

Hinweis

Das vorliegende Protokoll wurde im Rahmen der jeweiligen Lehrveranstaltung an der Universität Bonn erstellt. Sofern im oberen Teil der ersten Seite oder auf der unten angegebenen Webseite nicht anders vermerkt, wurde dieses Protokoll von mir, Marvin Zanke, alleine angefertigt und eingereicht. Bei allem in einer anderen Farbe als dem üblichen Blau handelt es sich in der Regel um Korrekturen von mir oder des Tutors. Für mehr Informationen und meine gesamten Unterlagen, siehe:

<https://www.physics-and-stuff.com/>

Ich erhebe keinen Anspruch auf Richtigkeit und Vollständigkeit des vorliegenden Protokolls! Dies gilt ebenso für obengenannte Korrekturen.

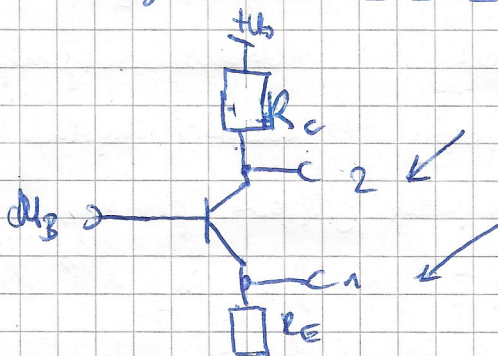
Dieses Werk von [Marvin Zanke](#) ist lizenziert unter einer [Creative Commons Namensnennung – Nicht-kommerziell – Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International Lizenz](#).

31.08.2016 Versuch 4: Transistorverstärker

Im zweiten Teil dieses Doppelversuchs geht es um weitere Anwendungsmöglichkeiten von Transistoren in Schaltungen. Dabei untersucht man die verstärkenden Transistorschaltungen, sowohl die Stromverstärkung, als auch die Spannungsverstärkung (invertierend) und die Frequenzabhängigkeit sowie die Erhöhung der Bandbreite und die sogenannte Spannungsgegenkopplung.

Theorie

Emitterfolger und Emitterschaltung: Stromverstärkung $\beta = \frac{dI_E}{dI_B}$



$U_E = U_B - U_{BE} = U_B - 0,6V$
Abgriff 2: Emitterschaltung (Inv. Spannungsverst.)

Abgriff 1: Emitterfolger (Stromverstärkung)

Bei Emitterfolger: • Wechselspannungsverstärkung $v = \frac{dU_E}{dU_B} \approx 1$

• Verhältnis Ausgangs-/Eingangswiderstand:

$$\frac{r_{out}}{r_{in}} = \frac{R_E}{r_{BE} + R_E} \approx \frac{1}{\beta}, \quad r_{BE} = \frac{dU_{BE}}{dI_B}$$

• als Impedanzwandler verwendbar, denn

Spannungsv. ~ 1 , Stromv. ~ 100

Bei Emitterschaltung: • Spannungsverstärkung: $v = \frac{dU_C}{dU_B} \approx -\frac{R_C}{R_E}$

$$\text{(Phase } 180^\circ\text{)} \\ = -\frac{\beta R_C}{r_{BE} + R_E}$$

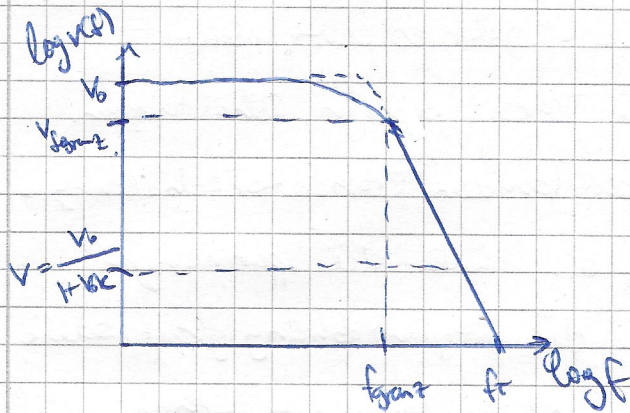
$\rightarrow v_0 = -\beta \frac{R_C}{r_{BE}}$ für $R_E = 0$ (möglichst)

• Spannungsverst. groß ($R_C > r_{BE}$, $\beta \gg 1$), Hintereinanderschaltung

• Gegenkopplungsfaktor K : Bruchteil Ausgangsspannung der

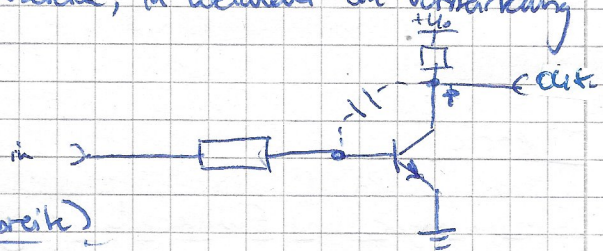
Spannung U_{BE}

Frequenzverhalten der Verstärkung

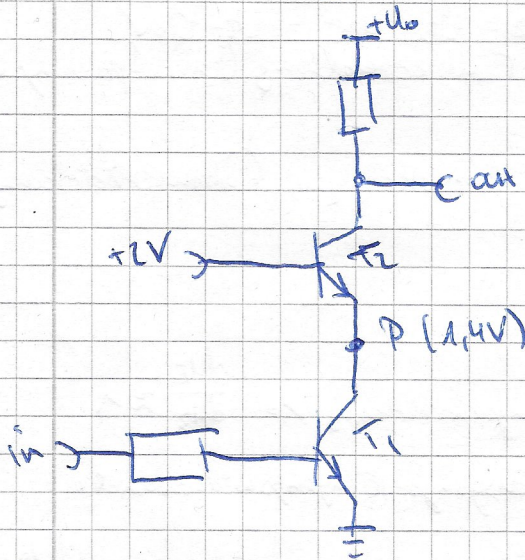


Abklingen der Verstärkungskurve oberhalb von f_{granz} ist u.a. bedingt durch wechselfläufige Rückkopplung der Kollektorspannung auf Basis durch parasitäre Kapazität C_{ce} (Miller-Effekt)

Die Bandbreite ist der Frequenzbereich, in welchem die Verstärkung konstant ist.



Kaskodenschaltung (Erhöhung Bandbreite)



Verringerung der wechselfläufigen Rückwirkung des Kollektors auf Basis (T₂ vermeidet großen Spannungshub in P) - Spannungsänderung in P viel geringer als Änderung der Ausgangsspannung.

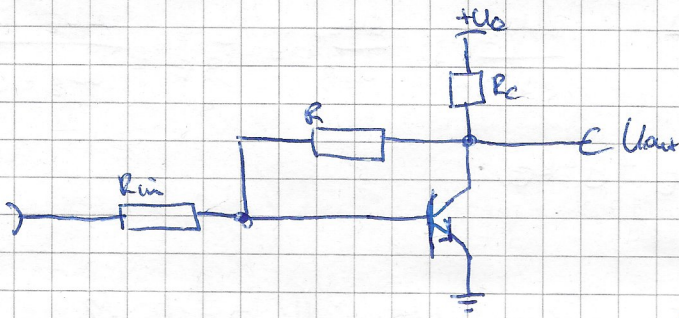
Gegenkopplung (Erhöhung Bandbreite)

Man verringert die Verstärkung durch Gegenkopplung um Faktor gegenüber Leerlaufverstärkung, welches der Faktor ist, um den sich die nutzbare Bandbreite des Verstärkers erhöht.

$$f_{granz,ge} = f_{granz} \cdot \frac{v_0}{v_0(1-a)}$$

Spannungsgegenkopplung

Bisher Gegenkopplung durch Emittierwiderstand R_E (Stromgegenkopplung; weil gegenkoppelnde Wirkung \sim Strom).



• R stellt Basispotential ein (+ Arbeitspunkt)
und koppelt Spannung
 am Kollektor zurück auf die Basis \swarrow Ausgangsspannung

Transistorverstärker Emittererschaltung / mit Spannungsgkopplung

- durch Gegenkopplung verkleinert sich dI_B (Transistor-Sauerstrom) bei geg. Eingangsspannung U_{in} .
- wechselfrequenzunabhängige Aufhebung der Rückkopplung durch Einbau eines Kondensators.

Voraufgaben

Aufgabe K: (1) $r_{BE} = \frac{dU_{BE}}{dI_B}$, (2) $\beta = \frac{dI_E}{dI_B}$

(2) $\Leftrightarrow dI_E = \beta \cdot dI_B \Leftrightarrow \frac{dU_E}{R_E} = \beta \cdot dI_B \Leftrightarrow \frac{dU_E}{R_E} = \beta \cdot R_E \cdot dI_B$

(1) $\Leftrightarrow r_{BE} = \frac{dU_B - dU_E}{dI_B} \Leftrightarrow \underline{dU_B} = r_{BE} \cdot dI_B + dU_E = r_{BE} \cdot dI_B + \beta R_E \cdot dI_B$

$\Rightarrow v = \frac{dU_E}{dU_B} = \frac{\beta R_E \cdot dI_B}{r_{BE} \cdot dI_B + \beta R_E \cdot dI_B} = \frac{\beta R_E}{r_{BE} + \beta R_E}$

Aufgabe L: Mit dem Kollektorwiderstand R_C wird der Strom am Transistor begrenzt. Dieser stellt also eine Art Sicherung dar.

Aufgabe M: $r_{in} = \frac{dU_B}{dI_B}$, $r_{out} = \frac{dU_E}{dI_E}$

$\Rightarrow \frac{r_{out}}{r_{in}} = \frac{dU_E}{dI_E} \cdot \frac{dI_B}{dU_B} = \frac{dU_E}{dU_B} \cdot \frac{dI_B}{dI_E} = v \cdot \frac{1}{\beta}$

$= \frac{R_E}{r_{BE} + \beta R_E} \approx \frac{1}{\beta} \quad (v \approx 1)$

$$\text{Aufgabe N: } r_{in} = \frac{dU_B}{dI_B} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} + \frac{dU_E}{dI_B} = r_{BE} + \frac{dU_E \cdot dI_E}{dI_E \cdot dI_B}$$

$$= r_{BE} + \beta \cdot R_E$$

$$\text{Aufgabe O: } dU_B = r_{BE} \cdot dI_B + dU_E, \quad dU_C = -dI_C \cdot R_C,$$

$$dU_E = R_E \cdot \beta \cdot dI_B = R_E \cdot dI_E$$

$$dI_E = \beta \cdot dI_B, \quad dI_C = \beta \cdot dI_B$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow v &= \frac{dU_C}{dU_B} = - \frac{dI_C \cdot R_C}{r_{BE} \cdot dI_B + dU_E} = - \frac{\beta \cdot dI_B \cdot R_C}{r_{BE} \cdot dI_B + R_E \cdot dI_E} \\ &= - \frac{\beta \cdot dI_B \cdot R_C}{r_{BE} \cdot dI_B + R_E \cdot \beta \cdot dI_B} = - \frac{\beta \cdot R_C}{r_{BE} + \beta \cdot R_E} \end{aligned}$$

$$\text{Aufgabe P: } \frac{1}{v} = \frac{1}{v_0} + \frac{R_E}{R_C} = \frac{1}{v_0} + k \Leftrightarrow v = \frac{1}{\frac{1}{v_0} + k} = \frac{v_0}{1 + k v_0} \quad (1)$$

$$\Rightarrow \frac{dv}{dv_0} = \frac{(1 + k v_0) - k v_0}{(1 + k v_0)^2} = \frac{1}{(1 + k v_0)^2}$$

$$\Rightarrow \frac{dv}{v} = \frac{dv_0}{v_0} \cdot \frac{1}{(1 + k v_0)^2} \stackrel{(1)}{=} \frac{dv_0}{v_0} \cdot \frac{1 + k v_0}{(1 + k v_0)^2}$$

$$= \frac{dv_0}{v_0} \cdot \frac{1}{1 + k v_0} \stackrel{(1)}{=} \frac{dv_0}{v_0} \cdot \frac{v}{v_0}$$

Aufgabe Q: Für steigende Frequenzen wird der kapazitive Blindwiderstand der Kapazität C_{cs} kleiner. Dadurch fällt eine geringere Spannung zwischen Kollektor und Emitter ab, was wiederum Einfluss auf die Verstärkung hat.

Aufgabe R: Mit der Kaskodenschaltung soll die wechsellspannungsmäßige Rückwirkung des Kollektors auf die Basis verringert werden (Miller-Effekt in ± 1). Dabei stabilisiert T_2 den Kollektorstrom von T_1 , indem man an die Basis von T_2 eine konstante

Spannung anlegt (2V). Eine konstante Spannung zwischen Basis und Emittter führt zu konstanter Spannung in P (1,4V). Für T_n ist dies nun die Kollektor-Spannung
 ↳ kein Miller Effekt.

Ändert sich der Strom in T₂ um dI_E , so ändert sich auch der Spannungsabfall zwischen Basis und Emittter, und wegen konstanter Basis-Spannung auch die Spannung in P.
 Höherer Strom in T₂ ↳ Verminderung der Spannung in P.

Aufgabe S: Die Transitfrequenz f_t bleibt unverändert. Damit gilt

$$\text{dann: } f_{\text{grenz}} \cdot V_0 = f_{\text{grenz,ge}} \cdot V(t=0)$$

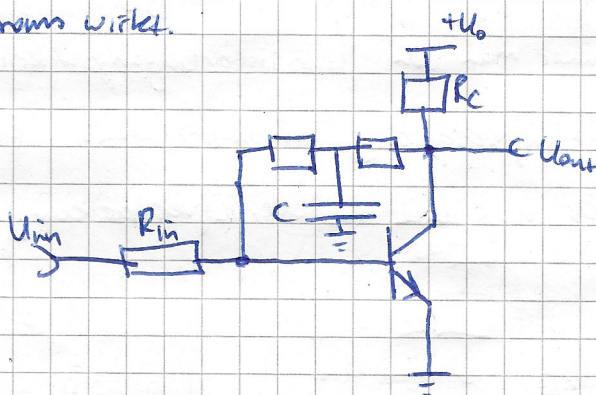
$$\Leftrightarrow f_{\text{grenz,ge}} = f_{\text{grenz}} \frac{V_0}{V(t=0)}$$

Aufgabe T: Die Basis-Spannung ist nicht mehr abhängig von der

Operations-Spannung. Höhere Temperatur ↳ höherer Kollektorstrom ↳ Abfall Spannung an Kollektor und Emittter.

↳ Basis-Kontrollstrom durch U_{CE} und β sorgt dafür, dass das Impuls-Signal des Transistors fällt und sich gegen den Anstieg des Kollektorstroms wirtet.

Aufgabe U:

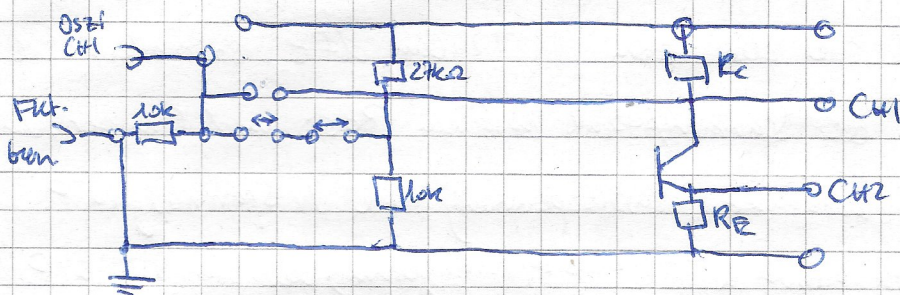


Der Widerstand ist geteilt und die Rückkopplung wird aufgehoben.

Versuchsaufbau und Durchführung

Im ersten Teil dieses zweiten Versuchsteils geht es noch einmal

- um den Emitterfolger. Dazu baut man erneut auf Schaltbrett 1 auf:

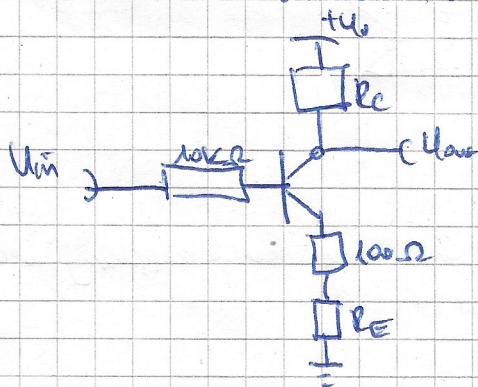


Nun misst man zuerst die Spannungsverstärkung in Abhängigkeit von dem Emitterwiderstand R_E und vom Kollektorwiderstand R_C .

Daneben schaut man sich den Emitterfolger als Impedanzwandler an, wozu man auf Schaltbrett 1 einen invertierenden Transistorverstärker aufbaut und auf Schaltbrett 2 einen Emitterfolger mit dem npn-Dipol-Transistor. Man überprüft seine Eingang-/Ausgangssignale mit einem Lautsprecher.

Im zweiten Versuchsteil behandeln wir die Emitter-schaltung (invertierender Transistorverstärker), welche auf Schaltbrett 1 aufgebaut wird. Man bestimmt Phasenbeziehung zwischen Eingang und Ausgang und bestimmt die Spannungsverstärkung in Abhängigkeit von R_E und R_C . Außerdem bestimmt man den Transistor-eingangswiderstand über die Hemmung der Spannungsverstärkung für $R_E = 0 \Omega$, $R_C = 390 \Omega$.

Hieraus ermittelt man auch die Leerlaufverstärkung u_0 .

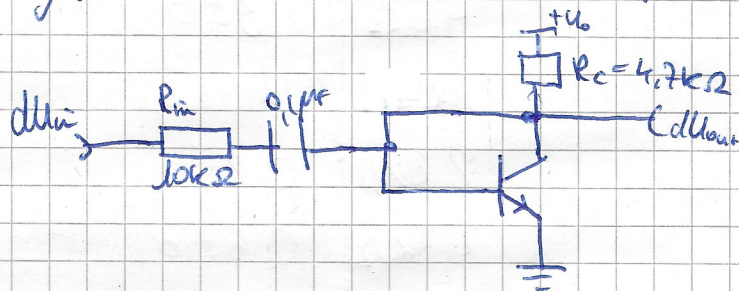


$$\left(\begin{array}{l} \Delta U_B = 0,5V_{SS} \\ R_E = R_C = 390 \Omega \\ U_B \approx 1,5V \end{array} \right) \text{ Variert, später mehr}$$

Im dritten Versuchsteil geht es um die wechsellstrommäßige Aufhebung der Gegenkopplung. Die Basisvorspannung U_B wird innerhalb des Aussteuerbereichs variiert für verschiedene R_E . Zusätzlich überprüft man das Ganze mit einem Kondensator parallel zu R_E .

Im vierten Versuchsteil geht es um das Frequenzverhalten und die Kaskaden Schaltung. Auf Schaltbrett 2 wird eine Emitterschaltung aufgebaut. Man misst die Wechselspannungsverstärkung gegen die Frequenz einer Sinusspannung und ermittelt Transitfrequenz und Bandbreite. Man wiederholt die Messung für die Kaskadenschaltung.

Im letzten Teil schauen wir uns den Verstärker mit Spannungsgegenkopplung an. Auf Schaltbrett 1 bauen wir auf:



Wir messen Spannungsverstärkung für ein bestimmtes R_{in} und f und schauen uns Verstärkung bzw. Eingangssignal vor und hinter R_{in} an.

Messung

Teil 1: $u_{in} = 0,2$ V_{eff}, $U_B = 2$ V, $\nu = (500 \pm 5)$ Hz, $R_C = 390 \Omega$

Bild mit 390Ω

R_E	U_{pp} in V _{eff}
390Ω	$1,9 \pm 0,1$
$1k\Omega$	$2 \pm 0,1$
$33k\Omega$	$2 \pm 0,1$

$$X = \frac{1 \text{ ms}}{cm}, \quad y = 1 \frac{V}{cm}$$

R_C	U_{pp} in V _{eff}	für $R_E = 390 \Omega$
390Ω	$2 \pm 0,1$	Bild mit 390Ω
$1k\Omega$	$2 \pm 0,1$	

$33k\Omega \rightarrow (0,08 \pm 0,01)$ bei $(0,12 \pm 0,01)$

Teil 2 $dU_B = 2 V_{pp}$, $U_B = 1V$, $f = 800 Hz$ $x = 1 \frac{ms}{cm}$
 $R_C = 22k\Omega$, $R_E = 1k\Omega$ $y = 1 \frac{V}{cm}$
kein Ton; kaum Verstärkung, eher Dämpfung

Just Ton mit Emittorfollower, da Impedanz (Ausgangsimp. von Schaltbrett 1) durch diesen verringert.

Teil 3 $R_C = 390\Omega = R_E$, $U_B = 1,5V$ mit Multimeter eingestellt
 $dU_B = 8 V_{pp}$ $x = 0,5 \frac{ms}{cm}$, $y = 1 \frac{V}{cm}$

Teil 4 $dU_B = 4V_{pp}$, $U_B = 1,5V$ $x = 0,5 \frac{ms}{cm}$
 $y = 1 \frac{V}{cm}$

$R_C = 390\Omega \rightarrow$

R_E	U_{pp} in V_{pp} für U_C
470Ω	$3 \pm 0,1$
$1k\Omega$	$1,4 \pm 0,1$
$2,2k\Omega$	$0,8 \pm 0,1$
$2,7k\Omega$	$0,65 \pm 0,1$
$4,7k\Omega$	$0,4 \pm 0,1$

$R_E = 390\Omega \rightarrow$

$dU_B = 0,5V$
 $U_B = 1,5V$
 (Bild für 470Ω)

$x = 1 \frac{ms}{cm}$
 $y = 0,1 \frac{V}{cm}$

R_C	U_{pp} in V_{pp}
470Ω	$0,4 \pm 0,1 V$
$1k\Omega$	$0,88 \pm 0,1 V$
$2,2k\Omega$	$2 \pm 0,1 V$
$10k\Omega$	$20 \pm 1 mV$
$47k\Omega$	$40 \pm 1 mV$

Teil 5: $dU_B = 0,05 V_{SS}$, $U_B \approx 0,7V$, $\kappa = 0,5 \frac{mS}{cm}$
 $R_C = 390 \Omega$, $Y_1 = 50 \frac{mV}{cm}$
 $U_{out} = 1V$, $Y_2 = 200 \frac{mV}{cm}$

Teil 6: Spielraum $U_B \in [0,5; 0,8]V$ ohne
 Mit $R_E = 390 \Omega$: $U_B \in [0,5; 3,166]$ oder $[0,5; \infty]$

Bei $(90 \pm 5) kHz$ hat man die maximale Verstärkung:

$$U_{eingang} = 400mV$$

$$U_{ausgang} = 600mV$$

$$C = 47nF$$

Auswertung

Teil 1

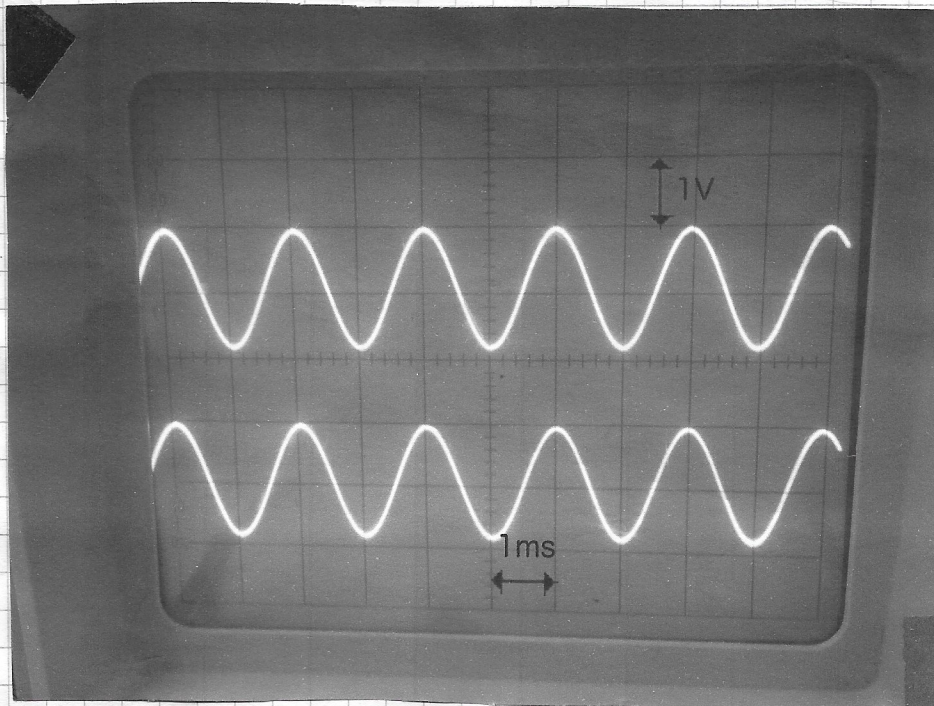
Mit der Emitterschaltung auf Schaltbrett 1 wurde ein externes Gleichspannungsoffset von $U_B = 2V$ angelegt und eine Wechselspannung von $dU_B = 0,5 V_{SS}$. Die Frequenz war $f = (500 \pm 5) Hz$ und die Skalen sowohl bei Messung der Spannungsverstärkung für variablen Emittorwiderstand (konstanten Kollektorwiderstand) und vice versa $1 \frac{mV}{cm}$ und $1 \frac{V}{cm}$.

Mit $V = \frac{U_{out}}{U_{eingang}}$ für die Verstärkung gilt: $\Delta V = \frac{\Delta U_{out}}{U_{eingang}}$.

Man muss hier auffassen, da zwar $dU_B = 2V_{pp}$ eingespeist wird, aber bei $R_C = 33k\Omega$ eine kleinere Eingangsspannung am Oszilloskop gemessen wird und demnach übrig bleibt. Auf dem Oszillogramm sind die Skalen gleich, allerdings haben

Wir zum Ableiten der Werte stark in das Bild mit einer anderen Skala reinzoomt.

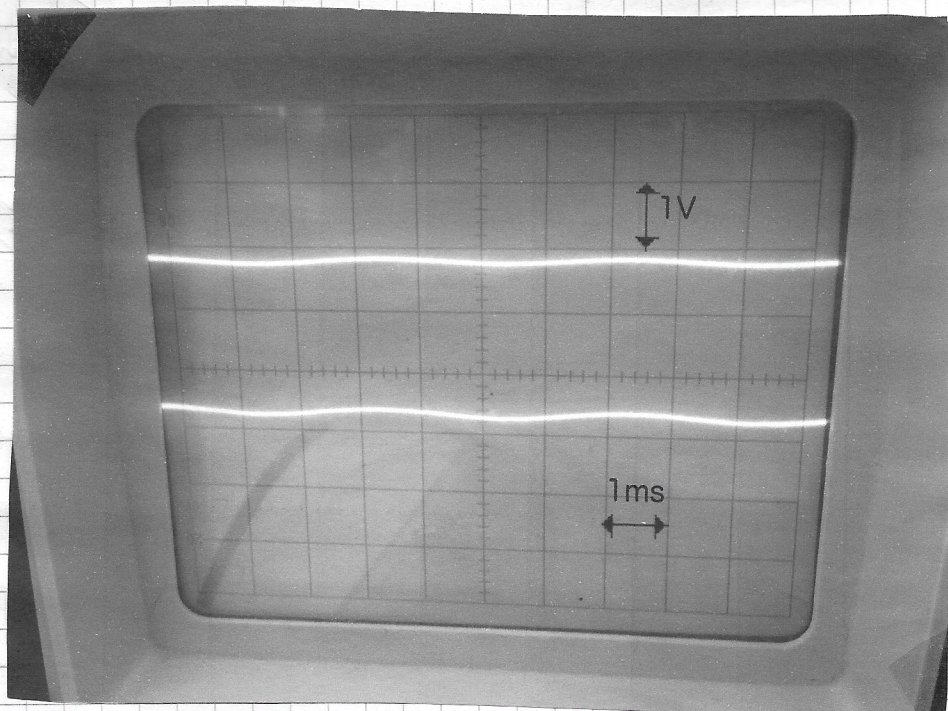
Die Spannungsverstärkung für konstantes $R_C = 390 \Omega$ sieht für $R_E = 390 \Omega$ am Oszilloskop folgendermaßen aus:



Die Wertetabelle ergibt:

$R_C = 390 \Omega$	dU_{Eingang} in V	R_E in Ω	U_{pp} in V	ΔU_{pp} in V	$V = U_{pp} / dU_{\text{Eingang}}$ in	ΔV in
	2	390	1.9	0.1	0.95	0.05
	2	1000	2	0.1	1	0.05
	2	33000	2	0.1	1	0.05

Für konstantes $R_E = 390 \Omega$, $R_C = 33.000 \Omega$ folgt:



und die Wertetabelle:

$R_E = 390 \Omega$	dU_{Eingang}	R_C	U_{PP}	ΔU_{PP}	$V = U_{PP} / dU_{\text{Eingang}}$	ΔV
	in V	in Ω	in V	in V	in	in
	2	390	2	0.1	1	0.05
	2	1000	2	0.1	1	0.05
	0.12	33000	0.08	0.01	0.666666667	0.0833333

In der Theorie gilt für die Verstärkung:

$$V = \frac{\partial R_E}{r_{BE} + \partial R_E} \approx 1 \quad \text{für} \quad r_{BE} \ll \partial R_E$$

$V \approx 1$?
Warum
Verstärkung?

Sodass wir in guter Näherung keine Verstärkung erwarten, also auch kaum Abhängigkeit von R_E und R_C . Allerdings gilt die Näherung nicht mehr für:

- sehr kleine $R_E \rightarrow r_{BE} \not\ll \partial R_E$ und wie wir in der Tabelle sehen, wird die Spannung doch geschwächt. Für noch kleinere R_E wäre sie noch kleiner. Hängt allerdings auch von R_C ab, denn:

- sehr große $R_C \rightarrow$ größerer Widerstand bedeutet kleinerer Basisstrom und damit größeres

$$r_{BE} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} \rightarrow r_{BE} \not\ll \partial R_E \quad \text{und} \quad \text{auch hier wird die Spannung deutlich geschwächt}$$

Wieso wird auch das Eingangssignal gedämpft?

womit wir hier also auch Abhängigkeiten erwarten.

In diesem Aufbau ging es darum, mit einer Wechselspannungsquelle und einem Emittierkondensator sowie einer Emitterschaltung ein körperlches Signal über einem Lautsprecher zu erzeugen.

Auf Schaltbild 1 bauen wir eine Emitterschaltung auf, schließen diese mit $R_C = 22k\Omega$ und $R_E = 1k\Omega$ ab, legen ein Offset von $U_B = 1V$ und eine Wechselspannung $dU_B = 2V_{PP}$ mit $f = 800 Hz$ an. Über einen am Kollektor angeschlossenen

Wohin kommt eigentlich die Leistung bei Strom- bzw. Spannungsverstärkung durch Transistoren?

Lautsprecher hat man nun nichts, da zwar die Spannung verstärkt wird, die Leistung aber entscheidend für die Lautstärke ist, und demnach auch die Stromstärke erhöht werden muss. Schaut man sich das Bild am Oszillographen an, so sieht man auch keine Verstärkung in der Spannung (einer Abschwächung). Bild müsste leider hier rechts überklebt werden. - sorry. -

Zwischen dem Emitter-Schalter und dem Lautsprecher baut man also einen Emitterfolger, um auch die Stromstärke zu erhöhen (Schaltbrett 2, npn bipolar Transistor, Versorgung mit Gleichspannung durch Parallelschaltung von Schaltbrett 1).

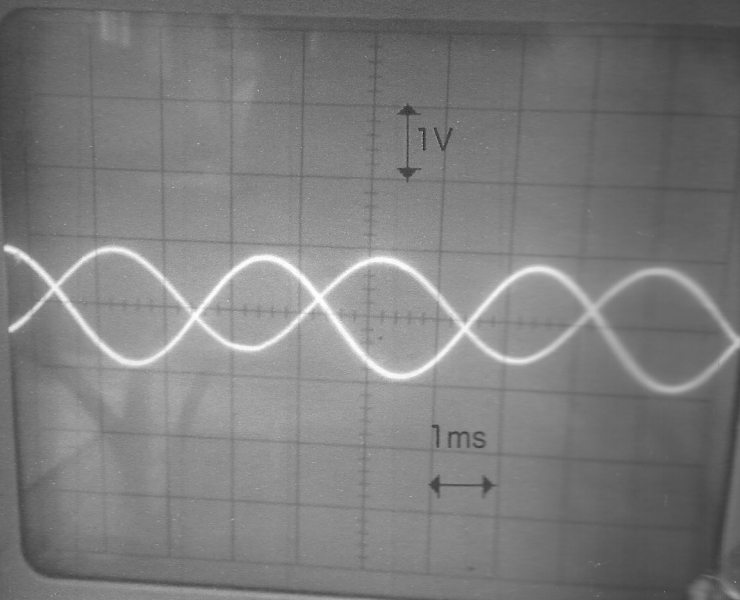
Wenn man so will würde nach $Z = \frac{U}{I}$ mit dem Emitterfolger die Impedanz wieder verringert und demnach an den Lastwiderstand des Lautsprechers angepasst ($R_L = Z$, siehe Versuch 1) um keine Reflexion zu erhalten. Man kann aber auch mittels $P = U \cdot I$ über die Leistung argumentieren, da diese durch Erhöhung von I noch einmal verstärkt wird.

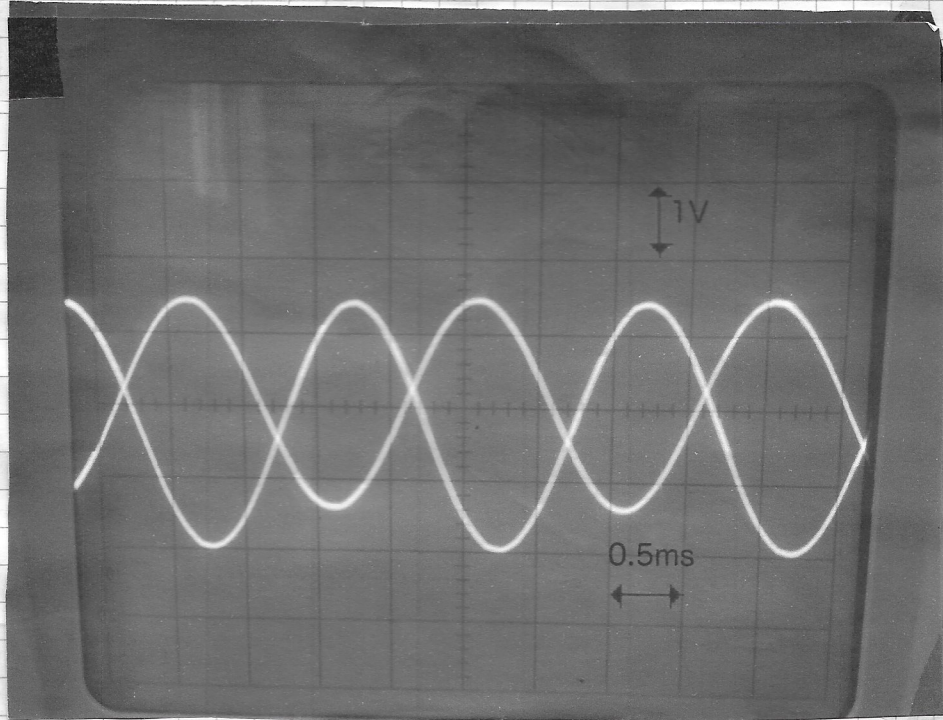
Teil 2

Ich habe noch nicht ganz verstanden wie man über den Spannungskeil gleichzeitig Wechselspannung und Gleichspannung (Offset) einstellt?

Im zweiten Teil des Versuchs soll die Phasenbeziehung zwischen Eingang und Ausgang bei der Emitter-Schaltung untersucht werden. Dazu schreibt man auf Schaltbrett 1 wieder eine Emitter-Schaltung mit $R_C = R_E = 390 \Omega$. Diesmal stellt man das Basispotential über einen Spannungsteiler ein zu $U_{B0} = 1,5V$, $U_{B1} = 8V_{pp}$

Aus dem Oszillogramm ist deutlich zu erkennen, dass U_{B1} und U_{A1} um etwa 180° phasenverschoben sind. Der kleine Unterschied zu 180° kommt dabei durch den Kondensator welcher als Blindwiderstand die Ausgangsspannung etwas verzögert. Die Amplituden sind wegen dem Größenverhältnis der beiden Widerstände etwa gleich, auch hier hat man

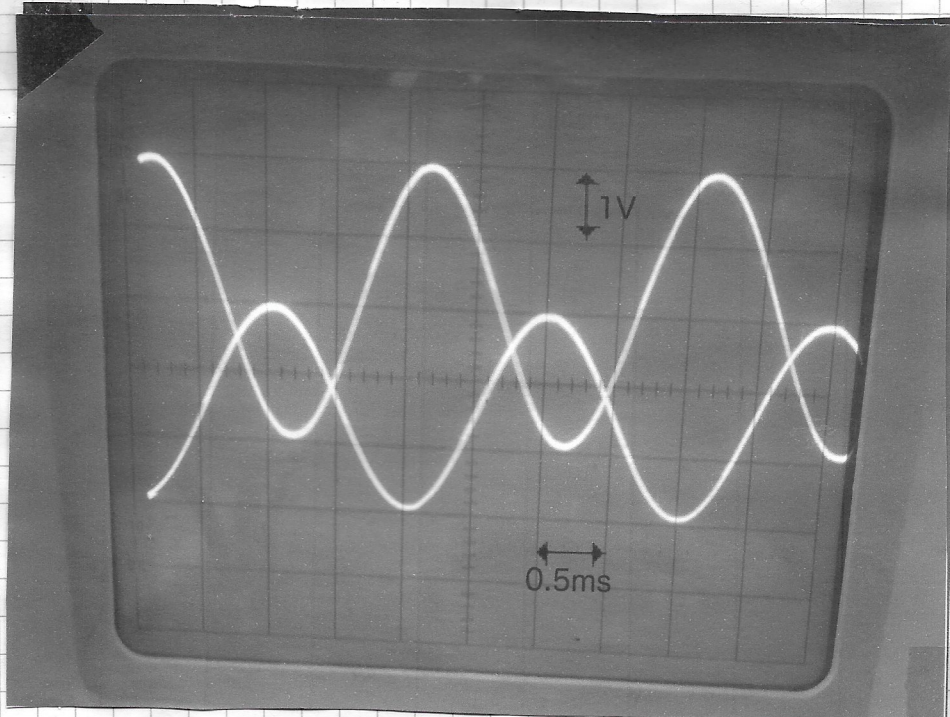




Warum muss man das Signal über einen Kondensator Einkoppeln?

allerdings eine kleine Verstärkung. Das Eingangssignal wurde über μF eingekoppelt.

Die Spannungsverstärkung liefert auf dem Oszillographen für $R_C = 390\Omega$ und $R_E = 470\Omega$ mit $U_{GS} = 4V_{pp}$ und $U_B = 1,5V$ folgendes Bild:



wobei man hier nicht sieht, dass das Signal geschwächt wurde.

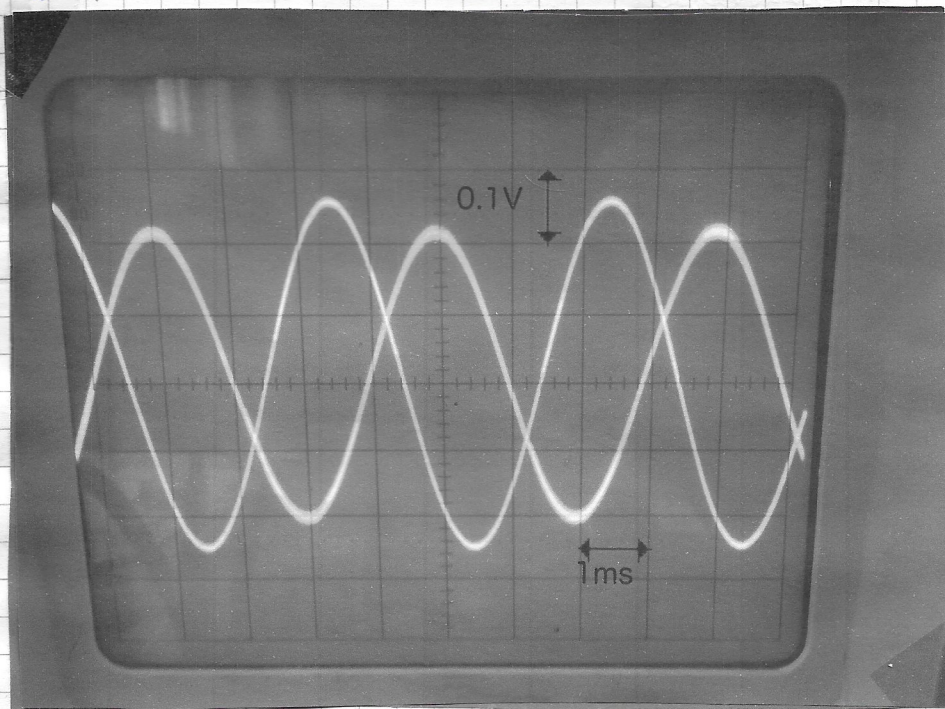
Die Tabelle mit 5 verschiedenen Werten für R_E liefert folgendes:

$R_C = 390 \Omega$	dU_{Eingang}	R_E	U_{PP}	ΔU_{PP}	$V = U_{pp}/dU_{\text{Eingang}}$	ΔV	$ v = R_C/R_E$
	in V	in Ω	in V	in V	in	in	in
	4	470	3	0.1	0.75	0.025	0.82978723
	4	1000	1.4	0.1	0.35	0.025	0.39
	4	2200	0.8	0.1	0.2	0.025	0.17727273
	4	2700	0.6	0.1	0.15	0.025	0.14444444
	4	4700	0.4	0.1	0.1	0.025	0.08297872

wobei wir hier die Formel für den theoretischen Wert der Spannungsverstärkung genommen haben (in guter Näherung unter Vernachlässigung des Basisstroms)

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

Für einen variablen Kollektorwiderstand R_C erhält man folgendes Oszillogramm für $R_C = 470 \Omega$, $R_E = 390 \Omega$:



und folgende Wertetabelle

$R_E = 390 \Omega$	dU_{Eingang}	R_C	U_{PP}	ΔU_{PP}	$V = U_{pp}/dU_{\text{Eingang}}$	ΔV	$ v = R_C/R_E$
	in V	in Ω	in V	in V	in	in	in
	0.5	470	0.4	0.1	0.8	0.2	1.20512821
	0.5	1000	0.88	0.1	1.76	0.2	2.56410256
	0.5	2200	2	0.1	4	0.2	5.64102564
	0.5	10000	2.00E-02	1.00E-03	0.04	0.002	25.6410256
	0.5	47000	4.00E-02	1.00E-03	0.08	0.002	120.512821

wobei die Spannung im Bild entgegen Erwartung auch abgeschwächt wurde (Wichtig: andere Skala!)

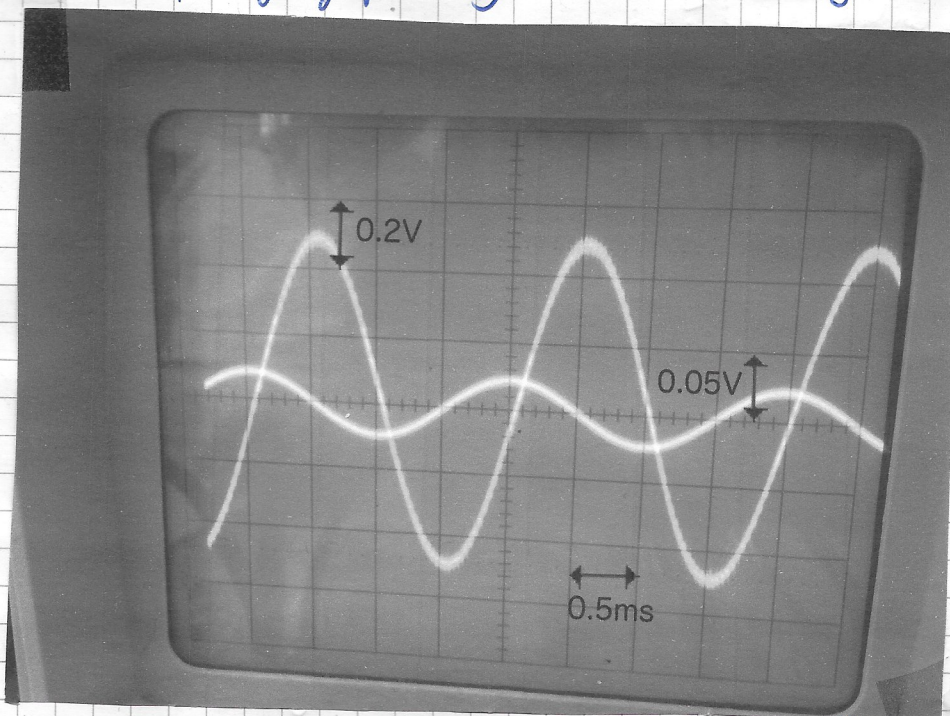
Die Verstärkungen gebunden der Näherungsformel nur sehr schlecht. Für festes R_C stimmen die beiden Werte noch recht gut überein, während sie für festes R_E nur noch grob von der Größenordnung übereinstimmen, aber nicht mal mehr immer die richtige Tendenz (Verstärkung; Abschwächung) aufzeigen.

Für sehr große R_C verschwindet das Ausgangssignal fast vollständig, während man eigentlich eine sehr große Verstärkung nach der Formel erwarten würde.

Vermutlich ist die Näherungsformel hier nicht mehr anwendbar, der Basisstrom ist nicht mehr vernachlässigbar und der Emittensstrom entspricht nicht mehr dem Strom durch R_C .

Des weiteren sollte der Transistoreingangs-widerstand bestimmt werden.

Zuerst messen wir die Spannungsverstärkung für den Fall $R_E = 0 \Omega$, $R_C = 390 \Omega$ mit $dU_B = 0,05V_{SS}$, $U_C \approx 0,7V$. Man erhält hier für folgendes Oszillogramm (Vorsicht, 2 verschiedene Skalen benutzt!) Ausgangsspannung zu $U_{out} = 1V$ gemessen.



Damit beträgt die Spannungsverstärkung $\mu V = \frac{dU_{out}}{dU_B} = 20$.

Mit Formel 3/4.15 kann man nun r_{BE} bestimmen.

Da wir das gleiche Schaltbild wie in Versuch 3 benutzt haben, können wir das berechnete β für den bipolaren Transistor aus diesem Vorreicht nehmen. $\beta = (266,67 \pm 33,33)$

$$314,151 \cdot U_0 = -\beta \frac{R_c}{r_{BE}} \Leftrightarrow r_{BE} = -\beta \frac{R_c}{U_0}$$

$$\Leftrightarrow \Delta r_{BE} = \frac{R_c}{U_0} (\Delta \beta)$$

$$\Leftrightarrow r_{BE} = (5200,065 \pm 649,935) \Omega$$

Wobei U_0 natürlich eigentlich negativ wäre (deshalb das minus; wir haben aber den Betrag genommen).

Da wir dem Versuchsteil zum FET nicht gemacht hatten, können wir hier wieder nur theoretisch beschreiben was wir erwartet hätten. Da der FET ohne Basis-Stromstärke arbeitet, erwarten wir hier einen größeren Eingangswiderstand.

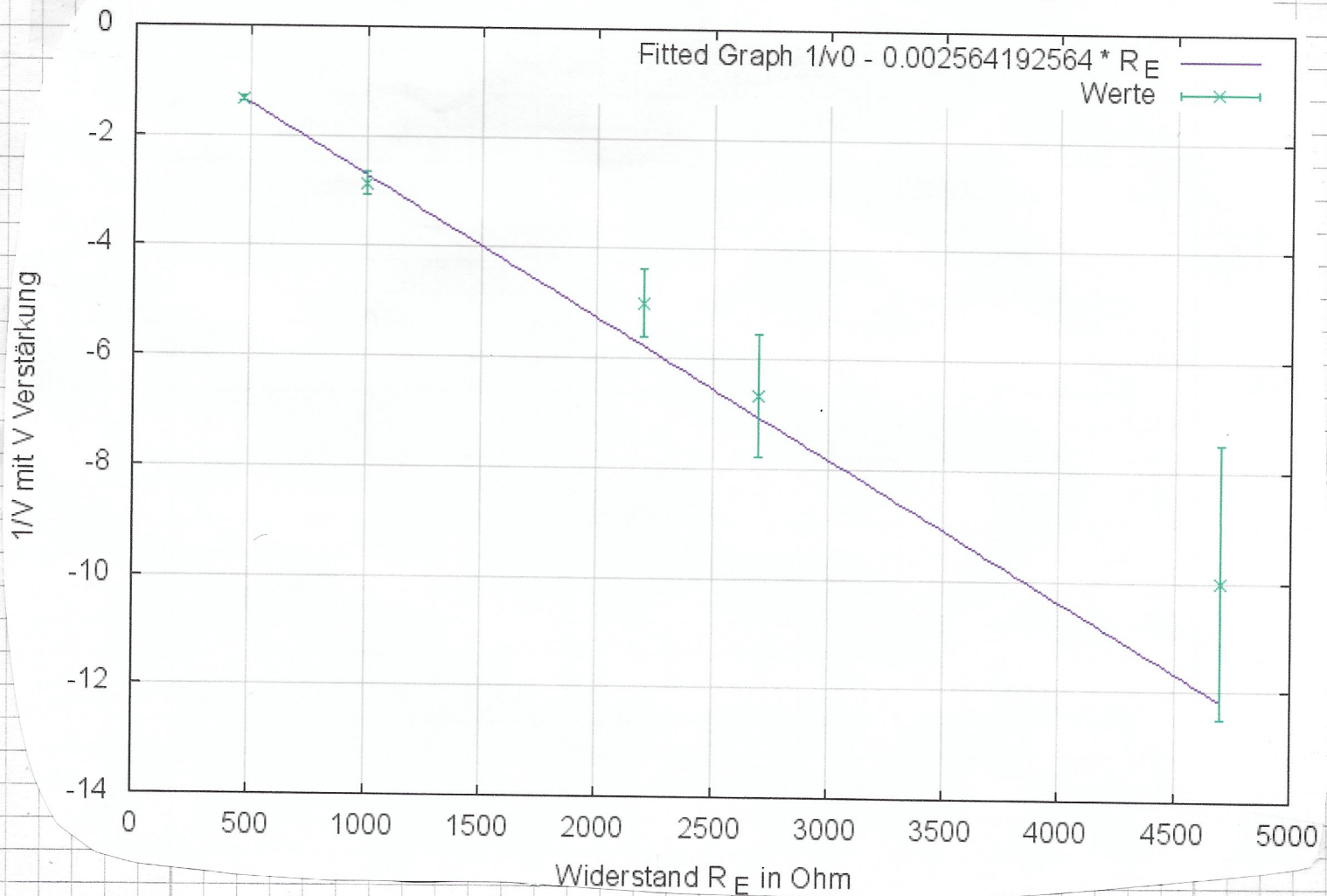
Um die geforderten graphischen Darstellungen mit Grapher zu plotten, verändern wir die Tabellen aus vorigem Aufgabenteil folgendermaßen (insbesondere ist V jetzt Vorzeichen befreit, da dies wichtig wird!):

$R_c = 390 \Omega$	dU_{Eingang} in V	R_E in Ω	U_{pp} in V	ΔU_{pp} in V	$V = -U_{pp}/dU_{\text{Eingang}}$ in	ΔV in	$1/V$ in	$\Delta(1/V)$ in
	4	470	3	0.1	-0.75	0.025	-1.3333333	0.04444444
	4	1000	1.4	0.1	-0.35	0.025	-2.8571429	0.20408163
	4	2200	0.8	0.1	-0.2	0.025	-5	0.625
	4	2700	0.6	0.1	-0.15	0.025	-6.6666667	1.1111111
	4	4700	0.4	0.1	-0.1	0.025	-10	2.5

$R_E = 390 \Omega$	dU_{Eingang} in V	R_c in Ω	U_{pp} in V	ΔU_{pp} in V	$V = -U_{pp}/dU_{\text{Eingang}}$ in	ΔV in
	0.5	470	0.4	0.1	-0.8	0.2
	0.5	1000	0.88	0.1	-1.76	0.2
	0.5	2200	2	0.1	-4	0.2
	0.5	10000	2.00E-02	1.00E-03	-0.04	0.002
	0.5	47000	4.00E-02	1.00E-03	-0.08	0.002

Für den ersten Graphen erhalten wir (gekennzeichnet wurde mit $f(x) = b - \frac{1}{3900} R_E$):

Kehrwert Verstärkung $1/V$ gegen Emitterwiderstand R_E



Wieso man nur kleine R_E nehmen sollte ist mir nicht klar, da der Zusammenhang streng linear ist (auch für große R_E).

Graphik liefert: $b = -0,130693 \pm 0,03776$

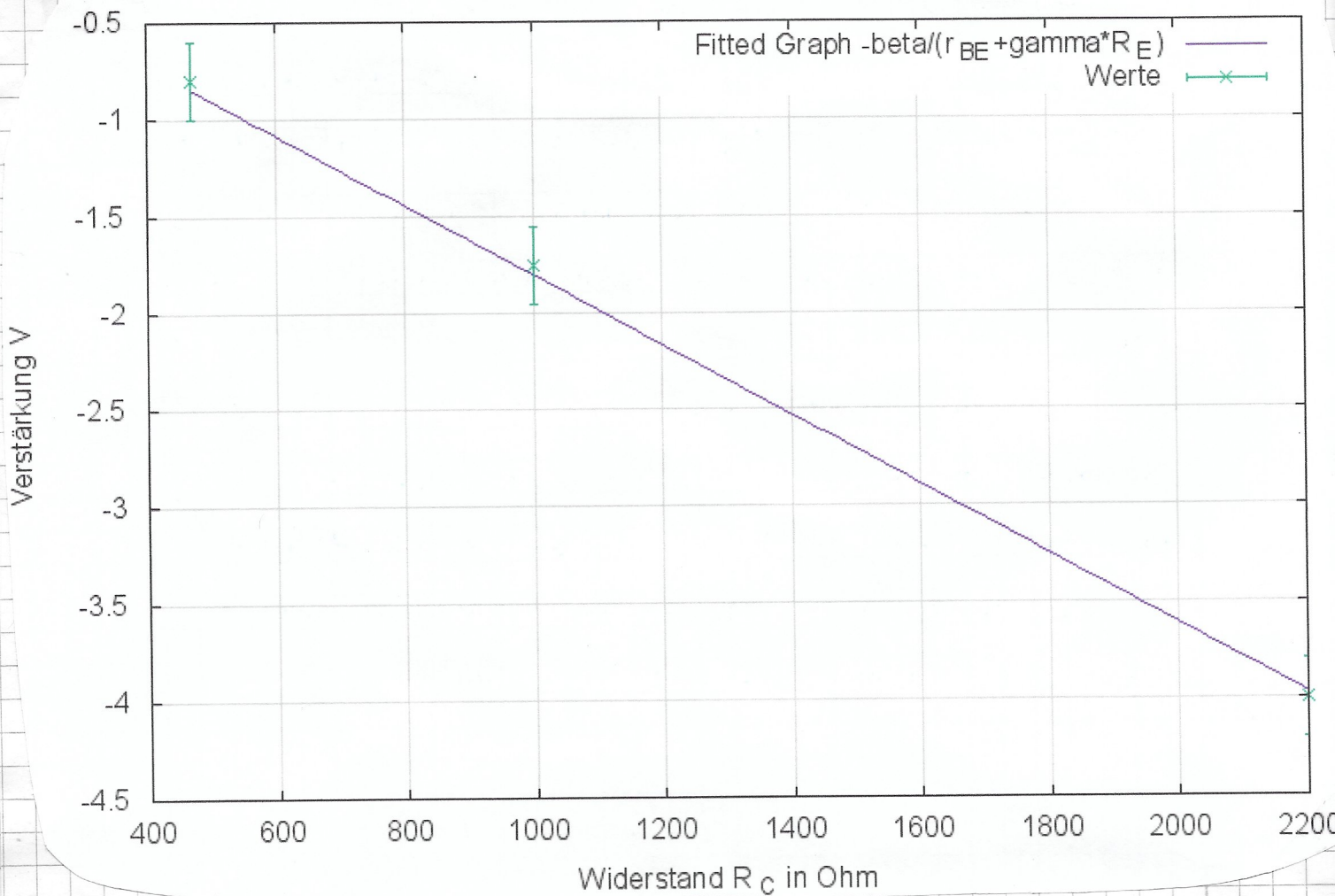
$\Leftrightarrow V_0 = -7,65152 \pm 2,2107$

Dies entspricht leider nicht dem anderen experimentell bestimmten Wert für $V_0 = 20$.

Für den zweiten Graphen fitted man mit $f(x) = a \cdot x$.

Hier mussten wir allerdings die letzten beiden Messwerte rausnehmen, da diese Ausreißer sind und das Ergebnis sonst total verfälscht hätten.

Verstärkung V gegen Kollektorwiderstand R_C



Mit Graphplot erhält man hier als Steigung

$$m = (-0,00180435 \pm 0,00002071) \frac{1}{\Omega}$$

Mit den bereits errechneten Werten erhält man für

$$\frac{\beta}{r_{BE} + \gamma R_E} = 0,002433 \frac{1}{\Omega}$$

$$\text{mit } \beta = 266,67, \quad \gamma = \beta + 1, \quad R_E = 390 \Omega$$

$$r_{BE} = 5200 \Omega$$

Die beiden Werte stimmen recht gut überein, zumindest liegen sie ganz klar in der gleichen Größenordnung.

Teil 3

In einem weiteren Teil sollte die Wechselstrommäßige Aufhebung der Gegenkopplung untersucht werden. Es sollte der Spielraum innerhalb des Aussteuerbereichs vom Transistor untersucht werden.

Dieser belief sich für $R_E = 0 \Omega$ auf $U_B \in [0,5; 0,8]V$ und damit $0,3V$. Alles was außerhalb dieses Intervalls für die Basisvorspannung liegt erzeugt hier keine lineare Verstärkung mehr.

Für $R_E = 390 \Omega$ erhalten wir $U_B \geq 0,5V$. Außerdem wissen wir, dass die obere Grenze mindestens $366V$ ist. Allerdings könnte sie auch höher liegen, die Spannung ließe sich aber nicht höher variieren. Die Intervalllänge ist damit mindestens $3,11V$, also insbesondere wird er größer mit größerem R_E .

Schaltet man einen Kondensator parallel zu R_E , so erhalten wir für $\nu = (490 \pm 5) kHz$ wieder maximale Verstärkung mit $U_{eingang} = 40mV$, $U_{ausgang} = 600mV$

$$\rightarrow \nu = 15$$

Der benutzte Kondensator hatte dabei eine Kapazität von $C = 47 nF$. Die ursprüngliche maximale Verstärkung von $\nu = 20$ erhalten wir so leider nicht mehr. Der Kondensator hat für hohe Frequenzen einen kleineren Blindwiderstand und lässt diese Signale besser durch. Allerdings sinkt die Verstärkung auch wieder ab einer bestimmten Frequenz, welche dann vermutlich unserer Grenzfrequenz $f_{grenz,ak}$ des Verstärkers entspricht. Also entspricht dies qualitativ unseren Erwartungen.

Die nächsten beiden Aufgabenteile konnten wir zeitlich leider nicht mehr bewältigen. Aber es sei kurz darauf eingegangen werden, was wir erwarten würden.

Zuerst sollte mit einer Verstärkerschaltung eine Verstärkung der Wechselspannung von 10 erreicht werden. Mit einem von dem Funktionsgenerator eingespeisten Sinussignal soll nun die Frequenz variiert werden und die Abhängigkeit der Verstärkung von dieser untersucht werden. Man sollte hier natürlich den besprochenen Bode-Plot erhalten, welcher ab einer bestimmten Grenzfrequenz einen Knick macht, wo die Verstärkung deutlich abnimmt, bis sie bei der Transitfrequenz f_t den Wert 1 erreicht. Der Bereich mit konstanter Verstärkung ist die Bandbreite. Diese beiden Werte sollte man bestimmen.

Durch einen zweiten Transistor wird die Schaltung zur Kaskodenschaltung, welche eine deutlich höhere Bandbreite aufweist und damit auch eine höhere Transitfrequenz. Der Nachteil ist allerdings, dass die Verstärkung an sich etwas geringer wird, was durch eine Reihenschaltung mehrerer Verstärker kompensiert werden kann.

Als nächstes hat man sich einen Transistorverstärker mit Spannungsgegenkopplung angeschaut. Man sollte für ein festes R und eine feste Frequenz die Verstärkung bestimmen.

Dies sollte man noch mal für ein kleineres R wiederholen, was auch eine kleinere Verstärkung liefern sollte wegen Formel (Blk. 19): $\frac{1}{V} \approx \frac{1}{V_0} + \frac{R_{in}}{R}$.

Das Eingangssignal hinter R_{in} ist kleiner als in voriger Messung und man erhält so wieder eine größere Verstärkung, da über R_{in} bereits eine Spannung abfällt.

Fazit: Alles in allem war dieser ϵ^{-} Versuch ein Desaster. Man
Abgesehen davon, dass wir zeitlich überhaupt nicht zurecht
gekommen sind, haben wir teilweise sehr komische Messwerte
aufgenommen. Die Resultate sind zum Teil zwar plausibel
und qualitativ ist klar geworden, was verlangt war, quantitativ
haben wir aber auch einige Ergebnisse erhalten, welche
so nicht den Erwartungen entsprechen, wie insbesondere bei
der Spannungsverstärkung der Emitter-schaltung oder der Bestimmung
des Transistoreingangs-widerstands. Die Oszillogramme bilden hingegen
gut ab, was wir erwartet hatten. Auch hier stimmen die
Resultate nicht ganz mit der Erwartung überein, aber zumindest
stimmt die Größenordnung hier deutlich besser.