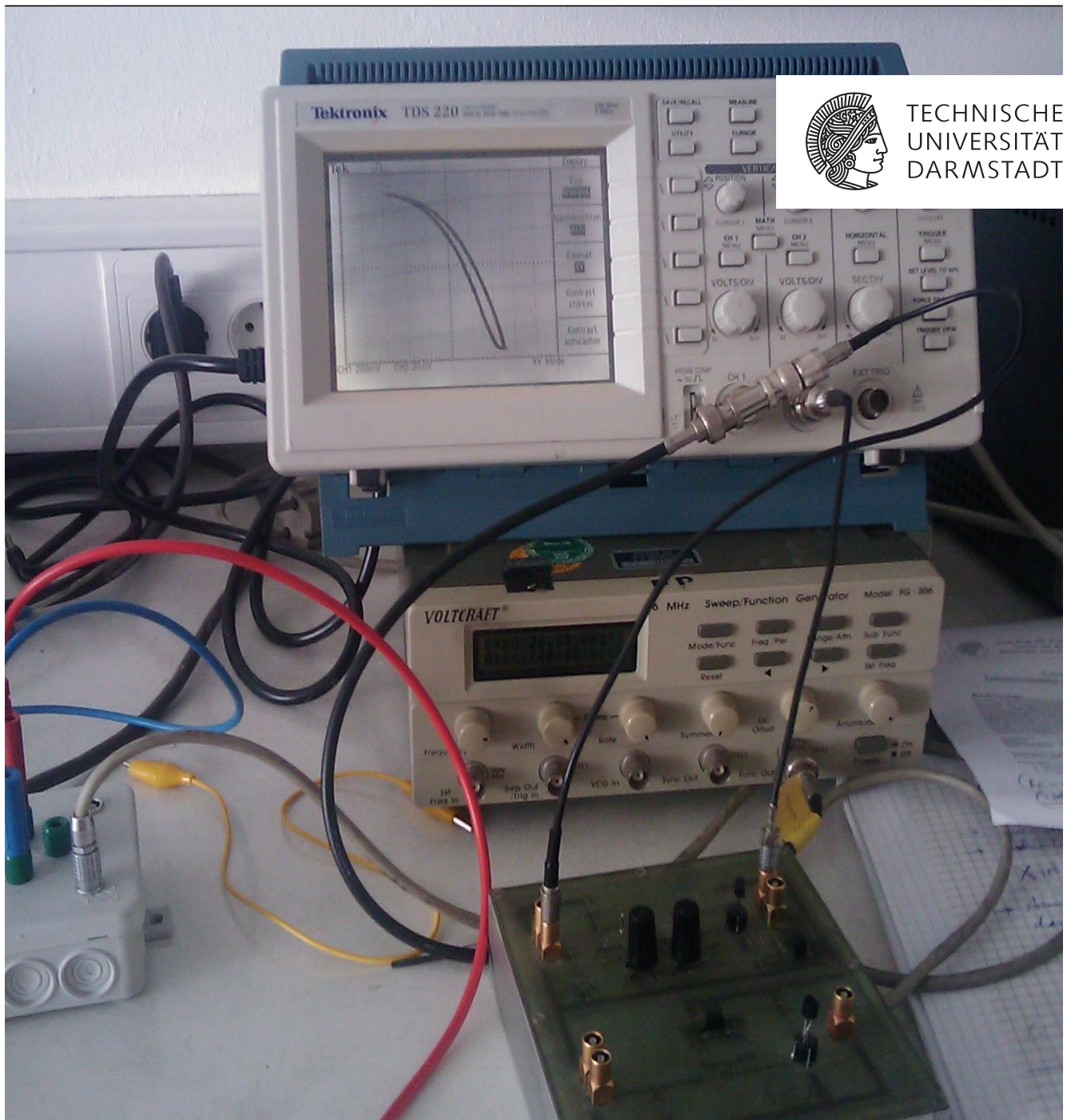


Transistorverstärker und digitale Bauelemente

Teilnehmer: Kirill Boguslavski, Oleg Nikiforov

Betreuer: Michael Reese

Datum: 23.05.2011



Wir versichern hiermit, dass wir den vorliegenden Bericht eigenständig und ohne Hilfe Dritter ausgearbeitet haben. Alle Zitate sind als solche gekennzeichnet. Alle Grafiken sind von uns erstellt worden.

Inhaltsverzeichnis

1	Vorbereitung	3
1.1	Einleitung	3
1.2	Halbleiter und Leitungsmechanismen	3
1.3	pn-Übergang und Diode	3
1.4	Transistor	4
1.5	Transistoren mit Stromgegenkopplung	5
1.6	Schaltzeiten von Transistoren	6
1.7	Boolsche Algebra	6
2	Auswertung	7
2.1	Die Messwerte	7
2.2	Fitfunktionen	8
2.3	Berechnung der Strom- und Spannungsverstärkung sowie des Basis-Emitter-Widerstands	8
2.3.1	Spannungsverstärkung	8
2.3.2	Stromverstärkung	9
2.3.3	Basis-Emitter-Widerstand	10
2.4	Diskussion der Ergebnisse	13

1 Vorbereitung

1.1 Einleitung

Transistoren und darauf aufbauende Bauelemente gehören heutzutage zu den wichtigsten von Menschen hergestellten Mechanismen, da sie bei jedem Prozessor und jeder elektronischen Schaltung eine zentrale Rolle spielen. Der aktuelle Versuch soll die Funktionsprinzipien der Transistoren und der damit aufgebauten grundlegenden logischen Schaltungen näher erläutern.

1.2 Halbleiter und Leitungsmechanismen

Ein Halbleiter hat ein Bänderschema, das aus einem Valenz- und einem Leitungsband besteht, die durch eine schmale Bandlücke voneinander getrennt sind (sie beträgt nur wenige eV, bei einem Isolator ist die Bandlücke deutlich größer) und in dieser Lücke befindet sich das Fermi-Niveau. Bei endlichen Temperaturen gibt es wegen des Boltzmann-Faktors Elektronen im Leitungsband, sodass im Valenzband so genannte Löcher oder Defektelektronen entstehen, die als bewegliche positiv geladene Ladungsträger betrachtet werden. Je höher die Temperatur, desto besser wird also die Eigenleitung, das heißt die elektrische Leitfähigkeit des Halbleiters bei angelegter Spannung. Um das Fermi-Niveau eines Halbleiters aus der Hauptgruppe IV (z. B. Si oder Ge) zu verschieben, können Halbleiter durch Verunreinigungen mit Elementen (aus der III. oder V. Hauptgruppe) besetzt werden, was Dotierung genannt wird. Positive Dotierung entsteht, wenn die Verunreinigung durch ein Element aus der III. Hauptgruppe, ein so genannter Akzeptor, erfolgt, wodurch ein Überschuss an Löchern relativ zum 4-wertigen Haupthalbleiter entsteht. Im Bändermodell formuliert, entstehen neue Energieniveaus knapp über dem Valenzband, sodass das Fermi-Niveau auf diesen Bereich fällt. Wegen des kleineren Energieabstands werden diese neuen Störniveaus von den Elektronen bei endlicher Temperatur besetzt (diese Elektronen sind nun lokalisiert) und im Valenzband entstehen frei bewegliche Löcher, der Halbleiter wird also p-leitend. Analog entsteht die n-Dotierung durch Hinzufügen von Elementen aus der V. Hauptgruppe (Donatoren), sodass zusätzliche Niveaus dicht unter dem Leitungsband gebildet werden und Elektronen aus diesen Niveaus in das Leitungsband angeregt werden. Bei beiden Dotierungsarten bleibt der Halbleiter allerdings elektrisch neutral. Ein p-dotierter Halbleiter hat also einen Überschuss an positiven freien Ladungsträgern (dies sind die Majoritätsladungen, entsprechend sind die negativen freien Ladungsträger die Minoritätsladungen), während ein n-dotierter einen Überschuss an negativen freien Ladungsträgern hat, sodass die Leitungsmechanismen p-Leitung (also vorwiegend erfolgt die elektrische Leitung durch Löcher) bzw. n-Leitung im Gegensatz zur Eigenleitung bei einem undotierten Halbleiter sind.

1.3 pn-Übergang und Diode

Wird nun ein p-dotierter mit einem n-dotierten Halbleiter verbunden, rekombinieren die freien Ladungsträger an der Grenzschicht (s. Abb. 1.1¹). Dadurch bleiben Ionenrümpfe zurück (Raumladungen), die beim p-dotierten negativ und beim n-dotierten positiv geladen sind und eine Sperrschicht zwischen beiden Halbleitern darstellen. Das hierdurch entstehende elektrische Feld erschwert die Rekombination der beweglichen Ladungsträger, bis sich ein dynamisches Gleichgewicht zwischen der Rekombination und der Bildung von Elektron-Loch-Paaren einstellt (dies ist die Raumladungszone, RLZ). Im Bändermodell formuliert, ist das chemische Potential bei beiden Halbleitern gleich, also haben sich auch ihre Fermi-Energien angeglichen (C steht in der Abbildung für Conduction und V für Valence, übersetzt Leitung und Valenz, womit die Bänder gemeint sind). Wird nun eine Spannung angelegt, dann muss zwischen der Sperr- und Durchlassrichtung unterschieden werden. In Sperrrichtung (Pluspol am n- und Minuspol am p-dotierten Halbleiter) wird die RLZ vergrößert und es können nur die Minoritätsladungen fließen, es entsteht nur ein kleiner (Sperr-)Strom. Wird die Spannung in umgekehrter Richtung angelegt, verkleinert sich die RLZ und es können Majoritätsladungen fließen, was einem viel größeren elektrischen Strom entspricht. Dies ist die Funktionsweise einer (Halbleiter-)Diode. Dabei sollte erwähnt werden, dass sich die RLZ in Richtung des weniger stark dotierten Halbleiters erstreckt.

¹ aus <http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/a/a3/Sperrschicht.png>

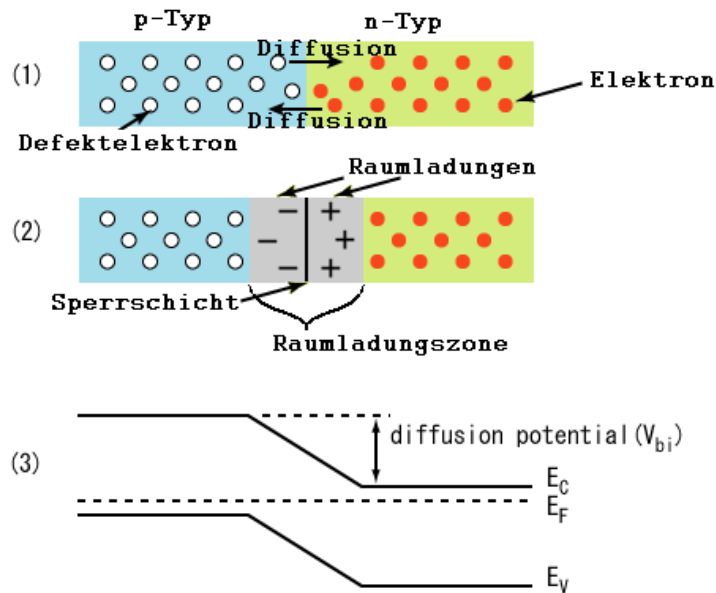


Abbildung 1.1: p-n Übergang

1.4 Transistor

Ein Transistor besteht aus drei unterschiedlich dotierten Halbleitern und zwei pn-Übergängen: pnp oder npn Übergänge, wobei der Halbleiter in der Mitte sehr dünn sein soll. Im folgendem wird der Aufbau von npn-Transistor erläutert, der pnp- Transistor funktioniert analog. Auf der Abb.1.2 ist der Aufbau eines Transistors skizziert. Beim

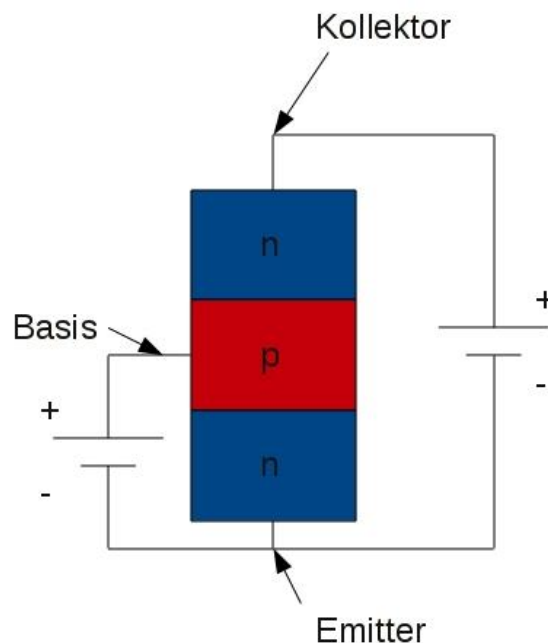


Abbildung 1.2: Schematischer Aufbau eines npn-Transistors

Anlegen einer Kollektor-Emitter Spannung fließt durch Transistor immer noch kein Strom, da diese Spannung im unteren pn-Übergang zwar in Durchlassrichtung angelegt ist, im oberen aber in der Sperrichtung liegt. Da die Spannung beim linken Stromkreis auch in Durchlassrichtung des unteren pn-Übergangs angelegt ist, fließt da ein Strom. Die Elektronen in diesem Strom bewegen sich langsam vom unteren n-dotierten Halbleiter zum p-dotierten. Durch Diffusion gelangen sie in den oberen n-dotierten Halbleiter und fließen über den Kollektor ab. Auf diese Wei-

se fließt ein Kollektor-Emitter Strom (KES) genau dann, wenn ein Basis-Emitter Strom (BES) vorhanden ist. Wenn die mittlere Schicht des Transistors klein genug ist kommt der größte Teil der Elektronen aus dem BES in den KES. und damit wird KES größer als BES, oder mit anderen Worten, BES wird durch Transistor verstärkt und als KES ausgegeben. Eine Spannungsverstärkung kann auch erzielt werden, indem an den Kollektor ein Widerstand R_C in Reihe geschaltet wird (siehe Abb. 1.3). Ein Transistor kann bis zu 1000-fachen Strom- und Spannungsverstärkung

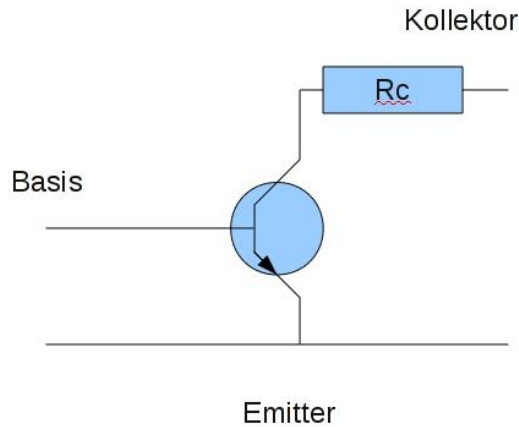


Abbildung 1.3: Schaltschema eines npn-Transistors mit Kollektorwiderstand R_C

erzielen. Der Eingangsstrom darf aber nicht beliebig groß werden. Ab einer gewissen eingangstromstärke wird keine Stromverstärkung mehr vorhanden sein, man nennt den Transistor in diesem Zustand "gesättigt".

1.5 Transistoren mit Stromgegenkopplung

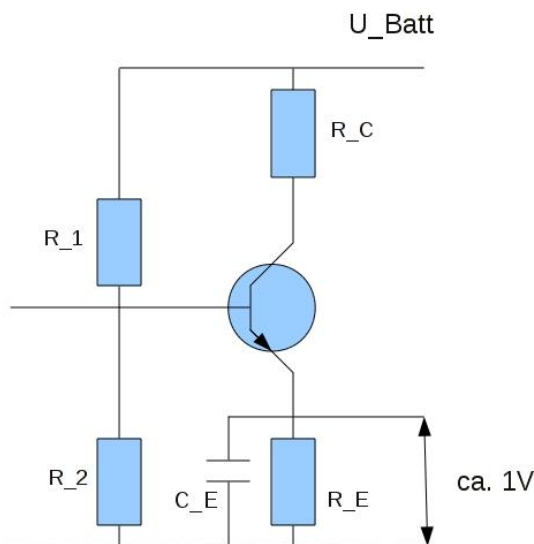


Abbildung 1.4: Transistorschaltung mit Stromgegenkopplung. R_1 und R_2 verhindern, dass der Transistor als Gleichrichter funktioniert

Der Transistor erwärmt sich bei längerem Betrieb, die Leitfähigkeit der Halbleiter steigt aufgrund der höheren Driftgeschwindigkeiten der Ladungsträger, die durch Transistor fließende Ströme erhöhen sich, was wiederum eine Erhöhung der Temperatur mit sich bringt. Letztendlich kann die Temperatur so hoch steigen, dass die Halbleiterkristalle zerstört werden. Um diesem Effekt entgegenzuwirken verwendet man entweder einen temperaturabhängigen

Widerstand oder eine zusätzliche Schaltung, wie sie auf der Abb.1.4 skizziert ist. Wenn der Kollektor-Emitter Strom sich aufgrund der Temperaturerhöhung vergrößert, steigt die Spannung U_E an dem Widerstand R_E , die Spannung U_2 an R_2 ändert sich nicht und damit ergibt sich für die Basis-Emitter Spannung U_{BE} jetzt eine kleinere Spannung:

$$U_{BE} = U_2 - U_E \quad (1.1)$$

1.6 Schaltzeiten von Transistoren

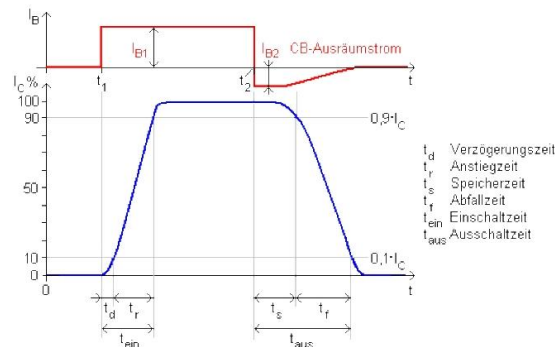


Abbildung 1.5: Schaltzeiten bei einem Transistor im Schalterbetrieb[3]

Ein Transistor kann als Schalter verwendet werden: ein Emitter-Kollektor Strom fließt nur bei Anwesenheit von Emitter-Basis Strom. Allerdings wird der Emitter-Kollektor Strom verzögert, weil die Basis-Emitter Sperrschicht erst verschwinden soll. Nach

1.7 Boolesche Algebra

Boolesche Algebra liefert wichtige Werkzeuge für logische Verbindungen. Eine logische Variable kann zwei Werte annehmen: "wahr"(1) und "falsch" (0). Auf der Algebra sind drei Verknüpfungen definiert:

- Konjunktion: $y = x_1 \cdot x_2 = x_1 x_2$ (UND-Verknüpfung)
- Disjunktion: $y = x_1 + x_2$ (ODER-Verknüpfung)
- Negation: $y = \bar{x}$

Für die Boolesche Algebra gelten Kommutativität, Assoziativität, Distributivität und die De Morgans Gesetze. Ausserdem gilt:

$$\text{Absorptionsgesetz: } x_1(x_1 + x_2) = x_1 \text{ und } x_1 + x_1 x_2 = x_1 \quad (1.2)$$

$$\text{Tautologie: } x x = x \text{ und } x + x = x \quad (1.3)$$

$$\text{Gesetz der Negation: } x \bar{x} = 0 \text{ und } x + \bar{x} = 1 \quad (1.4)$$

$$\text{Doppelte Negation: } \bar{\bar{x}} = x \quad (1.5)$$

$$\text{Operationen mit 0 und 1: } x \cdot 1 = x; x + 0 = x; x \cdot 0 = 0; x + 1 = 1; \bar{0} = 1; \bar{1} = 0 \quad (1.6)$$

2 Auswertung

2.1 Die Messwerte

Alle Spannungen wurden in Vpp gemessen (Spannungsdifferenz zwischen Maximum und Minimum in Volt). Wir haben eine Eingangsspannung $u_e = 72 \pm 8$ mVpp so gewählt, dass einerseits die Messung der Ausgangsspannung bei niedrigen Frequenzen möglich und andererseits der nötige lineare Bereich, den wir für unsere Berechnungen voraussetzen, gewährleistet war. Die Messung bestand darin, die Frequenz f der Wechselspannung zu variieren und dabei die Ausgangsspannung u_a mit Fehler Δu_a ohne zusätzlichen Basisvorwiderstand R und u'_a mit Fehler $\Delta u'_a$ mit zusätzlichem Basisvorwiderstand zu messen (s. Tabellen 2.1 und 2.2). Dies haben wir für jede Frequenz jeweils mit und ohne Stromgegenkopplung (SGK) durchgeführt, das heißt, wir haben jeweils Messungen mit dem Emitterwiderstand R_E und ohne diesen (man setze in den Gleichungen $R_E = 0$) gemacht. Dabei haben wir R mithilfe des Potentiometers so eingestellt, dass näherungsweise die halbe Spannungsverstärkung im Vergleich zur Messung ohne R auftritt, wodurch der Fehler für β nicht allzu groß wird, denn für $v' \ll v$ wäre die Messung von u'_a stark fehlerbehaftet und für $v' \approx v$ wäre $\frac{1}{v'} - \frac{1}{v} \ll 1$ und damit $\frac{1}{\frac{1}{v'} - \frac{1}{v}} = \frac{1}{u_e} g(u_a, u'_a) \gg 1$, was zu einem großen relativen Fehler $\frac{\Delta \beta}{\beta}$ führen würde, da dieser in diesem Fall mit $g(u_a, u'_a \approx u_a)$ skaliert (vgl. Glg. 2.6). Wir haben einen Fehler von $\frac{\Delta R}{R} = 2\%$ angenommen.

Man sollte nicht unerwähnt lassen, dass wir R_E bei der Messung ohne SGK aus der Schaltung nicht herausgenommen, sondern einen Kondensator hoher Kapazität ($680 \mu\text{F}$) zu diesem parallel geschaltet haben, sodass der Wechselstrom zusätzlich zu $R_E = 560 \Omega$ eine Impedanz der Größe $\frac{1}{\omega C} = 1471/f \Omega\text{Hz}$ sieht. Für die Frequenz $f = 50$ Hz bedeutet dies bereits, dass die Impedanz nur 5% von R_E beträgt, für 20 Hz sind es 13% und für 5 Hz sind es $52,5\%$. Demnach fließt bei Frequenzen ab 50 Hz näherungsweise der ganze Wechselstrom (der Kondensator lässt ja nur Wechselstrom, nicht aber Gleichstrom, durch) durch den Kondensator, sodass man im Wechselstrom-Ersatzbild einen Kurzschluss statt R_E einzeichnen darf - der Wechselstrom fließt ohne SGK und $R_E = 0$. Vor allem bei niedrigen Frequenzen ist diese Vereinfachung nicht mehr genau, sodass die Messwerte verfälscht sind.

Insgesamt unterschieden sich die Werte bei $f = 5$ Hz so stark von den restlichen Werten bzw. vom erwarteten Verlauf, sodass diese vollständig aus unseren Rechnungen herausgenommen wurden. Dies lag einerseits an der Problematik der Kondensatoren (bei niedrigen Frequenzen steigt ihre Impedanz und da wir mehrere Kondensatoren im Schaltkreis haben, werden unsere Daten stark verfälscht) und andererseits an der Schwierigkeit, richtige Messwerte abzulesen (beim Basis-Emitter-Widerstand entstanden teilweise Fehler in Höhe von 300% ! sowie unlogische Werte bei der Stromverstärkung).

f / kHz	u_a / Vpp	$\Delta u_a / \text{Vpp}$	u'_a / Vpp	$\Delta u'_a / \text{Vpp}$	$R / \text{k}\Omega$
0,005	0,01	0,003	0,008	0,005	110
0,02	0,6	0,05	0,4	0,05	110
0,05	1,75	0,25	1,06	0,06	50
0,5	11,1	0,6	4,5	0,2	10
1	13,4	0,5	7,4	0,2	4
2	14,2	0,5	5,9	0,25	6
5	14,2	0,5	7,0	0,3	4
50	14,2	0,5	6,6	0,3	4
250	13,4	0,4	5,4	0,8	2
404	11,6	0,5	3,6	0,3	2
500	10,7	0,5	3	0,4	2
1000	6,5	0,5	1,7	0,2	2
5000	1,64	0,5	0,6	0,1	2

Tabelle 2.1: Messung ohne SGK

f / kHz	u_a / V_{pp}	$\Delta u_a / V_{pp}$	u'_a / V_{pp}	$\Delta u'_a / V_{pp}$	R / k Ω
0,005	0,035	0,01	0,03	0,01	110
0,02	0,35	0,05	0,28	0,02	110
0,05	0,6	0,05	0,29	0,024	110
0,5	0,66	0,03	0,32	0,03	110
1	0,66	0,03	0,34	0,02	110
2	0,67	0,03	0,34	0,02	110
5	0,65	0,05	0,334	0,03	110
50	0,65	0,05	0,3	0,02	100
250	0,62	0,03	0,21	0,02	60
404	0,54	0,03	0,19	0,03	40
500	0,5	0,03	0,15	0,02	40
1000	0,33	0,03	0,1	0,02	30
5000	0,077	0,025	0,032	0,01	40

Tabelle 2.2: Messung mit SGK

2.2 Fitfunktionen

Um die Kurven $\ln v_{m/o}(\ln f)$ sowie $\ln \beta_{m/o}(\ln f)$, wobei die Indizes m für "mit SGK" und o für "ohne SGK" stehen, graphisch anzupassen und die Grenzfrequenzen a_{1i}, a_{2i}, a_{3i} (i steht für den Index m oder o) zu bestimmen, wurden

$$v_i(f) = \frac{A_i}{\left(\frac{f}{a_{1i}}\right)^{-b_{1i}} + \left(\frac{f}{a_{2i}}\right)^{b_{2i}} + 1} \quad (2.1)$$

sowie

$$\beta_i(f) = \frac{B_i}{\left(\frac{f}{a_{3i}}\right)^{b_{3i}} + 1} \quad (2.2)$$

benutzt. Dabei wurden alle Parameter so gewählt, dass sie positive Werte ergeben.

Die Funktionen können dadurch motiviert werden, dass sie näherungsweise die Summe dreier bzw. zweier Geraden in doppellogarithmischer Darstellung sind.

Setzt man einen Parameter a_{ji} ein, z.B. a_{1i} , so erhält man $\ln v_i(a_{1i}) = \ln A_i - \ln \left(1^{-b_{1i}} + \left(\frac{a_{1i}}{a_{2i}}\right)^{b_{2i}} + 1\right) \approx \ln A_i - \ln 2$, also

$$v_i(a_{1i}) = v_i(a_{2i}) = \frac{A_i}{2}$$

Eine Grenzfrequenz f_G ist so definiert, dass an ihrer Stelle die Funktion um 3 dB gegenüber dem Plateau-Wert gefallen ist¹. Man hat also für eine Funktion v mit Plateauwert A : $3 \text{ dB} \doteq 10 \lg \frac{A}{v(f_G)} \text{ dB}$, was umgeformt $\frac{v(f_G)}{A} = 10^{-0,3} \approx \frac{1}{2}$ ergibt. Damit sind unsere a_{ji} gerade die Grenzfrequenzen der Funktionen.

2.3 Berechnung der Strom- und Spannungsverstärkung sowie des Basis-Emitter-Widerstands

2.3.1 Spannungsverstärkung

Die Spannungsverstärkung ist als

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

¹ S. dazu Tietze/Schenk, Halbleiterschaltungstechnik, 2. Aufl., S. 73

Spannung	A_i	ΔA_i	a_{1i}	Δa_{1i}	a_{2i}	Δa_{2i}	b_{1i}	Δb_{1i}	b_{2i}	Δb_{2i}
m	9,2	0,1	19,1	0,8	$1051 \cdot 10^3$	$51 \cdot 10^3$	2,34	0,31	1,53	0,10
o	203	4	211	22	$932 \cdot 10^3$	$55 \cdot 10^3$	1,40	0,11	1,57	0,14

Tabelle 2.3: Parameter Spannungsverstärkung (die a_{ji} und ihre Fehler sind in Hz angegeben, die übrigen Größen sind dimensionslos)

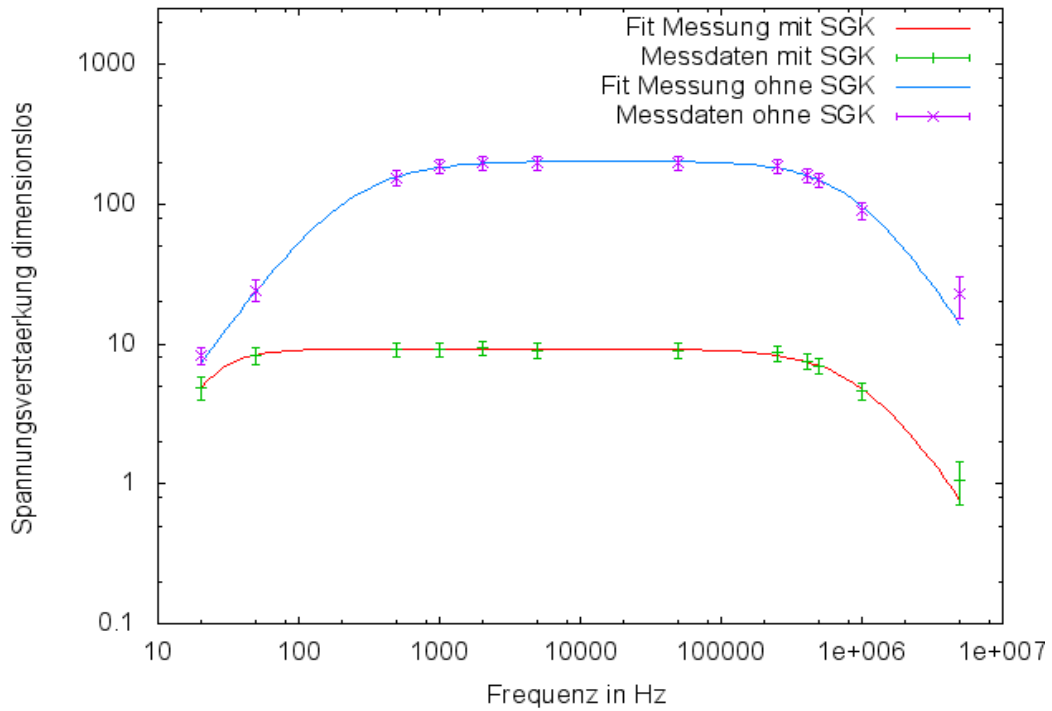


Abbildung 2.1: Spannungsverstärkung mit und ohne SGK, Fits nach Glg. 2.1

definiert, wobei wir hier trotz der alle Größen als positiv betrachten und die invertierende Eigenschaft unseres Verstärkers außer Acht lassen (vgl. mit dem folgenden Absatz). Daraus folgt der Gauß-Fehler

$$\Delta v = v \sqrt{\left(\frac{\Delta u_a}{u_a}\right)^2 + \left(\frac{\Delta u_e}{u_e}\right)^2} \quad (2.3)$$

Diese Formeln gelten sowohl mit als auch ohne SGK.

Die Auftragung Spannungsverstärkung / Frequenz kann der Abb. 2.1 entnommen werden, wobei die Werte bereits mit den Fitfunktionen der Form Glg. 2.1 angepasst wurden. Die Parameterwerte können Tabelle 2.3 entnommen werden.

2.3.2 Stromverstärkung

Für die Spannungsverstärkung haben wir oben

$$v := |v| = -v = \frac{\beta R_C}{r_{BE} + (1 + \beta)R_E} \quad (2.4)$$

hergeleitet, sodass die Spannungsverstärkung mit Basisvorwiderstand nun

$$v' := |v'| = -v' = \frac{\beta R_C}{r_{BE} + R + (1 + \beta)R_E}$$

Strom	B_i	ΔB_i	a_{3i}	Δa_{3i}	b_{3i}	Δb_{3i}
m	172,6	3,5	$113,6 \cdot 10^3$	$12,4 \cdot 10^3$	1,35	0,13
o	141,6	4,4	$133,4 \cdot 10^3$	$19,5 \cdot 10^3$	1,36	0,18

Tabelle 2.4: Parameter Stromverstärkung (die a_{3i} und ihre Fehler sind in Hz angegeben, die übrigen Größen sind dimensionslos)

beträgt (es wurde der Basis-Emitter-Widerstand r_{BE} durch die Summe $r_{BE} + R$ ersetzt, da durch beide Widerstände derselbe Basisstrom fließen muss). Das Minuszeichen bedeutet, dass unsere Schaltung invertierend ist, im Folgenden schreiben wir aber v statt $|v|$ und v' statt $|v'|$, sodass wir $v, v', u_e, u_a, u'_a > 0$ definieren.

Dieses Gleichungssystem kann man zu

$$\begin{aligned} r_{BE} + R + (1 + \beta)R_E &= \frac{\beta R_C}{v'} \\ r_{BE} + (1 + \beta)R_E &= \frac{\beta R_C}{v} \end{aligned}$$

umformen, woraus durch Subtraktion beider Gleichungen und elementarer Umformung

$$\beta = \frac{R}{R_C} \frac{1}{\frac{1}{v'} - \frac{1}{v}} = \frac{R}{u_e R_C} \cdot g(u_a, u'_a) \quad (2.5)$$

mit $g(u_a, u'_a) = \frac{1}{\frac{1}{u'_a} - \frac{1}{u_a}}$ folgt. Diese Darstellung ermöglicht eine einfache Formel für die Gauß'sche Fehlerfortpflanzung von β , denn es gilt für die partiellen Ableitungen $\frac{\partial \beta}{\partial R} = \frac{\beta}{R}$, $\frac{\partial \beta}{\partial u_e} = -\frac{\beta}{u_e}$, $\frac{\partial \beta}{\partial u_a} = \frac{\partial \beta}{\partial g} \frac{\partial g}{\partial u_a} = -\frac{\beta}{g} \frac{g^2}{u_a^2} = -\beta g \frac{1}{u_a^2}$ und analog $\frac{\partial \beta}{\partial u'_a} = \beta g \frac{1}{u_a'^2}$. Dabei sind R, u_e, u_a und u'_a unabhängige Messgrößen. Folglich gilt

$$\begin{aligned} \Delta \beta &= \sqrt{\left(\frac{\partial \beta}{\partial u_a} \Delta u_a\right)^2 + \left(\frac{\partial \beta}{\partial u'_a} \Delta u'_a\right)^2 + \left(\frac{\partial \beta}{\partial R} \Delta R\right)^2 + \left(\frac{\partial \beta}{\partial u_e} \Delta u_e\right)^2} \\ &= \sqrt{(\beta g)^2 \left(\left(\frac{\Delta u_a}{u_a^2}\right)^2 + \left(\frac{\Delta u'_a}{u_a'^2}\right)^2\right) + \left(\frac{\beta}{R} \Delta R\right)^2 + \left(\frac{\beta}{u_e} \Delta u_e\right)^2} \\ &= \beta \sqrt{g^2 \left(\left(\frac{\Delta u_a}{u_a^2}\right)^2 + \left(\frac{\Delta u'_a}{u_a'^2}\right)^2\right) + \left(\frac{\Delta R}{R}\right)^2 + \left(\frac{\Delta u_e}{u_e}\right)^2} \quad (2.6) \end{aligned}$$

In den Abb. 2.2 und 2.3 sind die Stromverstärkung ohne und mit SGK über der Frequenz aufgetragen, wobei die Messpunkte mithilfe von Glg. 2.2 angepasst wurden. Es ergaben sich die Parameter, die in Tabelle 2.4 zu sehen sind.

2.3.3 Basis-Emitter-Widerstand

Aus der Glg. 2.4 folgt für den Basis-Emitter-Widerstand

$$\begin{aligned} r_{BE} &= \frac{\beta R_C}{v} - (1 + \beta)R_E \\ &= \beta(u_e, u_a, u'_a, R) \cdot \left(\frac{u_e R_C}{u_a} - R_E\right) - R_E \quad (2.7) \end{aligned}$$

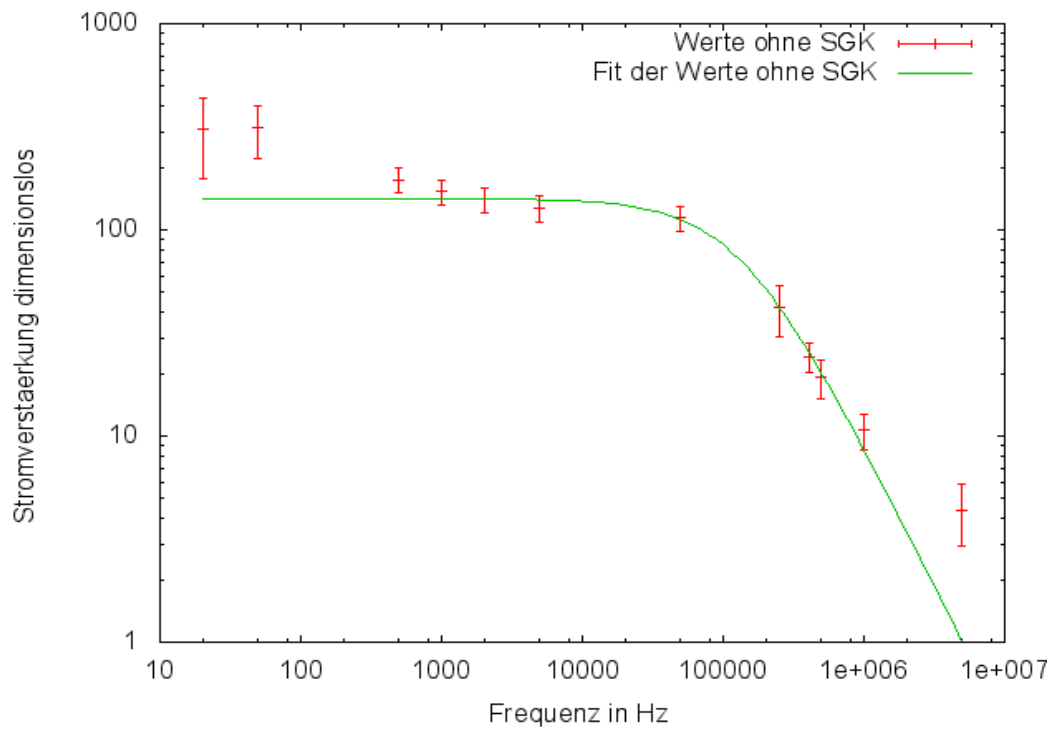


Abbildung 2.2: Stromverstaerkung ohne SGK, Fit mit Glg. 2.2

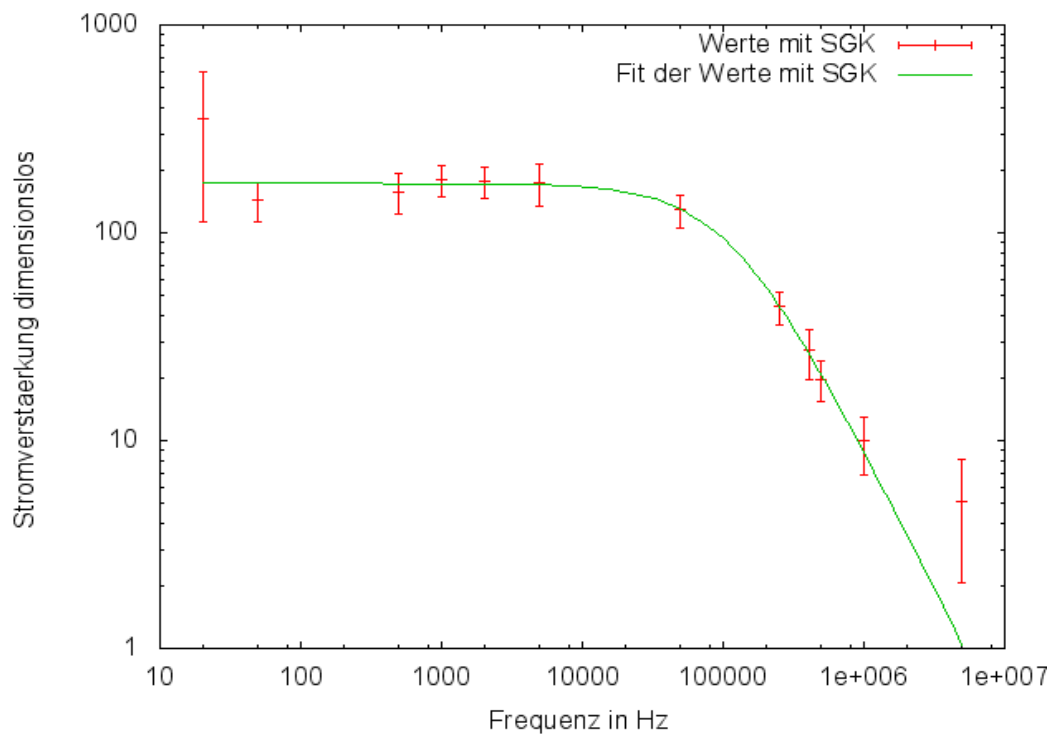


Abbildung 2.3: Stromverstaerkung mit SGK, Fit mit Glg. 2.2

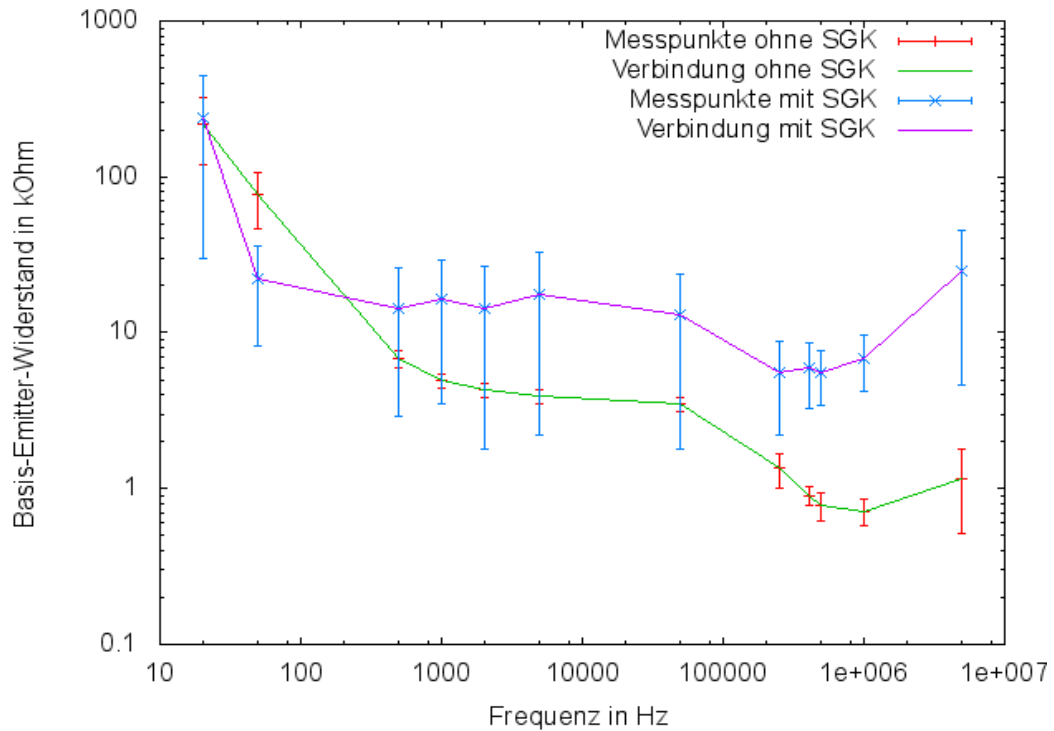


Abbildung 2.4: Basis-Emitter-Widerstände beider Schaltungen

Die Formel für die Gauß'sche Fehlerfortpflanzung berechnet sich ebenfalls über partielle Ableitungen und wir haben r_{BE} bereits mit den vier unabhängigen Größen ausgedrückt (β und ν sind abhängig, also wäre eine solche Fehlerfortpflanzung nicht zulässig), nach denen wir ableiten müssen. Es ergibt sich

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial r_{BE}}{\partial u_a} &= \frac{\partial \beta}{\partial u_a} \left(\frac{u_e R_C}{u_a} - R_E \right) - \frac{\beta u_e R_C}{u_a^2} \\
 &= -\beta \frac{1}{u_a^2} \left(\frac{g u_e R_C}{u_a} - g R_E + u_e R_C \right) \\
 \frac{\partial r_{BE}}{\partial u'_a} &= \beta g \frac{\left(\frac{u_e R_C}{u_a} - R_E \right)}{u_a^2} \\
 \frac{\partial r_{BE}}{\partial u_e} &= \frac{\partial \beta}{\partial u_e} \left(\frac{u_e R_C}{u_a} - R_E \right) + \frac{\beta R_C}{u_a} \\
 &= -\frac{\beta}{u_e} \left(\frac{u_e R_C}{u_a} - R_E \right) + \frac{\beta R_C}{u_a} \\
 &= \beta \frac{R_E}{u_e} \\
 \frac{\partial r_{BE}}{\partial R} &= \frac{\beta}{R} \left(\frac{u_e R_C}{u_a} - R_E \right)
 \end{aligned}$$

sowie $\Delta r_{BE} = \sqrt{\left(\frac{\partial r_{BE}}{\partial u_a} \Delta u_a \right)^2 + \left(\frac{\partial r_{BE}}{\partial u'_a} \Delta u'_a \right)^2 + \left(\frac{\partial r_{BE}}{\partial R} \Delta R \right)^2 + \left(\frac{\partial r_{BE}}{\partial u_e} \Delta u_e \right)^2}$. und ohne diese voneinander sichtbar unterscheiden, kann man schließen, dass die Spannungsverstärkung eine Schalt

Für beide Schaltungen (also ohne und mit SGK) ist r_{BE} in Abb. 2.4 über der Frequenz doppellogarithmisch aufgetragen.

2.4 Diskussion der Ergebnisse

Bei der Spannungsverstärkung (s. Tabelle 2.3 und 2.1) ergaben sich zwei sich voneinander deutlich unterscheidende Grenzfrequenzen $a_{1o} = 211$ Hz und $a_{1m} = 19,1$ Hz, während die beiden hinteren Grenzfrequenzen dichter beieinander liegen, jedoch $a_{2o} < a_{2m}$ gilt. Damit ist das Plateau bei ν_m breiter als das von ν_o . Grundsätzlich sind die Werte mit SGK größer als diejenigen ohne SGK, was natürlich daran liegt, dass bei SGK der Strom zu Ungunsten der Spannungsverstärkung stabilisiert wird. Zur Begrenzung des Spannungsplateaus kommt es, weil bei niedrigen Frequenzen der Schaltkreis wie ein Hochpass fungiert und bei hohen Frequenzen der charakteristische Abfall des Transistors bemerkbar wird, wobei sich die Grenzfunktionen mit ca. 100 kHz bei der Spannungs- und ca. 120 kHz bei der Stromverstärkung leicht unterscheiden. Daraus, dass die beiden Kurven mit der SGK und ohne diese sichtbar unterschiedlich sind, kann man schließen, dass die Spannungsverstärkung eine schaltkreisabhängige Größe ist. Dies stimmt mit der Theorie überein.

Im Gegensatz dazu müsste die Stromverstärkung eine transistorabhängige Größe sein, das heißt, dass bei beiden Schaltkreisen die Funktionen $\beta_i(f)$ identisch sein müssten. Dies ist bei uns relativ gut erfüllt, da sich die Messgenauigkeiten der Grenzfrequenzen $a_{3o} = (133,4 \pm 19,5) \cdot 10^3$ Hz und $a_{3m} = (113,6 \pm 12,4) \cdot 10^3$ Hz überlappen und die b_{3i} mit 1,35 bzw. 1,36 ohnehin dicht beieinander liegen (vgl. Tabelle 2.4 und Abb. 2.2 sowie 2.3). Die Plateau-Werte selbst sind allerdings etwas unterschiedlich.

Bei hohen Frequenzen setzt das charakteristische Transistorverhalten ein, bei dem mit steigender Frequenz die freien Ladungsträger aufgrund ihrer endlichen Beweglichkeit kürzere Distanzen zwischen der p-Schicht und der angrenzenden n-Schichten zurücklegen (im Basisstromkreis), sodass effektiv weniger freie Ladungsträger zum Kollektorstrom hinzukommen können. Damit fällt also (ab einer Grenzfrequenz, bis zu der die kürzeren Distanzen keine Rolle spielen,) die Stromverstärkung mit steigender Frequenz. Bei niedrigen Frequenzen kommen die Einflüsse der Kondensatoren in den Schaltungen zur Geltung, was bei der Schaltung ohne SGK zu einem Anstieg der Messwerte bei niedrigeren Frequenzen erklärt. Aus diesem Grunde scheint die Messung mit SGK genauer zu sein, was sich im Fehler bei der Anpassung der Werte äußert.

Kurven des Basis-Emitter-Widerstands sind in ihrem grundsätzlichen Verlauf bei beiden Schaltungen ähnlich, mit der Ausnahme, dass ohne SGK die Werte in der Regel kleiner sind als mit SGK. Der Widerstand fällt mit steigender Frequenz bis ca. 1 MHz, wonach er wieder ansteigt. Es entstehen zwei Plateaus, und zwar zwischen 1 und 100 kHz sowie zwischen 500 kHz und 1 MHz. Bei kleinen Frequenzen ist der Abfall des Widerstands allerdings etwas unterschiedlich, denn der Widerstand bei Schaltung mit SGK ist zunächst kleiner als derjenige ohne SGK, fällt früher in das oben genannte erste Plateau, während der Widerstand ohne SGK kleiner wird. Interessant ist, dass bei 20 Hz beide Basis-Emitter-Widerstände annähernd gleich groß sind.

Literaturverzeichnis

- [1] Einführung in die Elektronik, Jean Pütz, Kap 4,5,6
- [2] Halbleiterschaltungstechnik, Tietzke/Schenk, 2. Aufl., Kap. 6.1-6, 16, 17
- [3] <http://www.elektroniktutor.de/analog/schaltr.html>, 10.06.2011