

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.

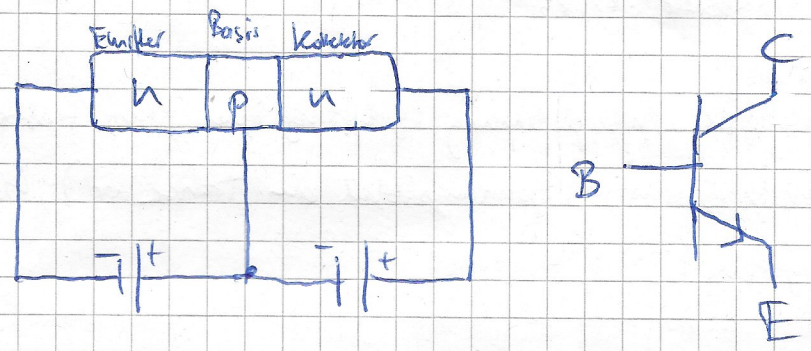
Dieses Werk von [Marvin Zanke](#) ist lizenziert unter einer [Creative Commons Namensnennung – Nicht-kommerziell – Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International Lizenz](#).

29.08.2016 Versuch 3: Transistoreigenschaften

In diesem ersten Teil zum Transistorversuch (1. Versuchshalbtag: Transistoreigenschaften; 2. Versuchshalbtag: Transistorverstärker) sollen der bipolare Transistor und seine Vor- bzw. Nachteile gegenüber dem FET kennengelernt werden. Der Transistoreffekt wird behandelt, der Arbeitspunkt und die Arbeitsgrade besprochen, Kennlinien werden diskutiert und der Transistor als Stromverstärker genutzt.

Theorie

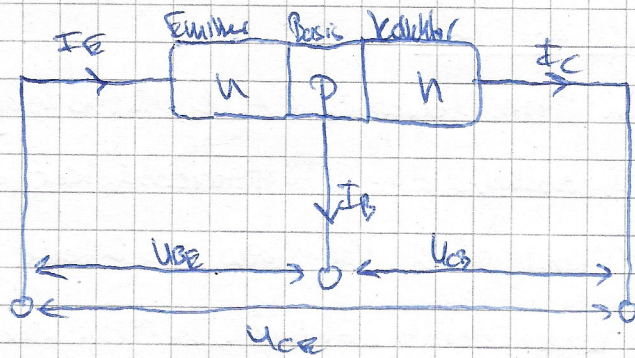
Grenzschichten: im Versuch nur npn-Transistoren besprochen



- Emitter und Kollektor dürfen nicht vertauscht werden, weil die Dotierung unterschiedlich ist (und Geometrie)
- Basis-Emitter in Durchlassrichtung, Basis-Kollektor in Sperrrichtung
- Elektronen vom Emitter zur Basis (oberhalb 0,6V)
 - hohes elektr. Feld im pn-Übergang
- unversch. Spannungsverh. an BE / BC-Grenzschicht $\hat{=}$ inhomogene Elektronenverteilung $\hat{=}$ Konzentration $\hat{=}$ Elektronen diffundieren zur BC-Grenzschicht (nicht zur Basis) $\hat{=}$ 1%

Transistorströme: Transistor soll Emitter-Kollektor-Strom steuern durch kleinen Basisstrom (1% Emittorstrom)

Differenzielle Stromverstärkung: $\beta = \frac{dI_C}{dI_B} \sim [40; 300]$



$$\frac{dI_C}{dI_E} = \alpha \quad \rightarrow \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \quad \alpha \sim 0,99$$

$$I_C \approx \alpha I_E$$

$$\frac{dI_E}{dI_B} = \beta + 1$$

Arbeitspunkt: Alle Gleichspannungen und Ruhestrome ohne anliegendes Signal. Basispotential auf 0V ggü. Emitt. durch Spannungsteiler R_1, R_2 .

Aussteuerbereich: niedrigste Ausgangsspannung (größtmöglicher Transistorstrom, kleinstmöglicher Spannungsabfall am Transistor); höchste umgekehrt

Sättigungsspannung: kleinstmögliche Kollektor-Emitt.-Spannung, bei der Transistor noch funktioniert (Stromverstärkung) $\sim 0,3V$ (Grenze: $U_{CE} = U_{CE,sat}$)

Arbeitsgerade: Aussteuerbereich mathematisch:

$$I_C = \frac{U_0 - U_{CE}}{R_C + R_E}$$

Kennlinien: Festes I_B & I_C größtenteils unabhängig von U_{CE} ;

Schnittpunkt Ausgangskennlinie (für festes Basis-Ruhestrom I_B)

mit Arbeitsgeraden \rightarrow Arbeitspunkt (U_0, R_C, R_E, I_B abhängig)

Einstellbar Basispotential: belasteter Basisspannungsteiler

$$U_{IB} = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

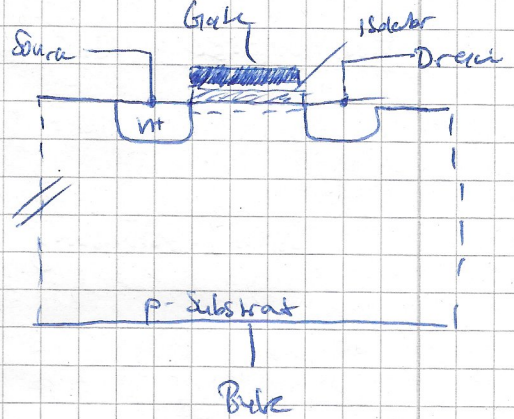
Stabilisierung: Parameter bipolarer Transistor temperaturabhängig

(Zusammenhang U_{BE} und I_B, I_C).

→ Arbeitspunkt stabilisieren (sonst weiteres Aufheizen) durch
 Emittierwiderstand (dämpfende Wirkung auf Verstärkung
 Eingangssignal U_{BE} → paralleler Kondensator C_E hebt dies
 für Wechselspannungssignale auf).

Feldeffekt-Transistor: Steuerbar über elektrisches Feld und deshalb keine

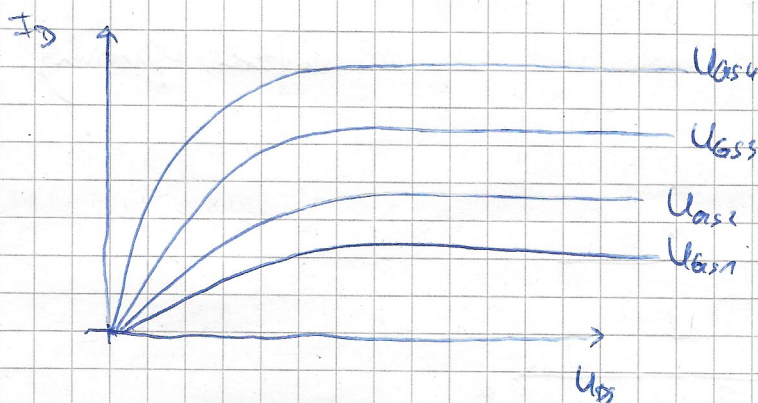
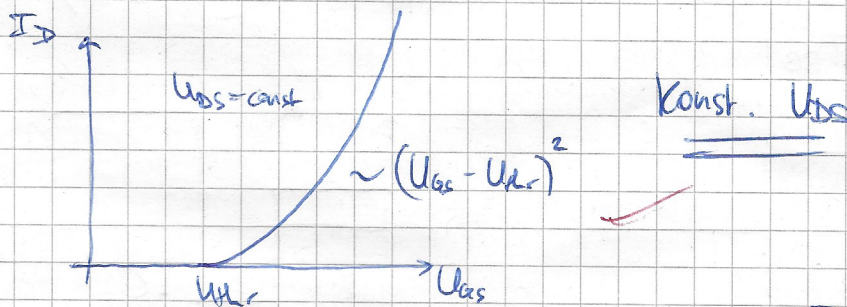
Vertuschleistung über Basisströme



Source und Drain austauschbar

(N-Kanal MOSFET)

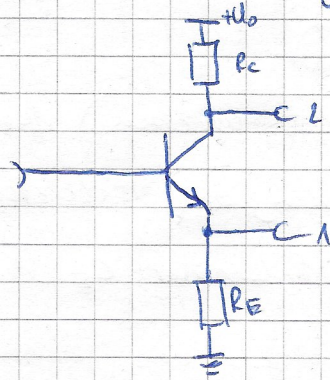
- Normalerweise kein Strom zwischen Source und Drain
- praktisch kein Strom von Gate nach Source, Drain oder Balk (Substrat)
- Falls Gate auf positives Potential → Stromfluß ab Schwellenspannung U_{th}
 (Dioden zw. Substrat und Drain/Source nicht leitend ⇒ Substrat negativer als Source/Drain)



Für hohe U_{DS} ist

I_D nahezu unabhängig
 von U_{GS} → steuerbare
 Stromquelle

Transistor als Verstärker: gleichspannungstreu einigstellt; kleine Signale



Basis ist Eingang

Ausgangs Abgriff 1 (Emittefolger, Kollektorschaltung, Kollektorbasischaltung)

oder Abgriff 2 (Emitterschaltung, Emittorbasischaltung)

Emittefolger: $U_B \hat{=} \text{Eingangsgleichspannung}$ | $U_E \hat{=} \text{Ausgangsgleichspannung}$
 $dU_B \hat{=} \text{Eingangswechselspannung}$ | $dU_E \hat{=} \text{Ausgangswechselspannung}$

Stromverstärkung: $\beta = \frac{dI_E}{dI_B}$; $U_{BE} \approx 0,6V$

$\rightarrow U_E = U_B - 0,6V$ (Ausgangsspannung)
 (Emitter folgt der Basis)

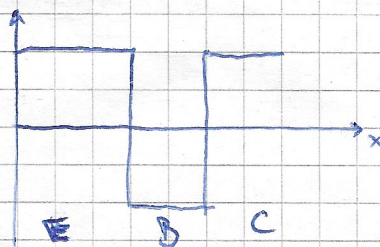
Wechselspannungsverstärkung: $v = \frac{dU_E}{dU_B} \times 1$
 (keine R_C oder R_E - Abhängigkeit)

Voraufgaben:

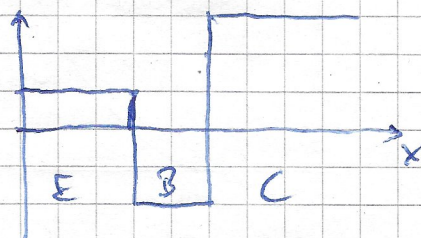
Aufgabe A: Der Basis-Kollektor-Strom, welcher im nA-Bereich liegt
 I_{BE}, I_{BC}

Aufgabe B:

Wo ist der Nullpunkt?

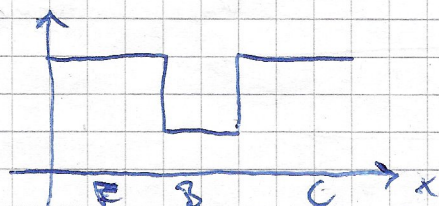


ohne äußere Spannung



mit äußerer Spannung

Aufgabe C:



Aufgabe D: $\beta = \frac{dI_C}{dI_B}$, $\alpha = \frac{dI_C}{dI_E}$, $\gamma = \frac{dI_E}{dI_B}$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{\frac{dI_C}{dI_E}}{1 - \frac{dI_C}{dI_E}} = \frac{dI_E}{dI_E - dI_C} \cdot \frac{dI_C}{dI_E} = \frac{dI_C}{dI_E - dI_C}$$

$$I_E = I_B + I_C \Rightarrow \frac{dI_C}{dI_B} = \beta$$

$$\gamma = \beta + 1 = \frac{dI_C}{dI_B} + 1 = \frac{dI_C + dI_B}{dI_B} = \frac{dI_E}{dI_B}$$

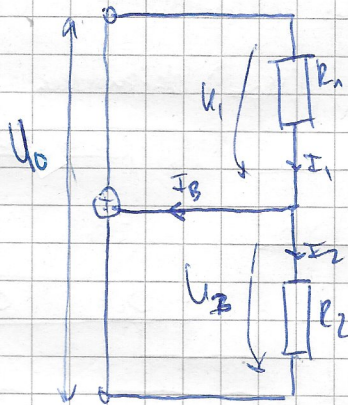
Aufgabe E: $U_{out, min} = U_{CE, min} + U_{RE, min} = U_{CE, sat} + U_{RE, min} \approx U_0 \frac{R_E}{R_E + R_C}$

$$U_{out, max} = U_0 - U_0 \frac{R_C}{R_C + R_E} \text{ für } R_E \rightarrow \infty : U_{out, max} = U_0$$

Aufgabe F



Aufgabe G



$$U_B = U_0 - U_1 = U_0 - R_1 I_1 = U_0 - R_1 (I_2 + I_B)$$

$$\Rightarrow U_B = U_0 - R_1 \frac{U_B}{R_2} - R_1 I_B$$

$$\Rightarrow U_B + \frac{R_1 U_B}{R_2} = U_0 - R_1 I_B$$

$$\Rightarrow U_B \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = U_0 - R_1 I_B$$

$$\Rightarrow U_B = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Aufgabe H: Spannungsteiler niederohmig $\hat{=} I_B R_1 \ll U_0$

$U_B \approx U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \xrightarrow{R_1 \rightarrow 0} U_0$ Ganzer Strom und Spannungsabfall über Basis

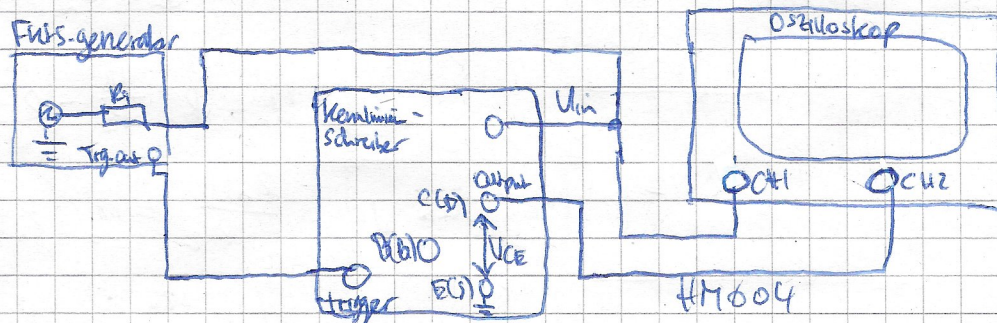
Aufgabe I: Die Kennlinie

Vom bipolaren Transistor ist $I_C - U_{CE}$. Beim FET hat man ~~exponentielles~~ Wachstum, ^{beim} ~~DiP.T.~~ ^{DiP.T.} ~~quadratische~~ Steigung.
 $U_{th} = 0,6V$.

Aufgabe J: Mit $I_G = 0$ sollen die beiden Graphen qualitativ gleich ausssehen.

Versuchsaufbau und Durchführung

Im ersten Versuchsteil geht es um Kennlinien und den Arbeitspunkt. Dabei soll auf einem Oszilloskop mit Hilfe eines Kennlinienschreibers und einem Funktionsgenerator die Ausgangskennliniechar eines npn-Transistors untersucht werden. Am Triggeringang wird dazu der Triggerausgang des Funktionsgenerators angeschlossen. 5V Rechteckspitze des Generators werden durch Transistor und Kondensator in 12V Signale umgewandelt. Der Oszilloskop wird im X-Y-Modus betrieben, auf Ch2 liegt Output (U_{CE}), auf Ch1 das Signal des Generators um $I_C = f(U_{CE})$ darzustellen.

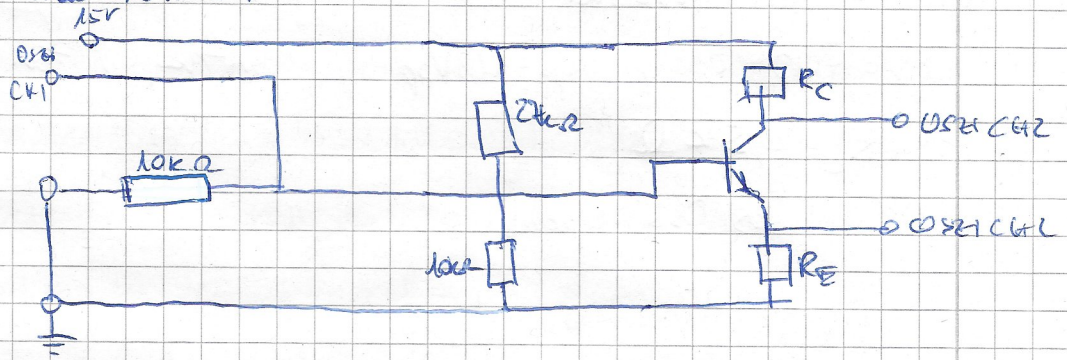


Mit diesem Aufbau bestimmt man für den bipolaren Transistor β und berechnet die Arbeitsgerade, welche man in den Kennliniengraphen einzeichnet.

Auch für einen FET nimmt man die Kennlinie auf. Außerdem bestimmt man die Schwellenspannung und Transkonduktanz (Verstärkung)

Im zweiten Versuchteil geht es um den Emitterfolger. Hierzu

benutzt man Schaltboard 1:



Man ermittelt die Spannungsverstärkung, die Amplitudengrenzen

(Grenzen des nutzbaren - nahezu linearen - Signalspannungsbereiches).

Außerdem stellt man die Basisvorspannung mit Hilfe eines Kondensators ein und regelt sie mit dem DC-Offset.

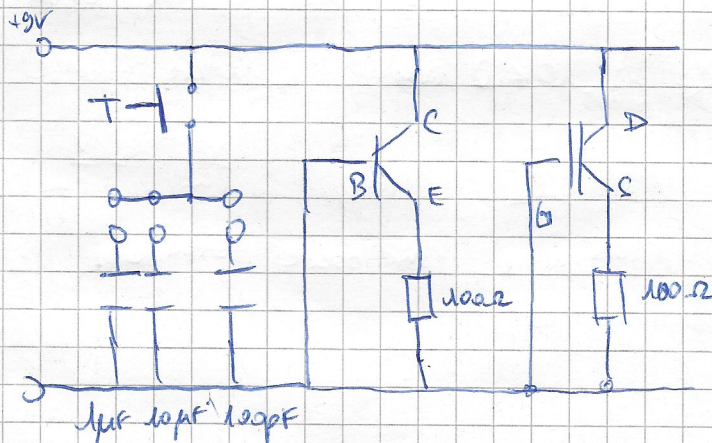
Im dritten Versuchteil geht es um einen FET. Man baut auf Schaltboard 2 eine Emitterfolgerschaltung auf (mit dem Bipolartransistor)

und beobachtet auf dem Oszilloskop den Eingangs- und Emittersignal.

Dann benutzt man den FET als Sourcefolger und ermittelt unter anderem U_{th}. Außerdem soll der Eingangswiderstand des bipolaren

Transistors als unbelasteter Emitterfolger und der des FET als

unbelastetem Source-Folger ermittelt werden.



Messung:

1) Bipolarer Transistor:

$$v = 700 \text{ Hz}, U_{pp} = 18 \text{ V}_{pp}, 1 \frac{\text{V}}{\text{cm}}, 1 \frac{\text{V}}{\text{cm}} \text{ Skalierung}$$

$$R_c = 0,5 \text{ k}\Omega$$

anderes OsZ verwendet

FET:

$$v = 700 \text{ Hz}, U_{pp} = 9 \text{ V}_{pp}, 0,5 \frac{\text{V}}{\text{cm}}, 0,5 \frac{\text{V}}{\text{cm}} \text{ Skalierung}$$

$$R_{\text{out}} = (105 \pm 1) \Omega \text{ gemessen mit Multimeter}$$

Emittorfolger

2) $0,5 \frac{\text{V}}{\text{cm}}, 0,5 \frac{\text{V}}{\text{cm}}, v = (500 \pm 1) \text{ Hz}, U_{pp} = 1 \text{ V}_{pp}$ | Bild
 $0,5 \frac{\text{ms}}{\text{cm}}$

1,6 V offset untere Grenze

| 2+3

$$5 \frac{\text{V}}{\text{cm}}, 5 \frac{\text{V}}{\text{cm}}, U_{pp} = 17 \text{ V}_{pp}, v = (500 \pm 1) \text{ Hz}$$

| 4

obere Grenze

Signal verschwindet für zu kleinen Kondensator

$$C = 0,1 \mu\text{F}, v = (500 \pm 1) \text{ Hz}, 2 \frac{\text{V}}{\text{cm}}, 2 \frac{\text{V}}{\text{cm}}, 0,5 \frac{\text{ms}}{\text{cm}}$$

$$R_{\text{out}} = (4,1 \text{ k}\Omega \pm 0,01) (10 \text{ k}\Omega \text{ max.}) \text{ für untere Grenze}$$

$$R_{\text{out}} = (5,75 \pm 0,01) \text{ k}\Omega \text{ mit } 5 \frac{\text{V}}{\text{cm}}, 5 \frac{\text{V}}{\text{cm}}, 0,5 \frac{\text{ms}}{\text{cm}}$$

$$U_{pp} = 11 \text{ V}_{pp} \text{ für obere Grenze}$$

| 5

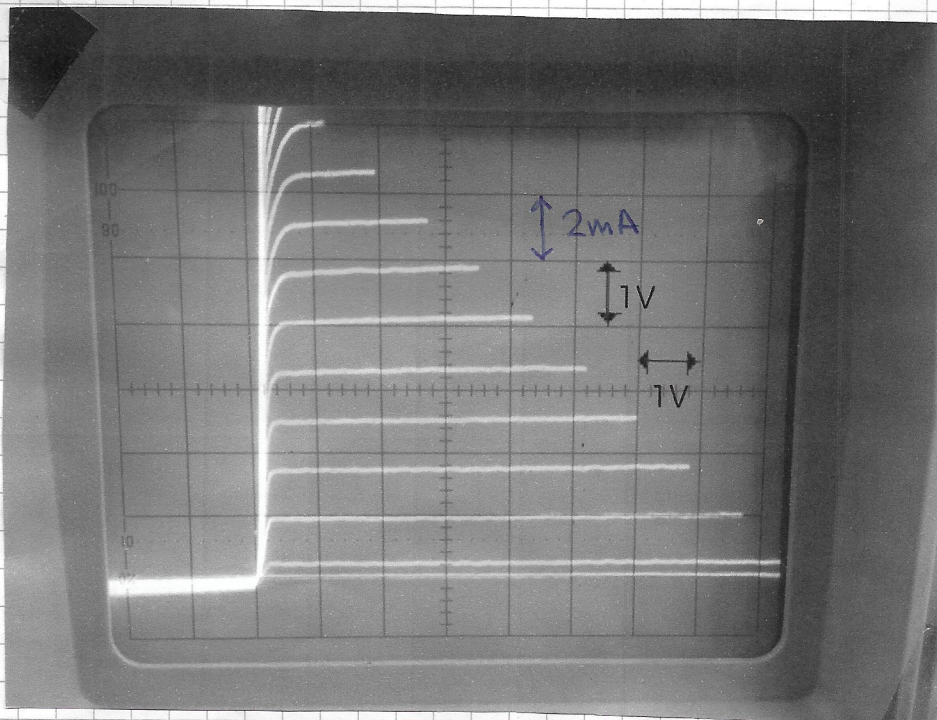
Auswertung

Teil 1

Die Kennlinien wurden mit Hilfe des Kennlinienschreibers (angeschlossen wie in „Versuchsaufbau und Durchführung“) aufgenommen. Dabei wurde bei diesem Versuchsteil noch ein Funktionsgenerator benutzt, welcher nicht die Möglichkeit hergibt, Symmetrie var. auf 90% zu stellen. Außerdem befindet sich bei unserem Aufbau des Experimentierkästchens ein neues Gerät für das Oszilloskop, welches die Kennlinien leider 90° gedreht wiedergegeben hat. Wir haben deshalb für diesen ersten Teil den Versuchsaufbau unserer Tischnachbarn mitgenutzt - *ok*

Im Folgenden ist zu beachten, dass auf der y-Achse eine Spannung gemessen wurde (über R_c) (welche man jetzt mit Kenntnis von R_c in den Strom umrechnen muss).

Die Frequenz war auf 700 Hz eingestellt, die P-P-Spannung lag bei 18 Vpp und die Skalierung war wie vorgegeben $1 \frac{V}{cm}$ für den bipolaren Transistor. Mit $I = \frac{U}{R}$ erhält man als Skalierung für die y-Achse die handschriftlichen Werte. Der Graph sieht dann wie folgt aus:



Bildqualität
gut, aber bitte
den Bildausschnitt bei der
Bearbeitung so
wählen dass
nur noch
das "Graph"
zu sehen ist
aufpassen!

Da $\beta I_B = I_C$ konstant ist, liest man nun dI_C zwischen zwei Kennlinien ab, um damit die Verstärkung zu ermitteln:

Den Abstand zweier Kennlinien bestimmt man zu $(1,6 \pm 0,2) \text{ mA}$.

Damit berechnet man nun $\beta = \frac{dI_C}{dI_B} \Leftrightarrow \Delta\beta = \frac{\Delta(I_C)}{\Delta I_B}$ zu:

$$\beta = (266,67 \pm 33,33)$$

Eine Seriennummer des Schaltbretts I war leider nicht zu finden.

Für die Arbeitsgerade wurde folgende Formel hergeleitet:

$$I_C = \frac{U_0 - U_{CE}}{R_C + R_E} = \frac{U_0}{R_C + R_E} - \frac{1}{R_C + R_E} U_{CE}$$

$$\frac{R_C + R_E}{\beta \cdot R_E} \rightarrow \frac{1}{52 \text{ [A]}} - \frac{1}{780} U_{CE}$$

$$\approx -1,282 \cdot 10^{-3} U_{CE} + 0,01923$$

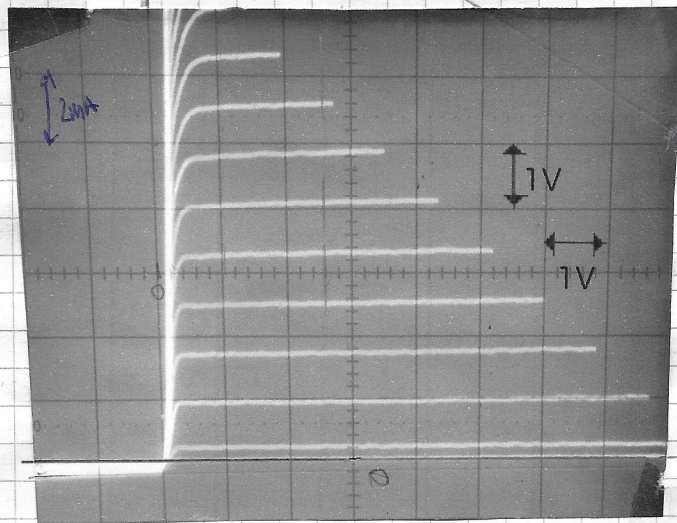
$$I_{C, \text{gem}} = 2 \text{ mA}$$

$$U_{CE, \text{gem}} = 1 \text{ V}$$

I_C

20
15

10



wobei wir benutzt haben, dass man für die Schnittpunkte mit den Achsen erhält:

$$\begin{aligned} I_c = 0 &\rightarrow U_c = 15 \text{ V} \\ U_{ce} = 0 &\rightarrow I_c = 19,23 \text{ mA} \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} I_c = 0 \\ U_{ce} = 0 \end{aligned}} \right\} \text{einsetzen in Formel}$$

Hier fällt direkt auf, dass wir vergessen haben, ein Offset in x-Richtung zu benutzen, sodass unser Nullpunkt des Graphen hier verschoben ist. Wir legen diesen für diesen Aufgabenkeil neu. (Das ist ja wohl die beschwerdeste Aufgabe, die ich je gesehen habe... ~~Das~~ Der Graph sieht ja vielleicht schlecht aus... -).

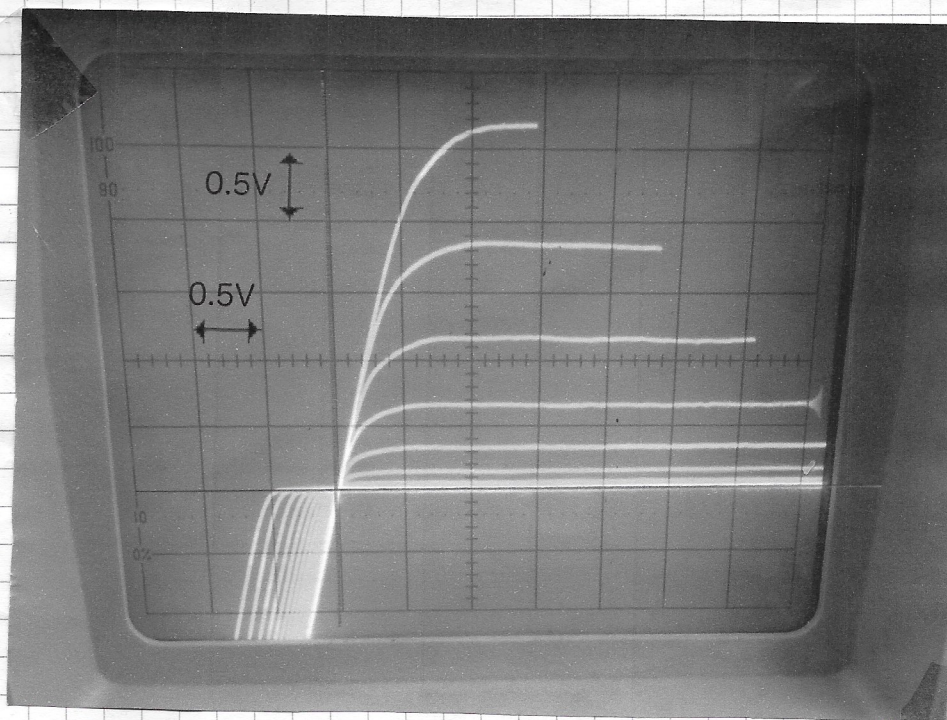
$$\text{Für } I_B = 60 \mu\text{A} \text{ folgt } I_c = \beta I_B = (6 \pm 2) \text{ mA}$$

Nun guckt man an der Arbeitsgerade, welchen Wert U_{ce} für $I_c = 16 \text{ mA}$ hat und findet $U_{ce} = 2,6 \text{ V}$, wobei der Fehler hier aus Gründen der Übersichtlichkeit weggelassen wurde. Da wir die Spannung U_{ce} aber nur ABSCHÄTZEN sollten, ist sowohl der ungenaue Graph, als auch das Weglassen der Fehler gerechtfertigt.

Um die Kennlinien für den FET zu messen, schaltet man nun einen Widerstand zwischen Gate und Masse, an welchem eine Spannung abfällt, denn für den FET braucht man Eingangsspannungen, und keine Ströme. Auch hier war wieder $v = 700 \text{ Hz}$, $U_{pp} = 9 \text{ V}_{pp}$, die Siedekreisung war zu jeweils $0,5 \text{ V}$ gewählt. Um möglichst viele Kennlinien zu sehen haben wir für den Potentiometer einen Widerstand von $R_{pot} = (205 \pm 1) \text{ k}\Omega$ gemessen.

$$\begin{aligned} \text{Dann folgt für den Abstand der Kennlinien: } dU_{GS} &= R \cdot 6 \mu\text{A} \\ &= (0,63 \pm 0,006) \text{ V} \end{aligned}$$

mit folgendem Graphen:



Wir lösen nun für $U_{GS} = 1V = \text{const}$ die ~~Spannung~~ Spannung aus dem Graphen ab, welche dann mittels $I = \frac{U}{R}$ für $R_{\text{Pot}} = (0.5 \pm 1) \text{ k}\Omega$ den Drainstrom ergibt. Man muss hier wieder aufpassen, da wir ein Offset vergessen haben. Unsere Nulllinie ist wie im Graphen markiert die erste Linie, die aufsteht, da diese sich über den negativen und positiven U_{GS} -Bereich erstreckt. Wir wissen außerdem, dass die Linien jeweils einen Abstand von $\Delta U_{GS} = (0,63 \pm 0,006) \text{ V}$ haben. Der letzte Wert wird einfach durch Wurzelziehen angerechnet.

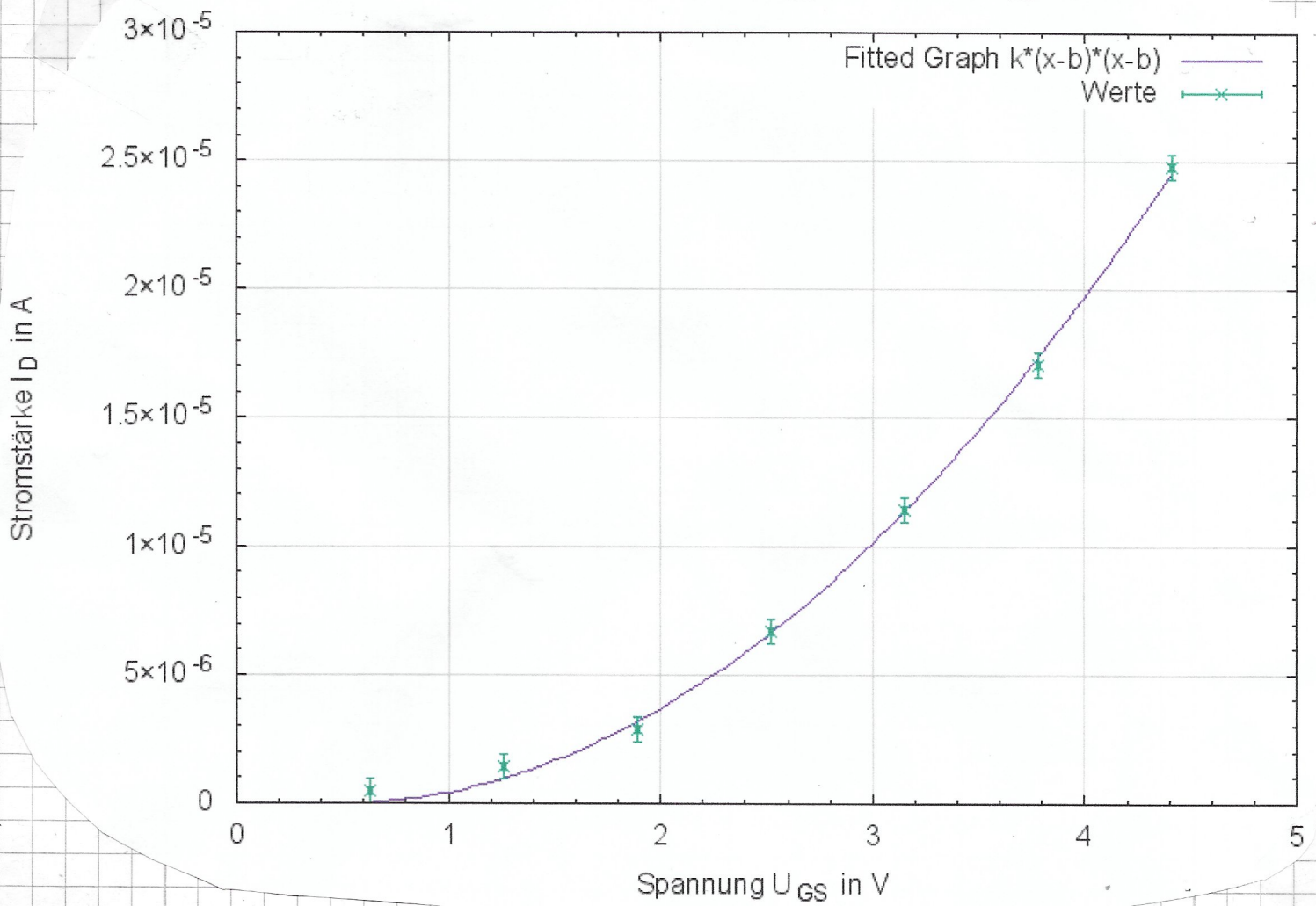
Linie	U_D in V	ΔU_D in V	I_D in A	ΔI_D in A	U_{GS} in V	ΔU_{GS} in V	$\sqrt{I_D}$ in	$\Delta \sqrt{I_D}$ in
1	0.05	0.05	4.7619E-07	4.7619E-07	0.63	0.006	0.00069007	0.00034503
2	0.15	0.05	1.4286E-06	4.7619E-07	1.26	0.006	0.00119523	0.0001992
3	0.3	0.05	2.8571E-06	4.7619E-07	1.89	0.006	0.00169031	0.00014086
4	0.7	0.05	6.6667E-06	4.7619E-07	2.52	0.006	0.00258199	9.2214E-05
5	1.2	0.05	1.1429E-05	4.7619E-07	3.15	0.006	0.00338062	7.043E-05
6	1.8	0.05	1.7143E-05	4.7619E-07	3.78	0.006	0.00414039	5.7505E-05
7	2.6	0.05	2.4762E-05	4.7619E-07	4.41	0.006	0.00497613	4.7847E-05

Aus dieser Tabelle nimmt man nun die Werte von I_D gegen U_{GS} aufzutragen und $\sqrt{I_D}$ gegen U_{GS} .
Für den ersten Graphen erhält man auf diese Weise

ariviele signifikante Stellen
beht im Bereich 1, 2 oder 2

Warum
ist I_D
so klein
ist I_D
mit R_{Pot}
falsch?

Drainstrom I_D gegen U_{GS} , konstantes U_{DS}



Weber der Fitansatz $I_D = k \cdot (U_{GS} - U_{thr})^2$ für die beiden Parameter in Computer liefert:

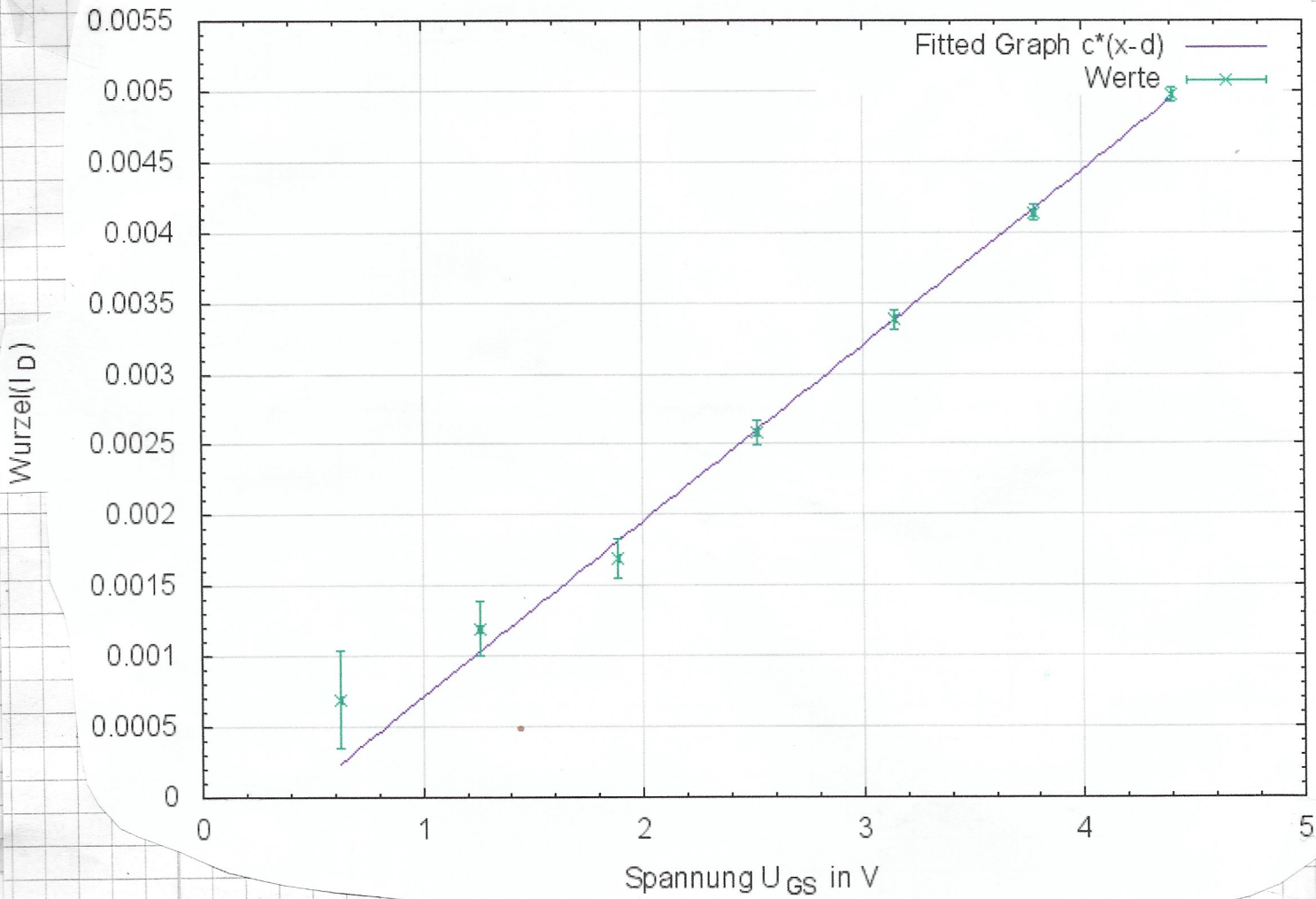
$$k = (1,59427 \pm 0,06809) \cdot 10^6 \frac{A}{V^2} \quad \text{wert ist nicht so genau?}$$

$$U_{thr} = (0,480133 \pm 0,06972) V \quad \text{wert ist nicht so genau?}$$

Man sieht ja bereits am Plot der Messwerte (ohne den Ansatz für den Fit), dass es sich um einen quadratischen Zusammenhang handelt. Man trägt zusätzlich also $\sqrt{I_D}$ gegen U_{GS} auf. Mit dem Fit-Ansatz: $\sqrt{I_D} = \frac{\sqrt{k}}{c} \cdot \frac{(U_{GS} - U_{thr})}{d}$

erhält man das folgende Diagramm (es sollte jetzt $c \stackrel{!}{=} k$ und $d \stackrel{!}{=} U_{thr}$ gelten):

Wurzel Drainstrom Wurzel(I_D) gegen U_{GS} , konstantes U_{DS}



Man erhält mit Gmplot hier:

$$c = (0,00124422 \pm 0,00002952) \sqrt{\frac{A}{V^2}}$$

$$d = (0,429496 \pm 0,07833) V$$

$$\Rightarrow c^2 = 1,548 \cdot 10^{-6} \frac{A}{V^2}$$

Während also k über beide Wege ungefähr den gleichen Wert ergibt, erhält man für die Schwellenspannung zwei doch recht unterschiedliche Werte.

Verstärkung FET

Man ergänzt man die Tabelle um die Transkonduktanz, welche auf zwei verschiedene Weisen ^{ausgerechnet} werden soll, um so experimentell eine Regel zu bestätigen.

$$\text{Mit } g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = 2 \cdot k \cdot (U_{GS} - U_{th})$$

Ist $\sqrt{\frac{A}{V^2}}$ als Einde? Gra? schneit v mit Ein beschalte Geman in Tabelle

Wier sind d Werte f Uhr so untersch

erhält man für den Fehler:

$$\Delta g_m = \sqrt{(2(U_{GS} - U_{th}) (\Delta k))^2 + (2k (\Delta U_{GS}))^2 + (2k (\Delta U_{th}))^2}$$

Außerdem soll man folgende Formel benutzen:

$$g_m = 2\sqrt{k \cdot I_D} \quad \leadsto \quad \Delta g_m = \sqrt{(2\sqrt{\frac{I_D}{k}} (\Delta k))^2 + (2\sqrt{\frac{k}{I_D}} (\Delta I_D))^2}$$

$g_m = dI_D/dU_{GS}$ in μS	Δg_m in μS	$g_m = 2\sqrt{k \cdot I_D}$ in μS	Δg_m in μS
4.77857E-07	2.24E-07	1.74261E-06	1.7442E-06
2.48664E-06	2.3E-07	3.0183E-06	1.0143E-06
4.49542E-06	2.43E-07	4.26852E-06	7.3441E-07
6.5042E-06	2.63E-07	6.52027E-06	5.4264E-07
8.51298E-06	2.88E-07	8.53703E-06	5.0938E-07
1.05218E-05	3.17E-07	1.04557E-05	5.3269E-07
1.25305E-05	3.49E-07	1.25662E-05	5.8859E-07

Außer für den ersten Wert stimmen die beiden Alternativen g_m auszurechnen also sehr gut überein (mit Fehlergrenzen). Für größere U_{GS} bzw. I_D stimmen die Werte immer besser überein, was auf Fehler für kleine Werte in der Messung schließen lässt oder aber bedeutet, dass die Formel nur für große Werte in guter Näherung gilt.

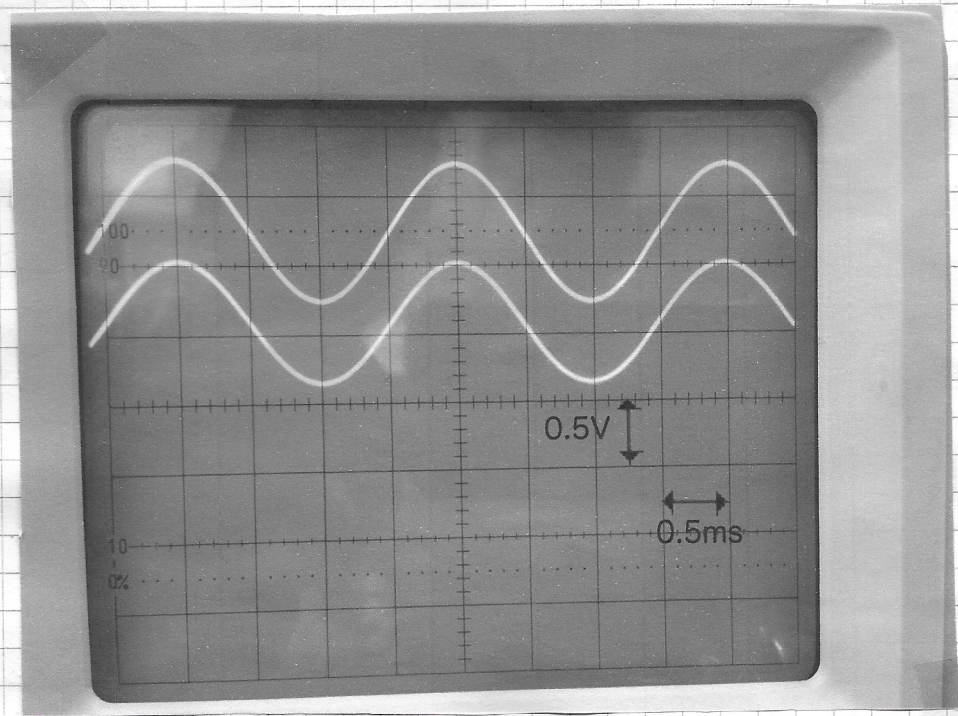
Teil 2

Mit dem auf Schaltung 1 aufgebauten Emitterfolger mit $R_C = R_E = 390 \Omega$ schaut man sich die Signale u_{UE} und u_{UE} im Vergleich zueinander an und achtet dabei insbesondere auf die Phasenbeziehung. Die Frequenz war auf $f = (500 \pm 1) \text{ Hz}$ eingestellt, die Peak-Peak Spannung war $U_{pp} = 1 \text{ V}_{pp}$, wobei eine Sinuswechselspannung u_{UE} anlag und ein Offset von $0,5 \text{ V}$.

Man erhält dafür das nachfolgende Bild, auf welchem deutlich wird, dass die Phase von Eingang und Ausgang beim Emitterfolger gleich bleibt. Außerdem sieht man, dass die Amplitude fast

↑ "Emitter-follower-Beitrag"

nicht verstärkt wird. Der einzig erkennbare Unterschied ist ein Offset, welches aber auch am Oszillator einstellbar war.



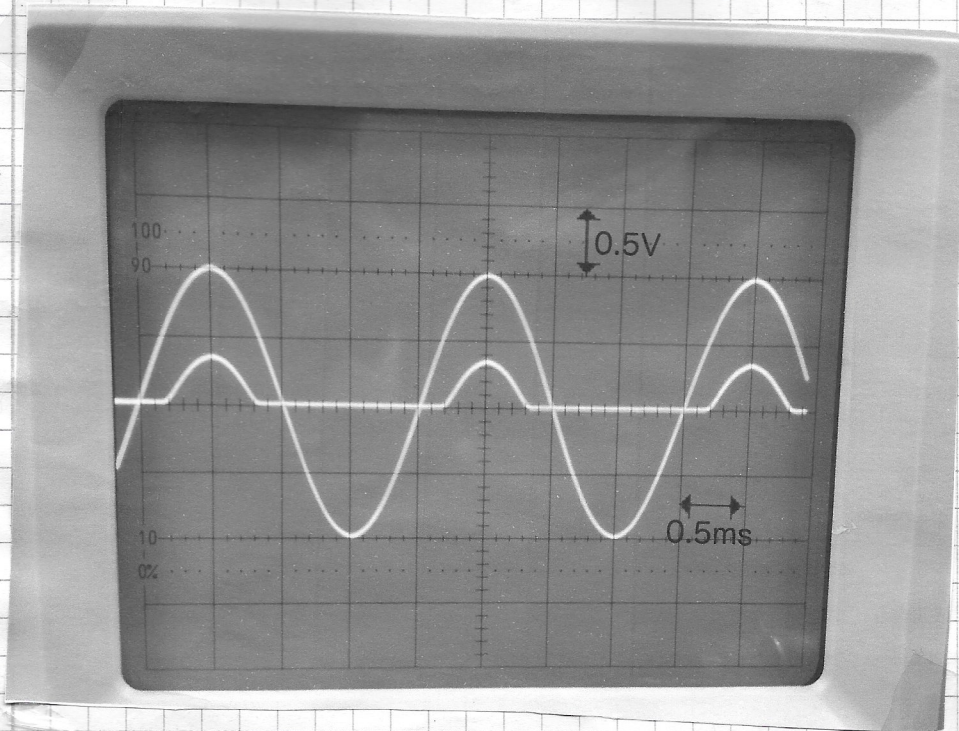
Außerdem sollte die Spannungsverstärkung dU_E/dU_B noch einmal genau bestimmt werden, da sie nur in guter Näherung 1 ist. Mit $dU_B = 1V_{pp}$ und $dU_E = 0,9V_{pp}$ folgt dann sofort $\frac{dU_E}{dU_B} = 0,9$.

Damit wird die Spannung am Ausgang also kleiner als die Eingangsspannung. Bei dem Emitterfolger geht es allerdings um die Stromverstärkung, die Spannung ist hier also verborene Leistung.

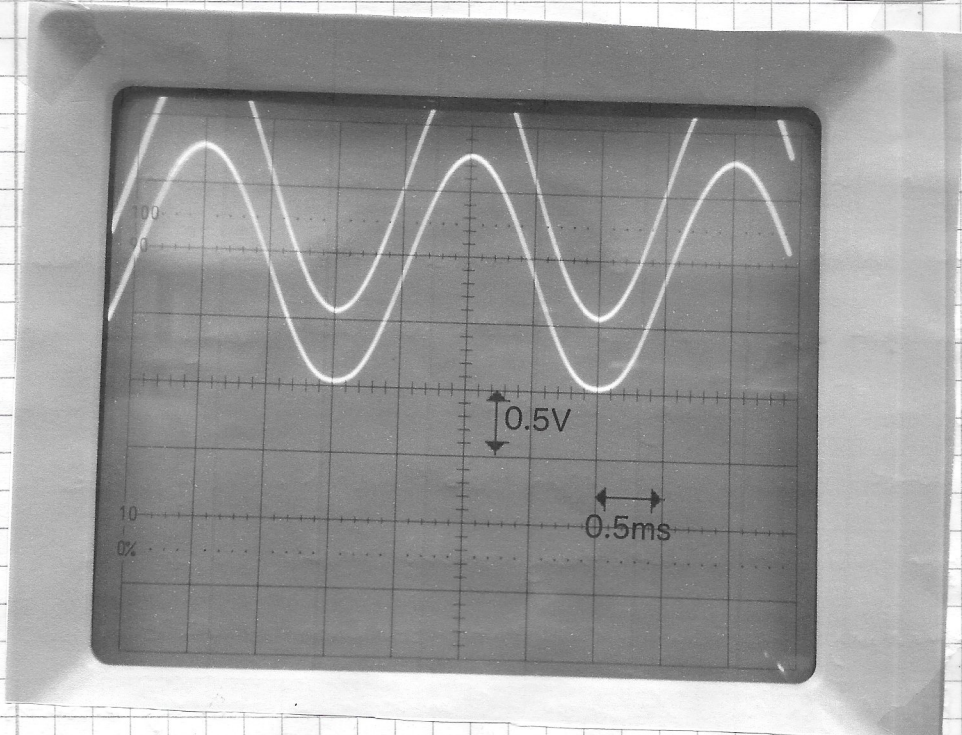
Des Weiteren sollte man sich die Aussteuergrößen der Schaltung anschauen, d.h. bei welchen Eingangs- bzw. Ausgangsspannungen die Grenzen des nutzbaren (nahezu linearen) Stroms liegen.

Dazu haben wir drei Bilder genommen. Für die untere Grenze betrachten wir dabei $\hat{=}$ zwei mal die gleiche Situation, bloß fügen wir im zweiten Bild ein Offset von 1,6V

kurzen, sodass das Signal nicht mehr abgeschnitten wird.



OHNE
OFFSET

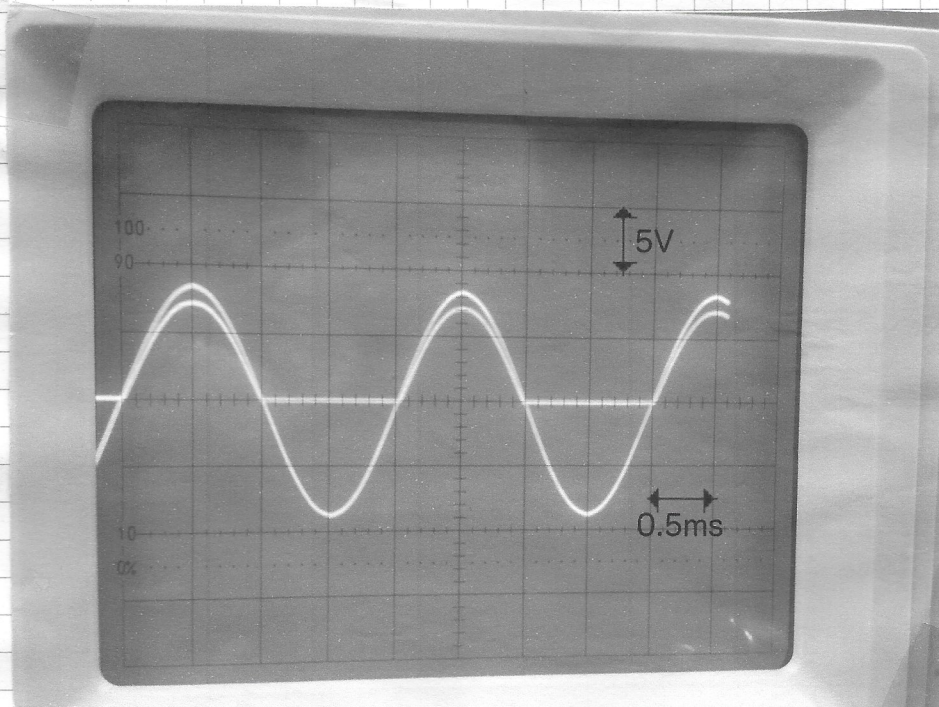


HIT
1,6V
OFFSET

Man sieht hier also für die untere Grenze, dass bei 2V Eingangsspannung das Signal abgeschnitten wird. Shiftet man nun das ganze um 1,6V nach oben, so ist das Signal wieder vollständig am Ausgang messbar. Die Differenzspannung beträgt 0,4V, was in etwa der Sättigungsspannung des Transistors von 0,3V entspricht. Dies war auch als untere Grenze zu erwarten, da dies die kleinste Spannung ist, bei der der Transistor noch läuft (verstärkt). Hier ist auch wieder schön zu erkennen, auch linear?

dam die Verstärkung etwa 0,9 beträgt.

Für die obere Grenze erhält man folgendes Oszillogramm:



ACHTUNG!

Audere
Skala! ▽

Würde man hier jetzt wieder ein Objekt einstellen, so könnte man die abgeschnittenen Wellenlängen umgehen.

Diese tauchen auf, da der Transistor bei Polung der Spannung in diese Richtung blockiert.

Für die obere Grenze liest man ab: 17V. Für größere Spannungen ist die Verstärkung nicht mehr linear, die Ausgangsspannung ist kein Sinus mehr, sondern ist verzerrt.

Da die größtmögliche Kollektor-Emitter-Spannung unseres Transistors $U_0 = 15V$ war, erwartet man auch in etwa ein solches Ergebnis. Für größere Spannungen liegen n- bzw. p-Schichten dann auf falschem Potential und der Transistor funktioniert nicht mehr richtig.

Man kann die Amplitudengrenzen vergrößern, indem man U_0 vergrößert. Die Sättigungsspannung des Transistor ist fest

Vorgegeben.

Nun sollte man noch die Basisvorspannung mit dem $27\text{k}\Omega / 19\text{k}\Omega$ -Spannungsteiler einstellen anstatt mit dem DC-Offset. Dazu wird ein Kondensator hinter den $10\text{k}\Omega$ Widerstand in Reihe geschaltet.

Der Kondensator filtert zum einen jegliches Gleichspannungs-Signal, verschiebt aber auch die Phase. Bei zu kleinen Kondensatoren verschwindet das Signal.

(ist das
Müssen
der Gleich-
spannung
der
Grund?)

Der Kondensator war bei uns $C = 0,1\mu\text{F}$, die Frequenz

$$v = (500 \pm 1) \text{ Hz}$$

Wenn das Potentiometer auf $R_{pot} = (4,1 \pm 0,01) \text{ k}\Omega$ eingestellt war, hatte man die untere Grenze erreicht. Für

$R_{pot} = (5,75 \pm 0,01) \text{ k}\Omega$ war mit $U_{pp} = 11\text{V}_{pp}$ die obere Grenze erreicht.

Für $R_{pot} = 10\text{k}\Omega$ war der Aussteuerbereich am größten, also ist ein größerer Widerstand gleichbedeutend mit einem größeren Aussteuerbereich.

Teil 3

Den letzten Teil des Versuchs konnten wir aus Zeitgründen leider nicht mehr geschafft, wir wollen aber dennoch kurz diskutieren, was wir hier erwartet hätten.

Im ersten Aufbau sollte man beobachten können, wie der Emitter der Basis folgt, also die Phasenverschiebung der beiden verschwindet. Wählt man das Offset zu klein, so wird die Emitterspannung zum Teil abgeschnitten, und es verbleibt nur eine kleinere Spannung.

Tauscht man nun den bipolaren Transistor gegen einen FET als Sourcefolger aus, so sind auch hier Eingangsspannung und Source-Spannung in Phase. Bei zu kleinen

Möim

Was soll
man mit
Nennung
3.1.1 rechnen?
Halbwertzeit
dort nicht
auch einen
Sourcefolger?

Offen erhält man hier allerdings eine andere verbleibende
Source-Spannung, da der FET eine andere "threshold"-
Spannung besitzt.

Im weiteren sollte der Eingangswiderstand des bipolaren
Transistors ausgerechnet werden.

Zuerst läßt man einen Kondensator auf, für dessen Halbwertszeit
 $T_{1/2} = \frac{\ln(2)}{\tau}$; $\tau = R \cdot C$ gilt. Den experimentellen
Wert können wir an dieser Stelle natürlich nicht bestimmen,
aber für den theoretischen erwartet man mit

$$R = 1M\Omega, \quad C = 1\mu F$$

$$T_{1/2} = 0,6931 \cdot s$$

Schließt man den bipolaren Transistor mit einem Widerstand

$R_E \approx [1 - 2]k\Omega$ als Emitterfolger an, so erwarten wir

wegen des kleineren Widerstands eine viel kleinere Halbwertszeit
($\hat{=}$ schnellere Aufladung), was auch anschaulich völlig intuitiv
ist.

Mit dem
FET haben
wir doch
oben schon
genau dieses
Experiment
angesehen
oder?

Mit dem FET als Source-Folger können wir leider keine
theoretischen Überlegungen machen, die Aufgaben sind nahezu
rein experimentell und dafür fehlen uns die Beobachtungen.

Fazit: Die Ergebnisse unseres Versuchs erscheinen recht
plausibel. Leider haben wir einmal vergessen ein Bild
zu nehmen, was hier vielleicht kein Teil "Arbeitspunkt-
Einstellung" zum besseren Verständnis beigetragen hätte. *Idc*
Außerdem haben wir bei den Kennlinien irrtümlicherweise
den Nullpunkt unseres Oszillogramms falsch gelegt, sodass
dies alle etwas verrutscht sind, und man die

Spannungen bzw. Stromstärken und deren Differenzen nicht mehr ganz so gut ablesen kann (welche Linie ist die erste? ...).

Auch fehlt die Obere Einstellung für ein Oszillogramm aus dem Teil "Aussteuergrenzen". Das ist allem aber ein gelungener Versuch.