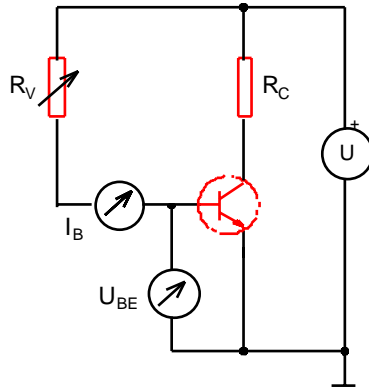


Abbildung 1: Schaltbild zu 1.1 (s. [1] im Abschnitt 4)

Wie bereits erwähnt messen wir hier den Zusammenhang zwischen I_B und U_{BE} was sich durch die Anordnung der jew. Messgeräte zeigt. Zur Strombegrenzung verwenden wir einen Schutzwiderstand R_C . Die weiteren einzustellenden Größen entnehmen wir der Aufgabenstellung. Durch Aufnahme mehrerer Messpunkte lässt sich so die Eingangskennlinie bilden.

Die Spannung U_{BE} wird hierbei durch ein hochohmiges Spannungsmessgerät aufgenommen, was darin begründet ist, dass der Strom I_B nicht über das Messgerät abfließen darf. Dadurch würde die wahre Eingangskennlinie verfälscht.

1.2 Untersuchung der Ausgangskennlinien

Zur Messung von I_C und U_{CE} verwenden wir ein Oszilloskop im X-Y-Betrieb das an die Schaltung in Abb. 2 angeschlossen wird. Die Spannung U_{CE} wird hierbei als x-Signal verwendet und besteht aus erdungstechnischen Gründen aus der angelegten Außenspannung U_{HW} , die allerdings über die vernachlässigbare Spannung U_{R_E} ungefähr U_{CE} entspricht. Der Emitterstrom wird aus U_{R_E} (y-Signal) und dem bekannten Widerstand R_E errechnet.

Die Kurve auf dem Oszilloskop wird nun für verschiedene I_B , dessen Spannung U_{G1} über das Potentiometer R_V geregelt werden kann, aufgezeichnet. Die Justierung erfolgt nach Aufgabenstellung.

1.3 Untersuchung der Steuerkennlinie

Da wir in 1.2 bereits Werte für I_C und I_B bestimmt haben, lässt sich die Steuerkennlinie unmittelbar aufzeichnen. Durch den in 0.3 genannten linearen Zusammenhang ließe sich der Verstärkungsfaktor B berechnen.

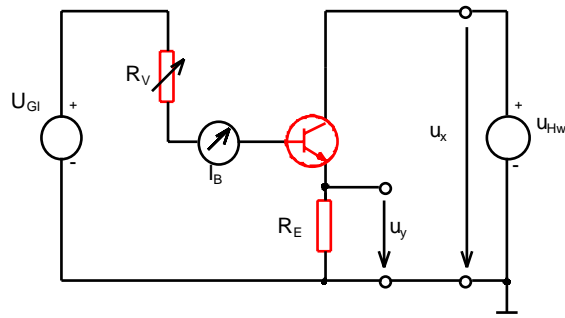


Abbildung 2: Schaltbild zu 1.2 (s. [1] im Abschnitt 4)

2 Überprüfung des Überlagerungstheorems

Das Überlagerungstheorem nutzt den linearen Zusammenhang zwischen einer Spannung U und einem fließenden Strom I . Betrachtet man einen Schaltkreis mit mehreren Spannungsquellen und jenen linearen Bauteilen, so entspricht die gesamte Spannung zwischen zwei beliebigen Punkten im Kreis einer Superposition der an den Bauteilen abfallenden Spannung jeder einzelnen Spannungsquelle.

Anhand der Schaltung aus Abb. 3 wollen wir dieses Theorem nun überprüfen.

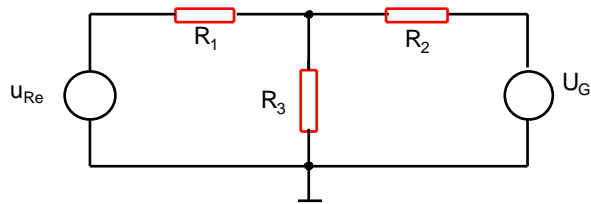


Abbildung 3: Schaltbild zu 2 (s. [1] im Abschnitt 4)

Die Größen der einzelnen Spannungen und Widerstände entnehmen wir der Aufgabenstellung. Wir betrachten mithilfe des Oszilloskops die am Widerstand R_3 abfallende Spannung und berechnen sie im Voraus unter Betrachtung verschiedener Spannungsquellen:

- U_{G1} als **einzige Spannungsquelle**: Wir nehmen den gegebenen Innenwiderstand R_i von U_{Re} anstelle der Spannungsquelle an und erhalten für den Gesamtwiderstand der Schaltung

$$R_g(U_{G1}) = R_2 + \frac{(R_1 + R_i)R_3}{R_1 + R_i + R_3} = 1,751 \text{ k}\Omega$$

Der in der Schaltung fließende Strom ergibt sich somit mit $I_g = 6,853 \text{ mA}$. Die an R_3 abfallende Spannung U_{R3} ergibt sich somit aus der Ursprungspannung U_{G1} und der am Serienwiderstand R_2 abfallenden Spannung $U_{R2} = R_2 I_g = 10,28 \text{ V}$. Somit folgt:

$$U_{R3}(U_{G1}) = U_{G1} - U_{R2} = 1,72 \text{ V}$$

- U_{Re} als **einzige Spannungsquelle**: Da der Innenwiderstand der Spannungsquelle $U_{G1} = 0 \Omega$ angenommen wird, ergibt sich hier für den Gesamtwiderstand der Schaltung:

$$R_g(U_{Re}) = R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = 1,270 \text{ k}\Omega$$

Analog zu oben berechnen wir nun die übrigen Größen: $I_g = 6,297 \text{ mA}$, $U_{R_1} = 6,30 \text{ V}$ und somit

$$U_{R_3}(U_{Re}) = 1,70 \text{ V}$$

- **Superposition der Einzelspannungen:** Wir nutzen nun das Überlagerungstheorem:

$$U_{R_3}(U_{G1}) \pm U_{R_3}(U_{Re}) = 3,42 \text{ bzw. } 0,02 \text{ V}$$

Da U_{Re} als Wechselspannung gegeben ist, sind beide Spannungsquellen gleich bzw. entgegengesetzt gepolt, was in der \pm Formulierung der Superposition hervortritt.

3 Transistorschaltungen

Im folgenden sollen nun die Einsatzmöglichkeiten eines Transistors anhand unterschiedlicher Schaltungen aufgezeigt werden.

3.1 Transistor als Schalter

Wie bereits erwähnt, lassen sich CE -Ströme über den Basisstrom steuern. Dies eröffnet die Möglichkeit des Schaltens von großen Strömen durch kleine Basisströme, falls die Zustände hinreichend stabil sind. Solche Zustände werden im Kennlinienfeld des ersten Quadranten durch die sog. Arbeitspunkte charakterisiert. Sie ergeben sich aus den Schnittpunkten der Arbeitsgerade mit den Ausgangskennlinien. Dabei ist der Verlauf der Arbeitsgeraden abhängig von der angelegten äußeren Spannung U und dem Kollektorwiderstand R_C und folgt dem Zusammenhang:

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

Der Verlauf der Arbeitsgerade ist in Abb. 0.3 durch die gestrichelte Gerade durch den Punkt U_0 veranschaulicht.

Der OFF Zustand des Schalters (offen) lässt sich also für einen Basisstrom festlegen, für den kein Strom zwischen C und E fließt, womit sich $I_B = 0 \text{ A}$ anbietet.

Für Gleichspannungsquellen ist es nun zweckmäßig einen Arbeitspunkt bei einem Basisstrom zu suchen, der für ein $U_{CE} \approx 0 \text{ V}$ den Kollektorstrom freischaltet. Dieser Arbeitspunkt wird als ON Zustand bezeichnet. Dabei ist jedoch zu beachten, dass der Transistor als Halbleiterbauteil ab einer bestimmten Temperatur, die von der an den Innenwiderständen erbrachten Verlustleistung herrührt, zerstört wird. Die Verlustleistung errechnet sich hierbei mit $P_V = I_C U_{CE} = U I_C - I_C^2 R_C$. Im ersten Quadranten ergibt sich somit eine Hyperbel, die für unseren Fall die Arbeitsgerade schneidet. Da der Transistor hier als Schalter verwendet wird, ist es lediglich wichtig, dass die ON und OFF Zustände für Arbeitspunkte unterhalb der Hyperbel gewählt werden, da ein dauerhafter Betrieb bei zu hoher Verlustleistung den Transistor beschädigt, während kurze Überschreitungen für diese Verwendung des Transistors keine Rolle spielen.

In folgendem Schaltbild wird der Transistor nun als Schalter einer Glühlampe verwendet, wobei wir aus der gemessenen Größe für I_C die Verlustleistung P_V bestimmen können. Dabei setzen wir unterschiedliche Basisvorwiderstände R_V ein:

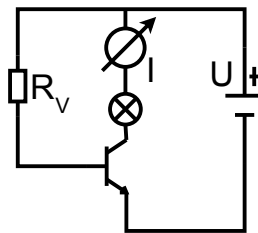


Abbildung 4: Schaltbild zu 3.1

3.2 Transistor als Verstärker in einer Emitterschaltung

Für die folgenden Teilaufgaben bauen wir diese Schaltung auf:

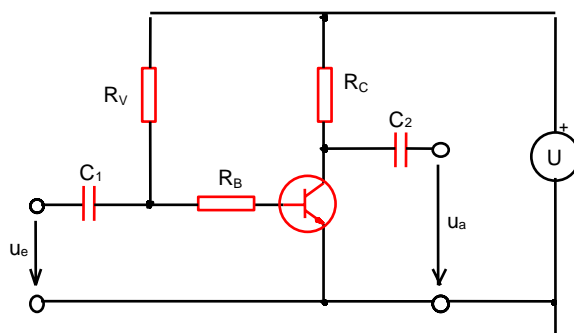


Abbildung 5: Schaltbild zu 3.2 (s. [1] im Abschnitt 4)

Nach einigen Justierungen zu Beginn des Versuch zur Einstellung des Basisstroms, lassen sich in das Kennlinienfeld aus Aufgabe 1 die Arbeitsgerade und der Arbeitspunkt eintragen. Wie in 0.3 bereits erläutert, lassen sich durch Ablesen der Achsen die jeweiligen dynamischen Transistor Kenngrößen r_B , r_C und B errechnen.

Der Transistor wirkt hier in der bereits beschriebenen Art als Verstärker eines Basisstroms. Dabei liegt der Emittterabgriff immer an der Erdung an, wodurch der Aufbau den Namen Emitterschaltung trägt.

Ferner sind die Messabgriffe der Spannungen u_e und u_a durch Kondensatoren mit der Schaltung gekoppelt. Diese Maßnahme bewirkt, dass die sog. Ruhespannungen, die im Arbeitspunkt für $u_e = 0$ V in der Schaltung vorliegen, keine Auswirkungen auf die Messabgriffe ausüben. Wird eine äußere Wechselspannungsquelle in der Emitterschaltung verwendet, so ist darauf zu achten, dass diese Kondensatoren derart dimensioniert sind sodass sie das Messergebnis nicht durch ihren frequenzabhängigen Widerstand verfälschen.

Weiterhin soll nun auf die dynamischen Schaltungskenngrößen eingegangen werden, wobei wir unterschiedliche Basiswiderstände $R_B = 0$ bzw. 680Ω berücksichtigen sollen.

- **Spannungsverstärkung v :** Hier betrachten wir nun die an der Schaltung abgenommenen Spannungen u_a und u_e , die wir später zur Überprüfung der errechneten Werte am Oszilloskop ausgeben lassen. Es gilt:

$$v = \frac{u_a}{u_e}$$

Dabei ist durch die vorgenommene Justierung $u_a = 6$ V, womit lediglich u_e zu bestimmen bleibt. Er ergibt sich aus R_B und r_B als Widerstände und dem zugehörigen Basisstrom i_B . Mithilfe der Ersatzschaltung aus Bild 4 der Vorbereitungshilfe und dem bereits genannten Überlagerungstheorem lassen sich die benötigten Größen schreiben als:

$$i_B = \frac{u_e}{R_B + r_B} = -\frac{u_a r_C + R_C}{B r_C R_C}$$

und es ergibt sich

$$u_e(R_B = 0 \text{ bzw. } 680 \Omega) = -0,02556 \text{ bzw. } -0,0603 \text{ V}$$

wobei wir die in der Zubehör Aufzählung der Aufgabenstellung genannten dynamischen Transistor Kenngrößen verwenden. Somit folgt

$$v = -234,74 \text{ bei } R_B = 0 \Omega \text{ und } v = -99,50 \text{ bei } R_B = 680 \Omega$$

- **Eingangsimpedanz Z_e :** Dabei handelt es sich nicht um eine Impedanz im Sinne von frequenzabhängigen Widerständen. Es wird lediglich die Summe über den Basis- und dynamischen Transistorbasiswiderstand geführt.

$$Z_e = R_B + r_B = 500 \text{ bzw. } 1180 \Omega$$

- **Ausgangsimpedanz Z_a :** Auch hier entnimmt man dem Ersatzschaltbild der Emitterschaltung, dass R_C und r_C parallel geschaltet sind. Somit ergibt sich

$$Z_a = \frac{R_C r_C}{R_C + r_C} = 882,35 \Omega$$

Der Aussteuerbereich lässt sich aufgrund der Abhängigkeit von r_B und somit auch von v von der Eingangsspannung aus dem Eingangskennlinienfeld ablesen. Für eine Veränderung von $v = \frac{u_a}{i_B(R_B+r_B)}$ muss daher nur die Steigung $\frac{1}{R_B+r_B}$ identisch verschoben werden und die Differenz der zugehörigen neue Eingangsspannung und vorherigen betrachtet werden.

Bestimmung von v , Z_a und Z_e durch Messung von u_a und u_e Um diese Größen durch Messung bestimmen zu können, verwenden wir ein im Praktikumsversuch *Elektrische Messverfahren* kennengelerntes Verfahren. Da im Versuch kein zweites Potentiometer verfügbar ist, die Impedanzen aber über einen Abgleich bei verminderter Eingangs- bzw. Ausgangsspannung ermittelt werden (mit einem Potentiometer würde man die Spannung halbieren und erhielte dadurch die Impedanz durch Vergleich mit dem geregelten Widerstand), verwenden wir einen 1000Ω Widerstand der in den Schaltkreis an der entsprechenden Stelle eingesetzt wird und vergleichen die resultierende Spannung mit der ohne Widerstand. Durch die Linearität lässt sich so auf die Impedanzen schließen.

Nimmt man U_e als ursprüngliche Spannung an, so misst man für die um $R = 1000 \Omega$ ergänzte Schaltung eine Spannung $U_{Z_e} = Z_e i_B$. Man fasst also R als simulierten Innenwiderstand der Spannungsquelle von U_e auf. So ergibt sich

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

Für die Ausgangsimpedanz geht man davon aus, dass Z_a die Rolle eines Innenwiderstandes übernimmt und R in Reihe dazu einen Lastwiderstand bildet. Für eine Leerlauf-Ausgangsspannung U ergibt sich somit eine gemessene Spannung U_{Z_a}

$$Z_a = R \frac{U - U_{Z_a}}{U_{Z_a}}$$

v ergibt sich aus den beiden am Oszilloskop gemessenen Spannungen u_e und u_a

Dimensionierung der Koppelkondensatoren Wie oben erwähnt beeinflussen die Kondensatoren an den Messabgriffen bei anliegender Wechselspannung die gemessenen Spannungen je nach Frequenz.

Nun soll das Signal nicht um mehr als 2% abgeschwächt werden, was heißt, dass der Kondensator sich maximal zu 2% während einer Signaldauer, also $t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$ bei einer Periodendauer T und Frequenz f des Spannungssignals, aufladen darf. Wir folgern mit dem allgemeinen Ansatz:

$$I(t) = I_0 \exp\left(\frac{-t}{r_B C_1}\right) \quad \text{für } \frac{I}{I_0} \geq 98\%$$

$$-\ln(0,98) \geq \frac{1}{2000} \frac{1}{r_B C_1}$$

$$C_1 \geq 49,5 \mu\text{F}$$

Somit wählen wir den Kondensator mit der Kapazität $C = 120 \mu\text{F}$ für C_1 .

3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung

Wir verwenden folgende Schaltung:

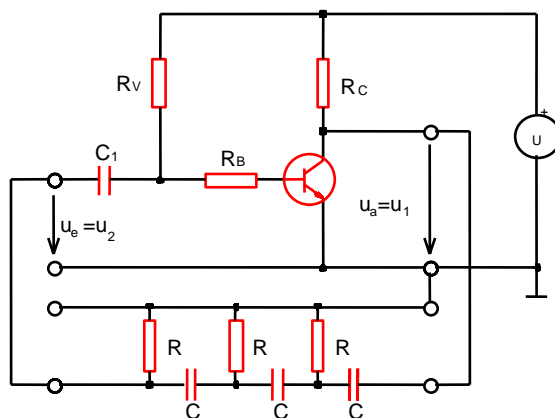


Abbildung 6: Schaltbild zu 3.3 (s. [1] im Abschnitt 4)

Mit der Emitterschaltung wollen wir nun eine Schwingung erzeugen. Dazu ist es notwendig das Eingangssignal mit- anstatt gegenzukoppeln, was durch eine Phasenverschiebung des Signals um π und anschließende Rückführung an den Eingang realisiert wird. Um nun Schwingungen zu erhalten ist es notwendig die Verstärkung der Emitterschaltung und Abschwächung der phasenverschiebenden Elemente, in unserem Fall drei RC -Glieder (s. Abb 6) zu betrachten. Ihr Produkt bildet die sog. Schleifenverstärkung die für die Schwingungserzeugung den Betrag 1 hat. Somit müssen Verstärkung und Abschwächung invers zueinander sein. Die Phasenverschiebung um π ist dabei frequenzabhängig, wobei so wenig RC -Glieder als möglich verwendet werden sollen um einen allzu hohen Verlust im Ausgangssignal zu vermeiden. Hier genügen drei solche Glieder um die nötige Schleifenverstärkung mit den in der Aufgabe gegebenen Werten zu erhalten. Dabei erhalten wir den Abschwächungsfaktor χ für u_1 und u_2 als Eingangs- bzw. Ausgangssignalspannung:

$$\chi = \frac{u_1}{u_2} = 1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} + i \frac{1 - 6(\omega RC)^2}{(\omega RC)^3}$$

Dabei verschwindet der Imaginärteil nur für eine bestimmte Frequenz ω des Eingangssignals. Wir setzen den Imaginärteil daher gleich Null und erhalten:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{6}RC} = 6003,65 \frac{1}{s} \triangleq f = 955,51 \text{ Hz}$$

Somit beträgt $\chi = -29$

4 Quellenverweis

[1] **Referenzierte Schaltpläne** <http://www-ekp.physik.uni-karlsruhe.de/~simonis/praktikum/p1/p1-versuchsanleitungen/Transistorgrundschaltungen-Graph1.pdf> und <http://www-ekp.physik.uni-karlsruhe.de/~simonis/praktikum/p1/p1-versuchsanleitungen/Transistorgrundschaltungen-Graph2.pdf> abgefragt am 10.12.2011

Lehmann: Dioden und Transistoren, Auflage unbekannt

Die **Quellen zum Praktikumsversuch Transistorgrundschaltungen** finden sich auf <http://cms-ka.fzk.de/praktikum-restricted/Physiker-Literatur/P1/Literatur-Transistorgrundschaltungen.htm> abgefragt am 10.12.2011

Vorbereitungshilfe zum Versuch Transistorgrundschaltungen <http://www-ekp.physik.uni-karlsruhe.de/~simonis/praktikum/p1/p1-versuchsanleitungen/Transistorgrundschaltungen-Hilfe.pdf> abgefragt am 10.12.2011

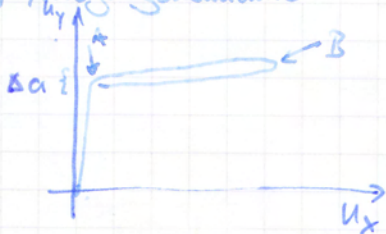
Grafiken, die über keinerlei Quellenvermerk verfügen, wurden eigenhändig erstellt

1.1 Eingangskennlinie

I_B [μA]	U_{BE} [V]
105	$0,2 \frac{V}{\mu A} \cdot 3,45 \mu A = 0,69 V$
98	— " — 0,69 V
92	0,69 V
85	0,69 V
81	0,69 V
71	0,69 V
62	0,69 V
49	$0,2 \frac{V}{\mu A} \cdot 3,4 \mu A = 0,68 V$
45	$0,2 \frac{V}{\mu A} \cdot 3,35 \mu A = 0,67 V$
40	0,67 V
34	$0,2 \frac{V}{\mu A} \cdot 3,3 \mu A = 0,66 V$
30	$0,2 \frac{V}{\mu A} \cdot 3,25 \mu A = 0,65 V$
25	0,65 V
20	$0,2 \frac{V}{\mu A} \cdot 3,2 \mu A = 0,64 V$
15	$0,2 \frac{V}{\mu A} \cdot 3,15 \mu A = 0,63 V$
10	$0,2 \frac{V}{\mu A} \cdot 3,1 \mu A = 0,62 V$

Das Signal besitzt den erwarteten exponentiellen Verlauf (siehe Kennlinienbild)

1.2 Ausgangskennlinie



Ausgemessen werden die Punkte A und B, dazwischen nehmen wir einen linearen Verlauf an.

Hin- und Rückleitwerte unterschiedliche Seite im Verlauf. Bei $180 \mu A$ ist $\Delta a = 0,1 \mu A \cdot 50 \frac{mV}{\mu A} = 5 mV$. Δa wird kleiner bei sinkendem I_B und ist ab $118 \mu A$ nicht mehr erkennbar. Dies liegt am Einfluss des Zr-Widerstandes.

I_B [μA]	U_A [mV]		U_B [mV]	
	Y	X	Y	X
180	100 mV (2 · 50 mV)	$0,1 \mu A \cdot 5 \frac{mV}{\mu A} = 0,5 V$	105 mV (21 · 50 mV)	$23 \mu A \cdot 5 \frac{mV}{\mu A} = 14,5 V$
154	80 mV	$0,2 \cdot 2 \frac{V}{\mu A} = 0,4 V$	$175 \mu A \cdot 50 \frac{mV}{\mu A} = 87,5 mV$	$2,9 \mu A \cdot 5 \frac{mV}{\mu A} = 14,5 V$

$I_B [\mu A]$	$U_A [mV]$		$U_B [mV]$	
	Y	X	Y	X
118	60 mV	0,3 V	$1,32 \cdot 50 \frac{\mu V}{\mu A} = 66 \text{ mV}$	14,5 V
87	40 mV	0,3 V	$0,5 \cdot 50 \mu V = 45 \text{ mV}$	$2,35 \cdot 5 \text{ V} = 11,75 \text{ V}$
45	20 mV	0,25 V	$0,45 \cdot 50 \mu V = 22,5 \text{ mV}$	14,75 V

Die Ausgangskennlinien besitzen den erwarteten Verlauf:

Sättigungsbereich mit steilem Anstieg und danach nahezu konstante Steigung (wie alle Kurven) im Arbeitsbereich. ✓

1.3 Skalenkennlinie

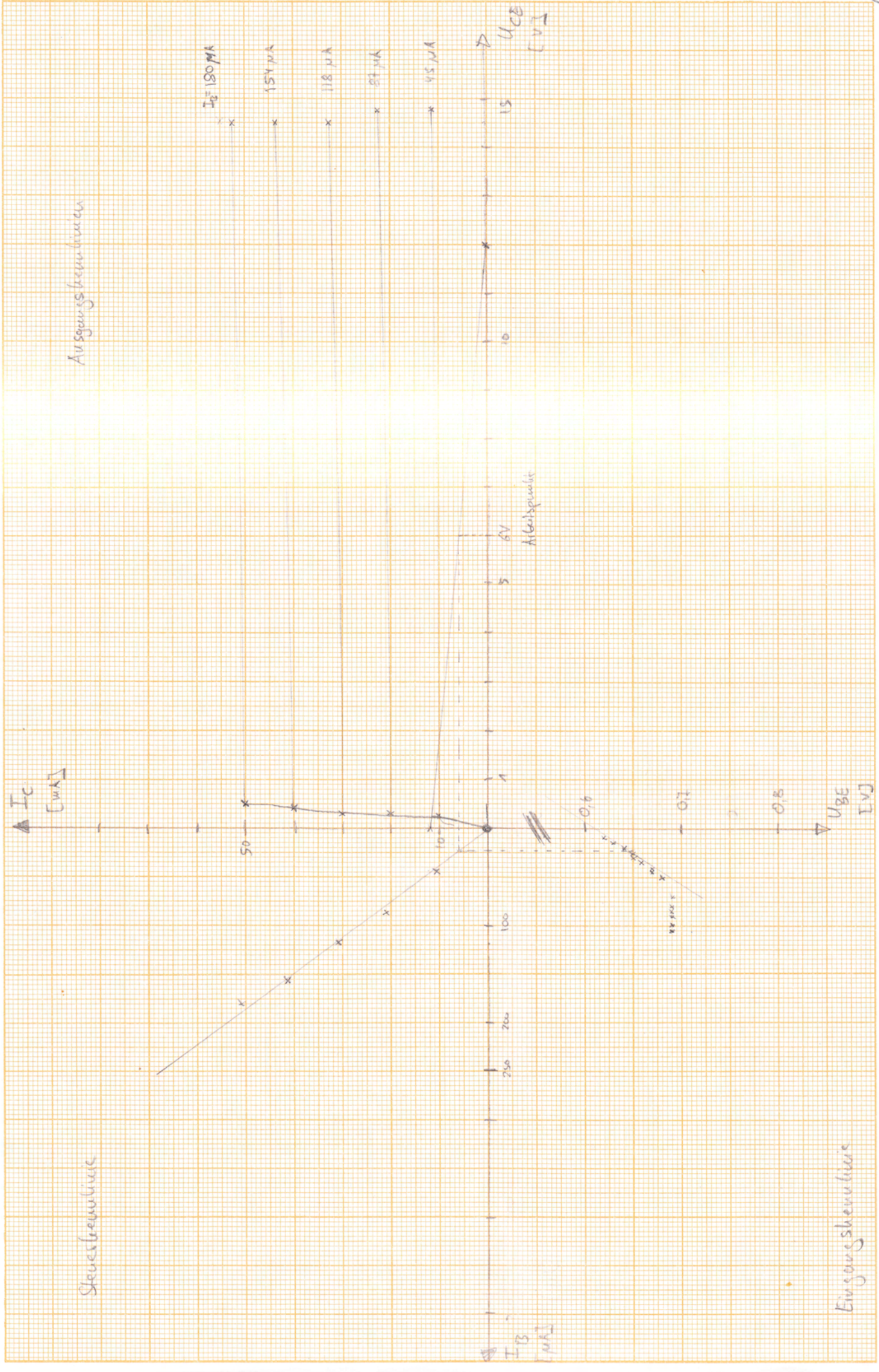
→ siehe Kennlinienbild

β wird daraus später bestimmt. ✓

Ausgangskennlinien

Steuerkennlinie

Eingangskennlinie



2. Überlagerungstheorem

1.) Nur Rechteckspannung angeschaltet:

$$U_3^R = \pm 1,85 \text{ V}$$

2.) Nur Gleichspannung eingeschaltet:

$$U_3^G = 1,75 \text{ V}$$

3.) Beide Spannungen

$$U_3^B = 3,55 \text{ V und } 0,05 \text{ V}$$

Es gilt:

$$U_3^R + U_3^G = 3,6 \text{ V und } 0,1 \text{ V}$$

dies deckt sich mit den Messwerten für U_3^B .
Die Messwerte korrelieren auch mit den theoretisch ermittelten Werten. ✓

3A. Transistor als Schalter

a) Beschreibung siehe Vorbereitung.

Lampe lässt sich durch Drehen am Potentiometer an- und ausschalten.

b)	R_V	Lampe	I_{Lampe}	$U_{\text{Transistor}}$	$P = U_V \cdot I_L$
	1 k Ω	leuchtet	160,8 μA	170 μV	27,3 mW
	10 k Ω	leuchtet	161,2 μA	0,26 V	41,9 μW
	220 k Ω	dunkel	12,8 μA	12 V	153,6 W

↑
im letzten Fall fällt die
komplette Leistung aus
Transistor ab, daher
das hohe Wert. ✓

3.2. Verstärker in Emitterschaltung

a) Arbeitspunkt bei Gleichspannung (keine Kondensatoren im Ubers) auf 6V eingestellt ✓

b) Aus dem Kennlinienfeld folgt:

$$\beta = 233,3 \quad \checkmark$$

$$\frac{1}{r_c} = \frac{1,25 \text{ mA}}{14,5 \text{ V}} = 8,621 \cdot 10^{-5} \frac{\text{A}}{\text{V}} \left[\frac{1}{\Omega} \right] \Rightarrow \underline{r_c = 11,6 \text{ k}\Omega}$$

↳ Steigung des am Arbeitspunkt nächstliegenden Eingangscharakteristika ✓

$$r_B = \frac{0,02 \text{ V}}{14 \mu\text{A}} = \underline{1,423 \text{ k}\Omega} \quad \checkmark$$

↳ Steigung des Eingangscharakteristika im Arbeitspunkt

c) Mit diesen Kenngrößen und

$$\sigma = -\beta \frac{r_c \cdot R_c}{(r_c + R_c)(R_B + r_B)}$$

$$Z_e = R_B + r_B$$

$$Z_a = \frac{r_c \cdot R_c}{r_c + R_c}$$

Sowie $C_1 = 120 \mu\text{F}$, $C_2 = 100 \mu\text{F}$, $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ sind folgende Kenngrößen zu erwarten:

	$R_B = 0 \Omega$	$R_B = 680 \Omega$
σ	-150,3	-101,8
Z_a	920,6 Ω	920,6 Ω
Z_e	1,423 $\text{k}\Omega$	2,103 $\text{k}\Omega$

✓

(AC) Kanal y: U_a

Kanal x: U_e

$R_B = 0 \Omega$

(0-max)
1,05 V
2,1 V
2,95 V
3,65 V
4,2 V
4,8 V
5 V
5,3 V
5,7 V

5 mV
10 mV
15 mV
20 mV
25 mV
30 mV
35 mV
40 mV
50 mV

Nichtlineares Verhalten

U_A ist 180°
zu U_e phasenversch.

$C_1 = 120 \mu F$

$C_2 = 100 \mu F$

$R_C = 1 k\Omega$

✓

0,6 V

5 mV

$R_B = 680 \Omega$

1,2 ~~5~~ V

10 mV

1,9 V

15 mV

2,45 V

20 mV

3,05 V

25 mV

3,6 V

30 mV

4 V

35 mV

4,4 V

40 mV

5,0 V

50 mV

Nichtlin Verhalten ✓

5,3 V

55 mV

5,5 V

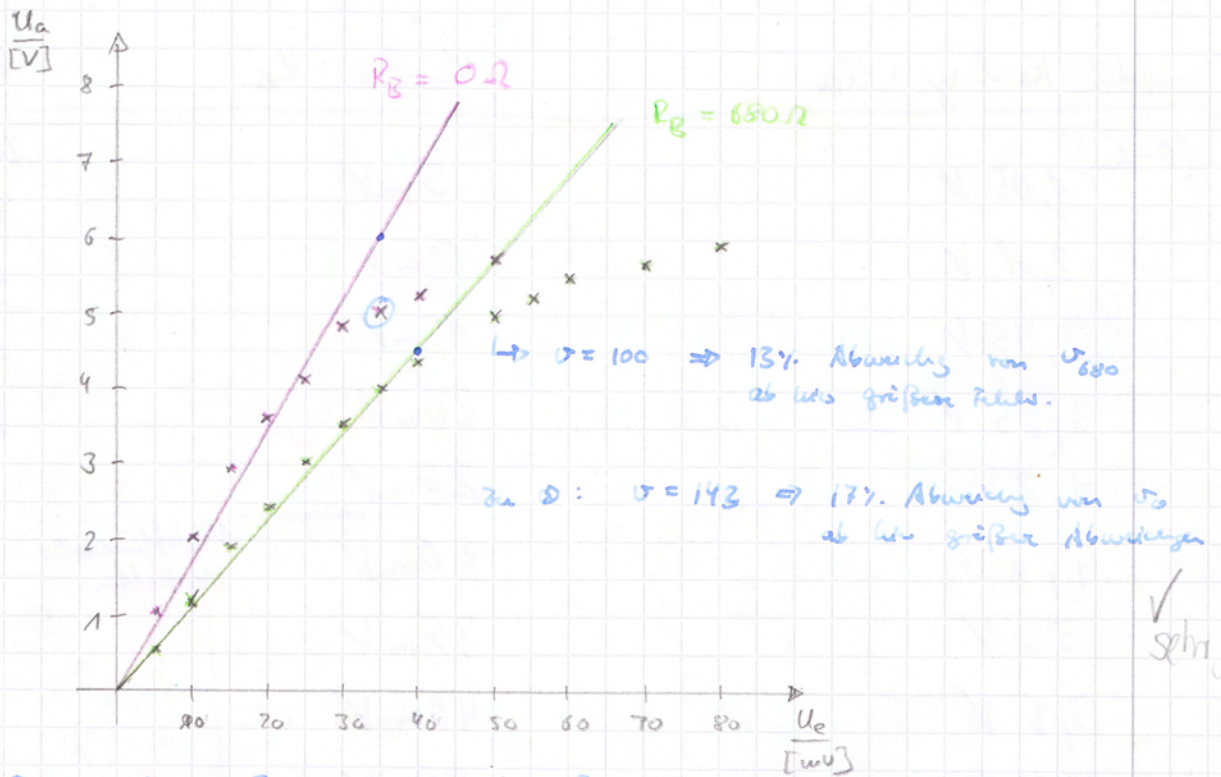
60 mV

5,7 V

70 mV

5,9 V

80 mV



Der nichtlineare Bereich beginnt bei $R_g = 0 \Omega$ ab 30 mV, bei $R_g = 680 \Omega$ ab 50 mV. Die Steigung der Ausgleichsgeraden ist gleich der Verstärkung $\sigma = U_a / U_e$.

Man liest ab: $\sigma_0 = -173$ (erwartet: -150) ✓
 $\sigma_{680} = -115$ (-100) ✓

Wie erwartet ist der lineare Bereich für $R_g = 680 \Omega$ deutlich größer, daher aber σ kleiner. Die experimentellen σ sind um ca. 20 höher, als erwartet. ✓

Messung der Impedanzen

$$R = 1 \text{ k}\Omega$$

- Eingangsimpedanz Kan. x : Rechteckspannung direkt U_{re}
 " y : Spannungsabfall Impedanz U_{ze}

	U_{re}	U_{ze}	Z_e
$R_g = 680 \Omega$	40 mV	25 mV	1,667 k Ω
680 Ω	80 mV	52 mV	1,857 k Ω
680 Ω	20 mV	12 mV	1,5 k Ω
680 Ω	10 mV	6 mV	1,5 k Ω
$R_g = 0 \Omega$	50 mV	28 mV	1,273 k Ω
	25 mV	12,5 mV	1 k Ω
	10 mV	5 mV	1 k Ω

$$Z_e = \frac{U_{ze}}{U_{re} - U_{ze}} R$$

Die gemessenen Werte sind kleiner, als berechnet.

Sie zeigen erst für große U_{re} keine Abhängigkeit von der Spannung und sind damit konstant. ✓

• Ausgangsimpedanz

$R = 1k\Omega$

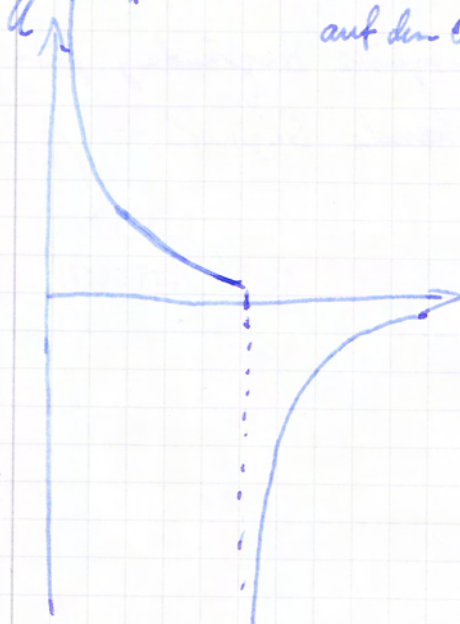
R_s	U_{R_s}	U_a	U_R	Z_a
0Ω	$10mV$	$2,15V$	$1,1V$	955Ω
"	$25mV$	$4,4V$	$2,3V$	913Ω
"	$50mV$	$5,8V$	$3V$	933Ω
680Ω	$80mV$	$5,9V$	$3,1V$	903Ω
"	$40mV$	$4,5V$	$2,3V$	957Ω
"	$10mV$	$1,375V$	$0,68V$	1022Ω

$$Z_a = \frac{U_a - U_R}{U_R} R$$

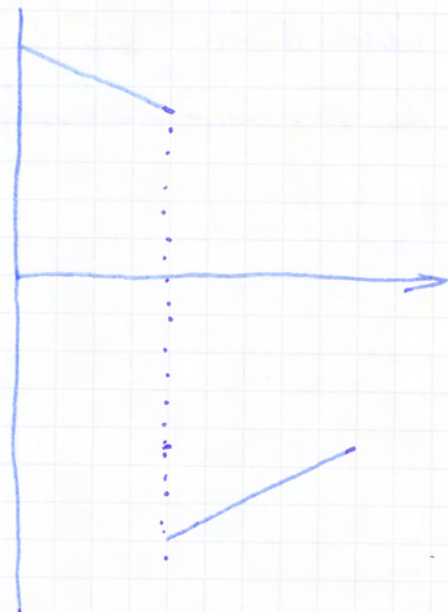
Aufgrund unserer Berechnungen erwarten wir einen Wert $Z_a = 920,6\Omega$. Damit liegt unser Messwert im selben Bereich scheint aber von der übrigen Messumgebung abhängig zu sein. ✓

e) Weiterhin wurde der „Dachfall“ bei Verwendung kleiner dimensionierter Kondensatoren für C_1 beobachtet.

Für $C_1 = 100nF$ erhielten wir auf dem Oszilloskop



; $C_1 = 1\mu F$

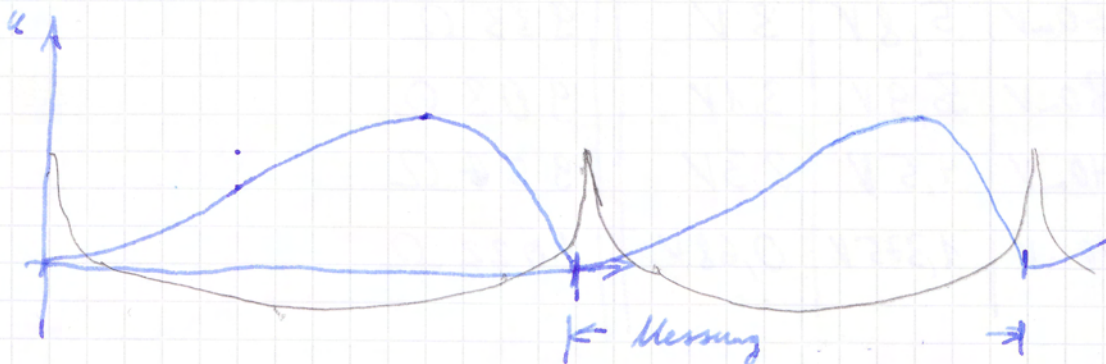


3.3 | Ausmessung des Ausgangssignals des Schwingkreises.

Aufbau nach Vorbereitung

Ausgangssignal:

Eingangssignal:



$$: 5,85 \text{ div} \cdot 0,2 \frac{\text{ms}}{\text{div}} = 1,17 \text{ ms} = T$$

$$f = \frac{1}{T} = \underline{\underline{854,7 \text{ Hz}}} \quad [\text{erw. } 955,51 \text{ Hz}]$$

Unsere ermittelte Frequenz ist somit etwas niedriger als erwartet. Dies kann darauf zurückzuführen sein, dass die Widerstände und Kondensatoren aufgrund von Abweichungs- und Überlastungseffekten nicht mehr mit ihren Nennwerten übereinstimmen. Dies ist auch eine mögliche Begründung für das von einer Sinusschwingung abweichende Signal.

✓
Sehr gut!