

Elektronikpraktikum im WS 2010/11

UNIVERSITÄT STUTTGART

Protokoll zum Versuch

V05: Bipolar- und Feldeffekt-Transistoren

Stephan Ludwig, Nicolai Lang

28. November 2010

Zusammenfassung

Der folgende Versuch befasst sich mit den Eingangskennlinien und Ausgangskennlinienfeldern von Bipolar- und Feldeffekttransistoren. Neben der automatisierten Aufnahme dieser Kenndaten wird für den Bipolartransistor die Stromverstärkung B und für den Feldeffekttransistor die Steilheit S an ausgewählten Punkten errechnet. Zum Abschluss wird der Feldeffekttransistor als regelbarer Widerstand betrieben um dessen Charakteristiken zu analysieren.

Verfasser	Lang, Nicolai (2439501, B.Sc. Physik)
Mitarbeiter	Ludwig, Stephan (2526605, B.Sc. Physik)
Gruppennummer	1-16
Versuchstag	22. November 2009
Betreuer	Thomas Wolf

Inhaltsverzeichnis

1. Grundlagen	3
1.1. Halbleiter	3
1.1.1. Theorie	3
1.1.2. Einfache Anwendung: Die Diode	4
1.2. Transistoren	4
1.2.1. Der Bipolartransistor	4
1.2.2. Der Feldeffekttransistor	6
2. Messprinzip, Schaltpläne und Versuchsablauf	8
2.1. Bipolartransistor	8
2.1.1. Stromverstärkung	8
2.1.2. Ausgangskennlinien	9
2.2. Feldeffekttransistor	9
2.2.1. Eingangskennlinie	9
2.2.2. Ausgangskennlinien	10
2.3. Potentiometer (Freiwillige Aufgabe)	10
3. Berechnungen & Formeln	11
4. Auswertung	12
4.1. Bipolartransistor	12
4.1.1. Stromverstärkung	12
4.1.2. Ausgangskennlinien	16
4.2. Feldeffekttransistor	16
4.2.1. Eingangskennlinie	16
4.2.2. Ausgangskennlinien	19
4.3. Potentiometer	20
5. Fehlerrechnung	25
6. Zusammenfassung	25
A. Messwerte	26

1. Grundlagen

1.1. Halbleiter

1.1.1. Theorie

Um die Besonderheit der Halbleiter besser verstehen zu können ist es von Vorteil sich zuerst die Eigenschaften "normaler" Leiter ins Gedächtnis zu rufen.

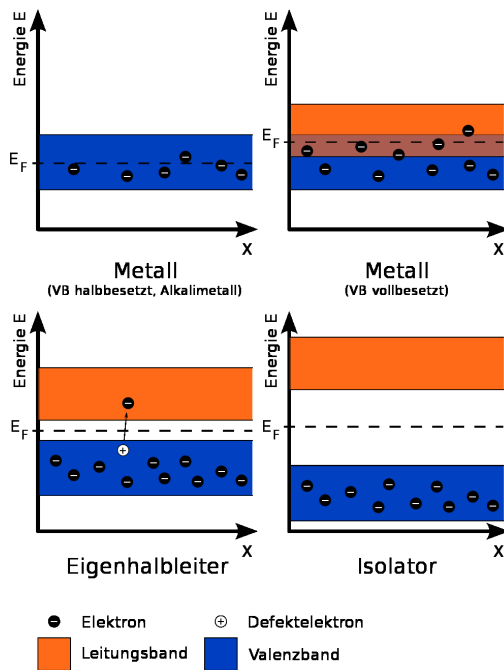


Abbildung 1: Bändermodell.

Normale Leiter Bei "normalen" Leitern sind die äußeren Elektronen der Atomhüllen (Valenzelektronen) sehr schwach gebunden und können im sog. Elektronengas zwischen den positiven Atomrümpfen fluktuieren.

In diesem Energiezustand befinden sich die Elektronen im *Leitungsband* welches in Abb. 1 orange dargestellt ist. Bei Leitern (wie z.B. Metallen) überlappen Leitungs- und Valenzband, sodass bei jeder Temperatur Elektronen aus dem *Valenzband* (in der Grafik blau) in das *Leitungsband* wechseln können.

Die Fermi-Energie E_F bis zu welcher Elektronen beim absoluten Temperaturnullpunkt vorliegen (dies führt zum Bild des *Fermisees*) liegt hier innerhalb des Leitungsbandes. Daher verliert ein Metall seine Leitfähigkeit auch bei tiefen Temperaturen nicht.

Steigt die Temperatur findet man zwar zunehmend mehr Elektronen überhalb der Fermienergie (und damit im Leitungsband). Die thermischen Bewegungen der Atomrümpfe schränken die Beweglichkeit der Elektronen aber stark ein. In Folge dessen sinkt der elektrische Widerstand bei steigender Temperatur.

Halbleiter Reine Halbleiter (sog. *Eigenhalbleiter*, auch intrinsischer Halbleiter) sind bei $T = 0K$ Isolatoren. Ihr Bändermodell ist in Abb. 1 dargestellt. Zwischen Valenzband und Leitungsband besteht eine Bandlücke welche von den erlaubten Zuständen nicht erreichbar ist. Die Fermienergie liegt genau in dieser Bandlücke. Folglich verbleiben beim absoluten Nullpunkt alle Elektronen im Valenzband. Steigt nun die Temperatur oder führt man dem Halbleiter über Lichtwechselwirkungen (Photonen) Energie zu, so können einige Elektronen die Bandlücke überwinden und sich daraufhin im Leitungsband frei bewegen. Diese negativen Ladungsträger erhöhen die Leitfähigkeit (*Elektronenleitung*). Zugleich hinterlassen diese Elektronen positive Löcher im Valenzband (sog. *Defektelektronen*). Durch Verschieben von Elektronen im Valenzband wirken diese als positive Ladungsträger (*Defektelektronenleitung*). In Folge dieser beiden Effekte steigt die Leitfähigkeit des Halbleiters mit zunehmender Temperatur an.

Dotierung Die Leitfähigkeit in Halbleitern lässt sich gezielt durch das Einbringen von Störatomen in das Kristallgitter manipulieren. Hierbei kommen Atome zum Einsatz, deren Wertigkeit (d.h. deren Anzahl an Valenzelektronen) höher oder niedriger als die des umgebenden Halbleiters ist. Solche veränderten Halbleiterkristalle nennt man p- oder n-dotierte Halbleiter:

- **n-Dotierung:** Werden Fremdatome eingebracht, die mehr Valenzelektronen als der ursprüngliche Halbleiter besitzen, werden diese energetisch besonders leicht anregbar. Die Energiezustände dieser Elektronen liegen in der Lücke zwischen Leitungs- und Valenzband und führen zu einer erhöhten Elektronenleitung. Die zurückbleibenden Atomrümpfe der Elektronendonatoren tragen eine unbewegliche positive Ladung. In dem nun vorliegenden dotierten Halbleiter überwiegt also die Elektronenleitung, weshalb die Elektronen als *Majoritätsladungsträger* bezeichnet werden während die Defektelektronen die *Minoritätsladungsträger* darstellen.
- **p-Dotierung:** Werden Fremdatome mit weniger Valenzelektronen als der umgebende Halbleiter eingebracht spricht man von einem p-dotierten Halbleiter. Ein solcher Elektronenakzeptor (oder Defektelektronendonator) erzeugt ein zusätzliches Loch im Valenzband, welches leicht von umgebenden Valenzelektronen gefüllt werden kann. Damit erhöht sich die Zahl beweglicher Defektelektronen während der nun effektiv negative Atomrumpf eine ortsfeste Ladung darstellt. In dieser Situation sind also die Defektelektronen die Majoritätsladungsträger während die Elektronen die Minoritätsladungsträger darstellen.

Übergänge: p-n-Grenzschicht Bringt man einen n-dotierten mit einem p-dotierten Halbleiter in Kontakt, so beginnt instantan ein Diffusionsprozess über die Kontaktfläche hinweg. Die hohe Elektronenkonzentration im n-Halbleiter führt in Verbindung mit der niedrigen Elektronenkonzentration im p-Halbleiter zu einer Diffusion von Elektronen in den p-dotierten Bereich. Umgekehrt diffundieren positive Defektelektronen in den n-dotierten Bereich. Die Elektronen im p-dotierten Bereich rekombinieren dort mit den vorhandenen Löchern und reduzieren so die Leitfähigkeit drastisch (die negativen Ladungen sind ja ortsfest). Analog verarmt der n-dotierte Bereich - hier fallen die beweglichen Elektronen in die eindiffundierenden Löcher. Übrig bleiben ortsfeste, positive Atomrümpfe. In beiden Halbleitern bildet sich also eine dünne Schicht mit wenigen beweglichen Ladungsträgern aus - die sog. Sperrschicht. Hierbei lädt sich der n-dotierte Bereich positiv, der p-dotierte negativ aus. Das resultierende Potentialgefälle wirkt dem Diffusionsprozess entgegen und tritt nach einiger Zeit mit selbigem in ein dynamisches Gleichgewicht ein.

1.1.2. Einfache Anwendung: Die Diode

Eine Halbleiterdiode ist im Grunde nichts anderes als ein p-n-Übergang, wie er oben beschrieben wurde. Die Idee ist nun folgende: Der durch die Diffusion entstandene Potentialunterschied zwischen n- und p-dotierten Bereichen lässt sich durch das Anlegen einer externen Spannung an beide Halbleiter vergrößern (indem der n-Halbleiter positiver der p-Halbleiter negativer gemacht wird) oder verkleinern (n-Halbleiter negativ, p-Halbleiter positiv). Im ersten Fall weitet man die isolierende Sperrschicht aus und unterdrückt auf diese Weise den Diffusionsstrom der Majoritätsladungsträger vollständig - die Diode sperrt. Im zweiten Fall verkleinert man die Sperrschicht und begünstigt so die Diffusion von Majoritätsladungsträgern in das jeweils anders dotierte Gebiet - die Diode leitet. Im leitenden Fall rekombinieren an der nun schmalen Sperrschicht ständig Elektronen aus dem n-dotierten Bereich mit Defektelektronen aus dem p-dotierten Bereich. Dieser Mechanismus ermöglicht die Leitung.

1.2. Transistoren

1.2.1. Der Bipolartransistor

Aufbau Der schematische Aufbau eines npn-Bipolartransistors ist in Abb. 5 dargestellt. Er besteht im Großen und Ganzen aus zwei n-dotierten Halbleitern, welche von einer dünnen, schwach p-dotierten Schicht getrennt werden. Es bilden sich also ein n-p- und ein p-n-Übergang aus. Im Regelbetrieb liegt die Basis auf einem positiven Potential bezüglich des Emitters. Der Kollektor liegt auf einem ebenfalls positiven Potential bezüglich der Basis. Damit ist die Emitter-Basis-Diode in Durchlassrichtung geschaltet während die Basis-Kollektor-Diode in Sperrrichtung betrieben wird.

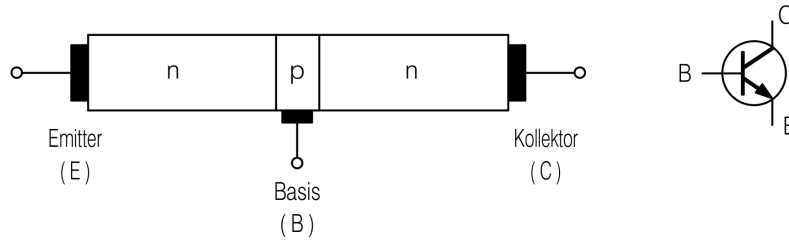


Abbildung 2: Schematischer Aufbau eines Bipolartransistors (links) und das zugehörige Schaltsymbol (rechts).

Das Schaltsymbol verdeutlicht den Stromfluss vom Kollektor zum Emitter (technische Stromrichtung!), während die Basis als "Regelungsanschluss" fungiert.

Funktionsweise Der Majoritätsträgerstrom (i.e. Elektronen) vom linken n-dotierten Bereich wird auf Grund der angelegten Basis-Emitter-Spannung U_{BE} gemäß der Diodengleichung

$$I_B(U_{BE}) = I_{B0} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right] \quad \text{mit} \quad U_T = \frac{k_B T}{e} \quad (1)$$

durch den ersten n-p-Übergang in die Basis getrieben. Von diesen Elektronen rekombinieren nur sehr wenige mit den Löchern des schwach p-dotierten Bereiches. Ein viel größerer Anteil driftet weiter zum p-n-Übergang und wird von dort durch das positive Kollektorpotential abgesaugt. Hierbei gilt es zu beachten, dass dies möglich ist, da die zweite Diode nur Defektelektronen in dieser Richtung sperrt, da dies die Majoritätsträger sind. Die vom Emitter stammenden Elektronen können ungehindert passieren. Das Verhältnis von Basisstrom I_B zum deutlich größeren Kollektorstrom I_C wird als *Stromverstärkung* B bezeichnet und ist in weiten Bereichen konstant. Damit lässt sich über die Regelung des (geringen) Basisstromes I_B der wesentlich größere Kollektorstrom I_C steuern. Dies ist die eigentliche Funktion des Transistors als Verstärker wobei zu beachten ist, dass hier für die Verstärkung ein Steuerstrom fließen muss.

Charakteristika

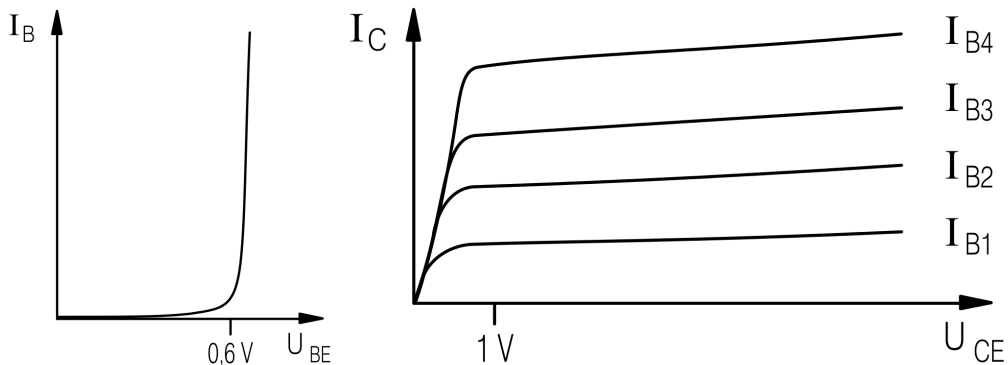


Abbildung 3: Eingangskennlinie. Abbildung 4: Ausgangskennlinienfeld.

Die charakteristischen Kennlinien eines Bipolartransistors sind in den Abbildungen 3 und 4 abgebildet. Es handelt sich dabei um die *Eingangskennlinie* und das *Ausgangskennlinienfeld*:

- **Eingangskennlinie:** Die Eingangskennlinie beschreibt den Basisstrom I_B in Abhängigkeit von der angelegten Basis-Emitter-Spannung U_{BE} . Da es sich hierbei im Grunde nur um eine Diode handelt entspricht die Kennlinie auch einer solchen und gehorcht deshalb Gleichung (1). Beim Erreichen der Knickspannung von ca. 0.6V läuft die Diode im Durchlassbetrieb und der Basisstrom steigt steil an.
- **Ausgangskennlinienfeld:** Betrachtet man den über U_{BE} eingestellten Basis-Emitter-Strom I_B als Parameter, so lässt sich die Abhängigkeit des Kollektorstromes I_C von der angelegten Spannung zwischen Kollektor und Emitter U_{CE} als Kurvenschar in I_B darstellen. Dies nennt man Ausgangskennlinienfeld. Man erkennt an Abb. 4, dass der maximal erreichbare Strom I_C vom Basis-Emitterstrom I_{BE} abhängt. Dies kennzeichnet genau das erwünschte Verhalten als Stromsteuerung durch die Variation der an der Basis anliegenden Spannung U_{BE} . Unterhalb einer von I_B abhängigen Spannung (sog. *Sättigungsspannung*) knickt die Stromkurve steil ab und der Strom fällt drastisch. In diesem Bereich ist der Kollektor nicht mehr in der Lage die vom Emitter kommenden Elektronen abzusaugen. Diese fließen nun fast vollständig über die Basis ab.

Verwendung Bipolartransistoren besitzen die Folgenden Anwendungsbereiche:

- (1) Als Spannungs- und Stromverstärker
- (2) Als Impedanzwandler
- (3) Als Differenzverstärker
- (4) Als Schalter

Details der Verwendung wollen wir hier nicht weiter ausführen, da diese zum Teil bei späteren Versuchen zur Sprache kommen werden.

1.2.2. Der Feldeffekttransistor

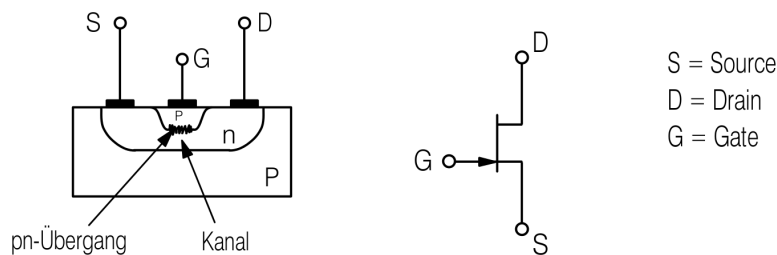


Abbildung 5: Schematischer Aufbau eines JFET-Feldeffekttransistors (links) und das zugehörige Schaltsymbol (rechts).

Aufbau Der schematische Aufbau eines n-Kanal JFETs (Junction-Feld-Effekt-Transistor) ist in Abb. 5 dargestellt. Der n-dotierte Kanal zwischen Drain und Source kontaktiert den p-dotierten Bereich auf der Oberseite (Gate) an seiner schmalsten Stelle. Dort bildet sich ein p-n-Übergang dessen Sperrschicht in den Kanal hineinwächst und dort zu einer Verarmung an Majoritätsladungsträgern (i.e. Elektronen) führt. Da der effektive Stromfluss vom Drain zur Source nur auf einem Majoritätsladungstyp beruht, werden Feldeffekttransistoren auch als *Unipolartransistoren* bezeichnet.

Funktionsweise Der genannte p-n-Übergang wird im Regelbetrieb in Sperrichtung betrieben, d.h. das Potential des Gates ist negativer als das der Source. In diesem Fall wächst die Sperrschicht mit wachsender Gate-Source-Spannung U_{GS} an und reduziert so zunehmend den mit beweglichen Ladungsträgern versehenen Querschnitt des Kanals. Ab einer kritischen Spannung U_P hat sich die ladungsarme Sperrschicht über den gesamten Querschnitt ausgebreitet und verhindert auf diese Weise einen Stromfluss durch den Kanal von Drain zu Source.

Der dabei zwischen Gate und Source fließende Strom ist minimal, da dieser Übergang in Sperrichtung betrieben wird. Damit lässt sich der fließende Strom zwischen Drain und Source praktisch **stromlos** steuern - ganz im Gegensatz zum oben behandelten Bipolartransistor. Die Eingangswiderstände von Feldeffekttransistoren sind demnach prinzipbedingt extrem hoch.

Charakteristika

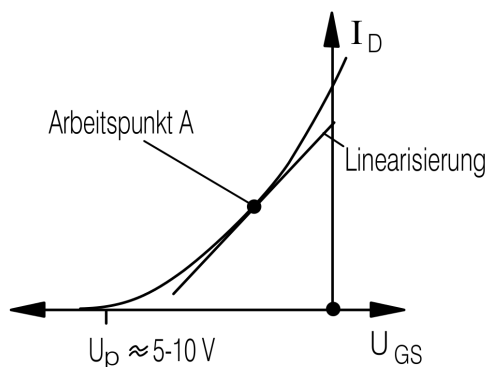


Abbildung 6: Eingangskennlinie.

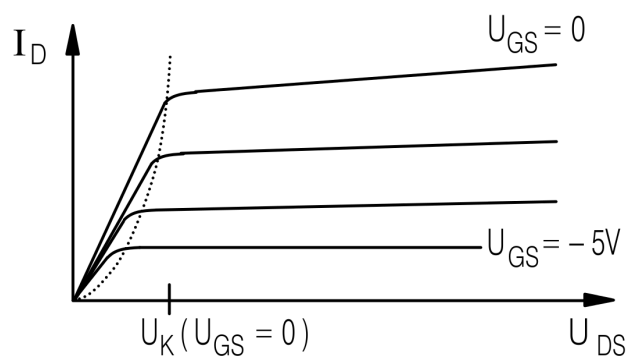


Abbildung 7: Ausgangskennlinienfeld.

Auch Feldeffekttransistoren lassen sich durch ihre Eingangskennlinie und ihr Ausgangskennlinienfeld beschreiben. Diese sind in den Abbildungen 6 und 7 schematisch dargestellt.

- **Eingangskennlinie:** Wie oben erwähnt fließt ab einer (negativen) Gatespannung von U_P praktisch kein Strom mehr vom Drain zur Source. Erst wenn der Betrag der Spannung reduziert wird öffnet sich der Kanal und der Drain-Strom setzt ein. Hierbei gilt ein quadratischer Zusammenhang:

$$I_D = I_{DS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad (2)$$

- **Ausgangskennlinienfeld:** Das Ausgangskennlinienfeld ähnelt dem des Bipolartransistors. Im *Anlaufbereich* hängt der Kanalstrom I_D nahezu linear von der angelegten Drain-Source-Spannung U_{DS} ab. Der Feldeffekttransistor verhält sich also wie ein ohmscher Widerstand. Die Steigung der Flanken (i.e. der Widerstand) kann dabei über die Gatespannung variiert werden. Bei der sog. *Kniespannung* U_K geht der ohmsche Bereich schnell in den sog. *Abschnürbereich* über, welcher durch die Sättigung des Stromes auf Grund der begrenzten Ladungsträgerdichte im Kanal hervorgerufen wird. In diesem Zustand hängt die Kanalstromstärke praktisch nicht mehr von der angelegten Drain-Source-Spannung ab.

Verwendung Feldeffekttransistoren besitzen drei Hauptanwendungsbereiche:

- (1) Als Verstärker
- (2) Als Konstantstromquelle
- (3) Als steuerbarer Widerstand und Schalter

2. Messprinzip, Schaltpläne und Versuchsablauf

2.1. Bipolartransistor

2.1.1. Stromverstärkung

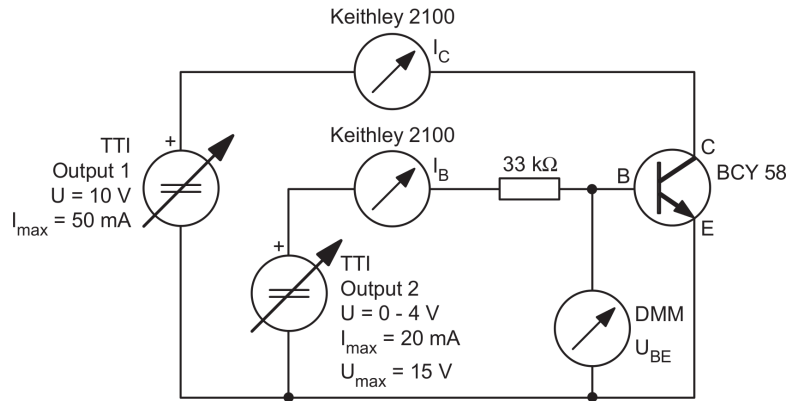


Abbildung 8: Schaltplan für die Messungen mit dem Bipolartransistor BCY-58.

Messprinzip und Versuchsaufbau Die Schaltung wird wie in Abb. 8 dargestellt aufgebaut. Wichtig ist hierbei, dass die angegebenen Werte für die Strombegrenzung an den Spannungsquellen eingestellt werden um eine Beschädigung des Transistors zu vermeiden.

Versuchsablauf

- Die Emitter-Kollektorspannung wird konstant auf $U_{CE} = 10V$ gestellt. Nun werden verschiedene Basisspannungen U_B eingestellt. Die resultierenden Basisströme I_B , die Basis-Emitterspannungen U_{BE} sowie die Kollektorströme I_C werden manuell abgelesen und notiert.
- Derjenige Kollektorstrom I_C^* wird notiert, bei welchem das Package fühlbar warm wird. Von dort an wird der Transistor nur noch mit Kühlstern betrieben.
- Bei konstantem $U_{CE} = 10V$ wird mit Hilfe von LabVIEW eine Messreihe von I_B und I_C bei automatisch variierendem U_B erstellt.

Versuchsparameter

- $U_{CE} = 10V = \text{const}$
- $0.0V \leq U_B \leq 4.0V$ (LabVIEW-Messung, äquidistante Schrittweite)
- $0.73V \leq U_B \leq 4.53V$ (manuelle Messung, dynamische Schrittweite)
- **Benutzte Geräte:** BCY-58 (npn-Transistor), Keithley 2100 (Tischmultimeter, 2x), TTI (Konstantspannungsquelle, 2 Outputs), Digitales Handmultimeter, 33k-Widerstand.

Anmerkungen und Vorkommnisse Keine ◀

2.1.2. Ausgangskennlinien

Messprinzip und Versuchsaufbau Die Schaltung aus Abb. 8 wird beibehalten. Nach einer leichten Modifikation des LabVIEW VIs können die Messungen durchgeführt werden.

Versuchsablauf

- Mit Hilfe von LabVIEW wird für 4 verschiedene Basisspannungen U_B (und damit Basisströme I_B) der Kollektorstrom I_C in Abhängigkeit von der Emitter-Kollektorspannung U_{CE} aufgenommen. Die Basisströme I_B werden weiterhin gemessen und abgespeichert.

Versuchsparameter

- $0.0V \leq U_{CE} \leq 4.0V$ (äquidistante Schrittweite)
- $U_B \in \{1.0, 1.5, 2.0, 2.5\}V$
- **Benutzte Geräte:** BCY-58 (npn-Transistor), Keithley 2100 (Tischmultimeter, 2x), TTI (Konstantspannungsquelle, 2 Outputs), 33k-Widerstand.

Anmerkungen und Vorkommnisse Keine ◀

2.2. Feldeffekttransistor

2.2.1. Eingangskennlinie

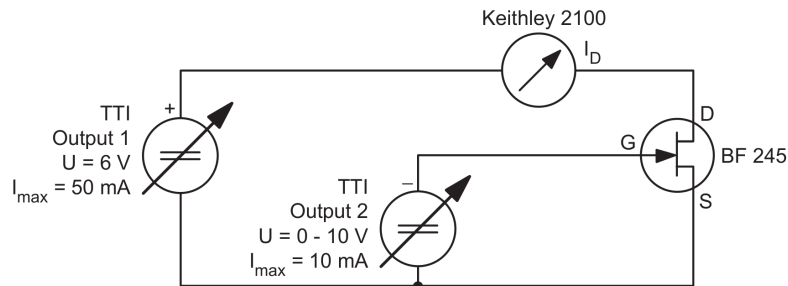


Abbildung 9: Schaltplan für die Messungen mit dem Feldeffekttransistor BF-245.

Messprinzip und Versuchsaufbau Die Schaltung wird gemäß Abb. 9 aufgebaut. Die Messungen erfolgen automatisch mit LabVIEW. Wieder muss unbedingt auf die Strombegrenzungen aus dem Schaltbild geachtet werden.

Versuchsablauf

- Mit LabVIEW wird der Drain-Strom I_D in Abhängigkeit von der automatisch angelegten Gate-Source-Spannung U_{GS} gemessen und abgespeichert. Die Drain-Source-Spannung wird dabei konstant auf $U_{DS} = 6.0V$ gehalten.

Versuchsparameter

- $U_{DS} = 6.0V = \text{const}$
- $-10.0V \leq U_{GS} \leq 0.0V$ (äquidistante Schrittweite)
- **Benutzte Geräte:** BF-245 (n-Kanal JFET), Keithley 2100 (Tischmultimeter), TTI (Konstantspannungsquelle, 2 Outputs).

Anmerkungen und Vorkommnisse Keine ◀

2.2.2. Ausgangskennlinien

Messprinzip und Versuchsaufbau Die Schaltung aus Abb. 9 wird beibehalten. Nach einer kleinen Modifikation des LabVIEW VIs kann die Messung durchgeführt werden.

Versuchsablauf

- Für 4 verschiedene Gate-Source-Spannungen U_{GS} wird der Drain-Strom I_D in Abhängigkeit von der Drain-Source-Spannung U_{DS} aufgenommen. Die Messreihen werden mittels LabVIEW abgespeichert.

Versuchsparameter

- $0.0V \leq U_{DS} \leq 7.0V$ (äquidistante Schrittweite)
- $U_{GS} \in \{0.0, -0.5, -1.0, -2.0\}V$
- **Benutzte Geräte:** BF-245 (n-Kanal JFET), Keithley 2100 (Tischmultimeter), TTI (Konstantspannungsquelle, 2 Outputs).

Anmerkungen und Vorkommnisse Keine ◀

2.3. Potentiometer (Freiwillige Aufgabe)

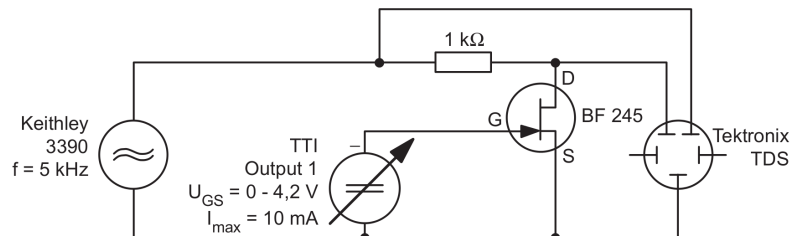


Abbildung 10: Schaltplan für die Messungen mit Potentiometer auf Basis des BF-245.

Messprinzip und Versuchsaufbau Der JFET soll als regelbarer Widerstand (Potentiometer) benutzt werden. Hierfür wird die in Abb. 10 dargestellte Schaltung aufgebaut. Mit Hilfe von LabVIEW werden die Daten des Oszilloskops gespeichert. Hierbei wird U_{RDS} an CH1 und U_{DS} an CH2 gemessen.

Versuchsablauf

- Für verschiedene Gate-Source-Spannungen U_{GS} werden Oszisnapshots angefertigt wobei sowohl CH1 als auch CH2 abgespeichert werden.

Versuchsparameter

- $U_0 = 2 \cdot U_{RDS}^{max} = 5.0V_{pp}$ (High Impedance)
- $\nu = 5\text{kHz}$
- Signaltyp Sinus
- $0.0V \leq U_{GS} \leq 4.2V$ (manuelle Einstellung)
- **Benutzte Geräte:** BF-245 (n-Kanal JFET), Keithley 3390 (Funktionsgenerator), TTI (Konstantspannungsquelle, 1 Output), Tektronix (Digitaloszilloskop, 2 Kanäle), 1k-Widerstand.

Anmerkungen und Vorkommnisse Keine ◀

3. Berechnungen & Formeln

Im Folgenden ist

- P_V : $[P_V] = 1W$ die im Bipolartransistor dissipierte Leistung (Verlustleistung).
- U_{CE} : $[U_{CE}] = 1V$ die Kollektor-Emitter-Spannung am Bipolartransistor.
- I_C : $[I_C] = 1A$ der Kollektorstrom am Bipolartransistor.
- P_{therm} : $[P_{therm}] = 1W$ die über einen thermischen Kontakt fließende Leistung.
- R_{therm} : $[R_{therm}] = 1\frac{K}{W}$ der absolute Wärmewiderstand eines Kontaktes (hier: Package-Luft).
- $T_{Package}$: $[T_{Package}] = 1K$ die Temperatur des Packages.
- T_{Luft} : $[T_{Luft}] = 1K$ die Umgebungstemperatur (Lufttemperatur).
- I_B : $[I_B] = 1A$ der Basisstrom des Bipolartransistors.
- B : $[B] = 1$ die Stromverstärkung eines Bipolartransistors.
- I_D : $[I_D] = 1A$ der Drain-Strom eines FETs.
- U_{GS} : $[U_{GS}] = 1V$ die Gate-Source-Spannung eines FETs.
- S : $[S] = 1\frac{A}{V}$ die Steilheit eines FETs.

Bipolartransistor Die im Transistor dissipierte Leistung berechnet sich zu

$$P_V = U_{CE} \cdot I_C \quad (3)$$

Für die übertragene Leistung an einem Wärmekontakt gilt

$$P_{therm} = \frac{\Delta T}{R_{therm}} = \frac{T_{Package} - T_{Luft}}{R_{therm}} \quad (4)$$

Die Relationen (3) und (4) ergeben mit der Bedingung eines dynamischen Gleichgewichts $P_{therm} = P_V$ eine Beziehung der Gehäusetemperatur zum Kollektorstrom:

$$T_{Package} = T_{Luft} + R_{therm} \cdot P_V = T_{Luft} + R_{therm} \cdot U_{CE} \cdot I_C \quad (5)$$

Die *Stromverstärkung* B eines Bipolartransistors ist weitgehend konstant und in diesem Bereich definiert als

$$B := \frac{I_C}{I_B} \quad (6)$$

Feldeffekttransistor Die *Steilheit* S eines Feldeffekttransistors wird definiert als

$$S(U_{GS}) := \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_{U_{DS}} \quad (7)$$

4. Auswertung

4.1. Bipolartransistor

4.1.1. Stromverstärkung

- Die gemessenen Werte sind in Tabelle 1 dargestellt. Die im Transistor dissipierte Leistung wurde gemäß (3) berechnet. Im Laufe des Versuches wurde bei einem Kollektorstrom von $I_C^* = 15.26\text{mA}$ eine fühlbare Erwärmung des Transistorgehäuses festgestellt. Mit $U_{CE} = 10\text{V}$ und Gleichung (5) folgt damit eine Gehäusetemperatur von

$$T_{Package} = 293\text{K} + 0.5 \cdot 10^3 \frac{\text{K}}{\text{W}} \cdot 10\text{V} \cdot 15.26 \cdot 10^{-3}\text{A} \approx 369.3\text{K} \quad (8)$$

wobei wir eine Raumtemperatur von $T_{Luft} = 293\text{K}$ angenommen haben. Demnach wurde das Gehäuse als "warm" empfunden, als es eine Temperatur von $T_{Package} = 96.3^\circ\text{C}$ hatte. Ab diesem Zeitpunkt wurde der Transistor nur noch mit aufgestecktem Kühlstern betrieben. Es stellt sich natürlich die Frage, weshalb erst bei einer so hohen Temperatur eine Erwärmung feststellbar war. Hierbei muss aber bemerkt werden, dass obige Rechnung davon ausgeht, dass das Package *frei* im Raum steht *ohne* berührt zu werden. Man muss sich im Klaren darüber sein, dass die erzeugte Leistung zu diesem Zeitpunkt nur $P_V^* \approx 153\text{mW}$ betrug und beim Berühren des Bauteiles zum großen Teil über den Finger abgeführt wurde. Damit dürfte die Temperatur nach der Berührung deutlich niedriger gewesen sein als oben berechnet.

U_B	I_B	I_C	U_{BE}	P_V
[V]	[mA]	[mA]	[V]	[W]
0.730	0.003	0.963	0.632	0.010
0.840	0.006	2.000	0.644	0.020
0.980	0.010	3.470	0.650	0.035
0.880	0.008	2.440	0.646	0.024
1.310	0.021	7.350	0.651	0.074
1.620	0.030	11.240	0.646	0.112
1.940	0.040	15.260	0.648	0.153
2.290	0.050	18.740	0.662	0.187
2.630	0.061	23.030	0.657	0.230
2.930	0.070	26.970	0.653	0.270
3.250	0.080	31.180	0.648	0.312
3.560	0.090	35.350	0.640	0.354
3.890	0.100	39.650	0.634	0.397
4.530	0.120	48.190	0.618	0.482

Tabelle 1: Manuelle Messungen mit berechneter Verlustleistung.

- Um den Verstärkungsfaktor B zu erhalten ziehen wir den Zusammenhang (6) zu Rate. Abb. 11 stellt den Kollektorstrom in Abhängigkeit vom gemessenen Basisstrom dar. Die Steigung der Geraden ist demnach die Verstärkung B . Wir setzen also ein Fitfunktion

$$f_a(I_B) = a \cdot I_B \quad (9)$$

an. `gnuplot` liefert den Fitparameter $a(1) = 391.685$. Damit ergibt sich direkt $B(1) \approx 392$. Die dissipierte Leistung wurde nach Gleichung (3) errechnet und in Abb. 12 gegen die angelegte Basisspannung U_B aufgetragen. Da wir die manuelle Messung nur mit Werten $U_B \geq 0.6\text{V}$ durchgeführt haben, ist in den Daten die Knickspannung nicht zu erkennen.

3. Analog zum Vorgehen oben können wir nun die Verstärkung und die dissipierte Leistung aus den automatisch mit LabVIEW aufgenommenen Daten errechnen. In Abb. 13 ist der Kollektorstrom gegen den Basisstrom aufgetragen. Die Fitfunktion $f_{a(2)}$ liefert mit `gnuplot` den Fitparameter $a(2) = 388.178$ und damit die Stromverstärkung $B(2) \approx 388$. Die in Abb. 14 aufgetragene dissipierte Leistung (welche wegen $U_{CE} = 10V = \text{const}$ einer umskalierten Kollektorstromstärke entspricht) weißt nun bei $U_{Knick} \approx 0.6V$ den typischen Knick auf, welcher für Halbleiterdioden (und damit auch Bipolartransistoren) kennzeichnend ist.

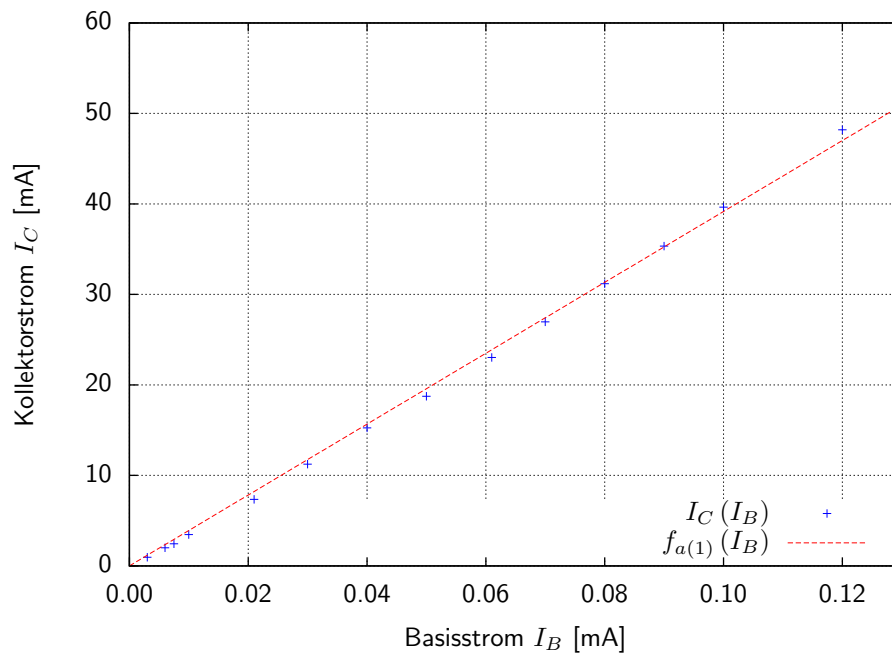
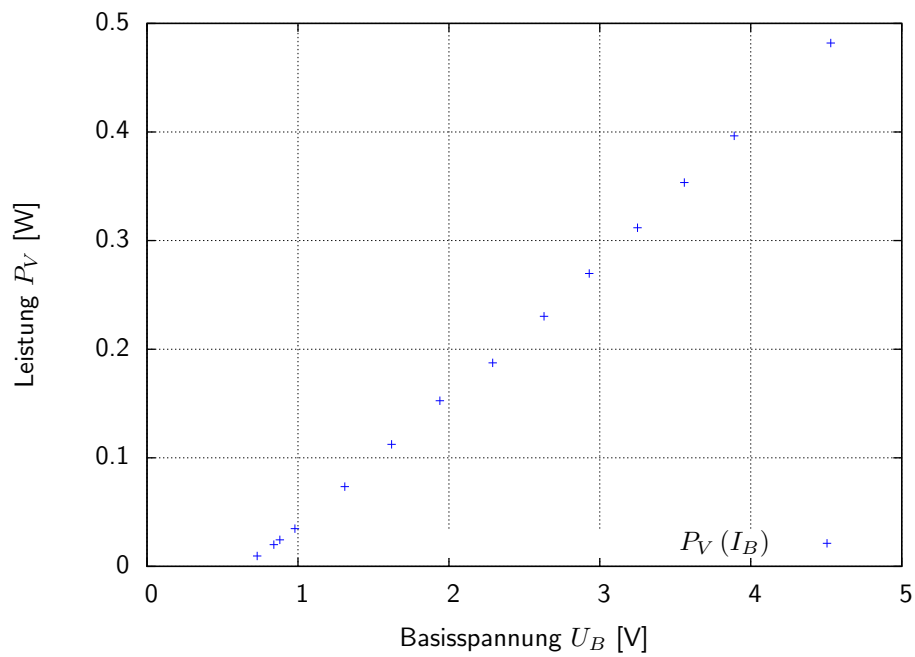
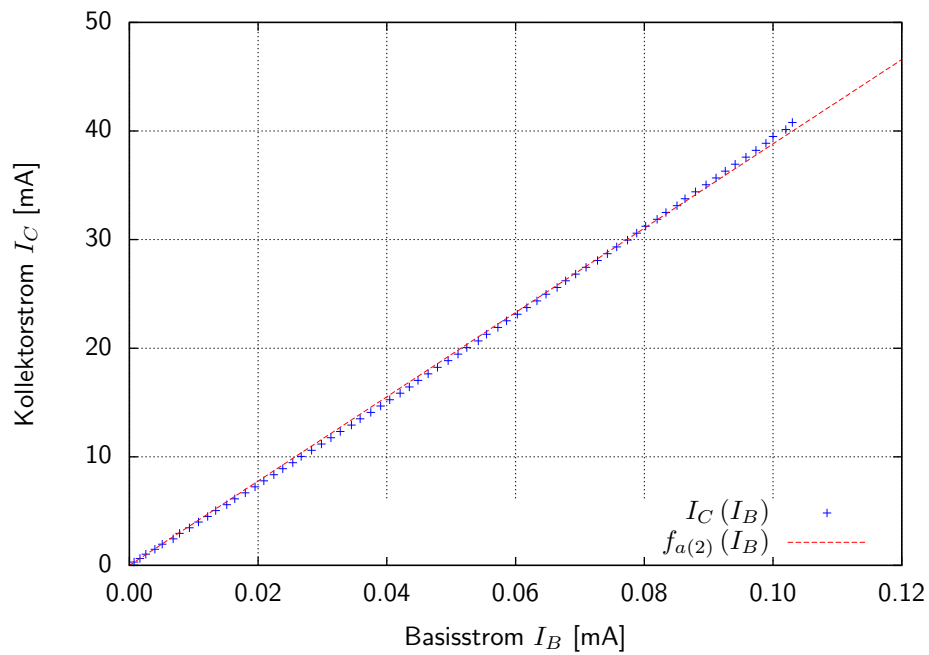
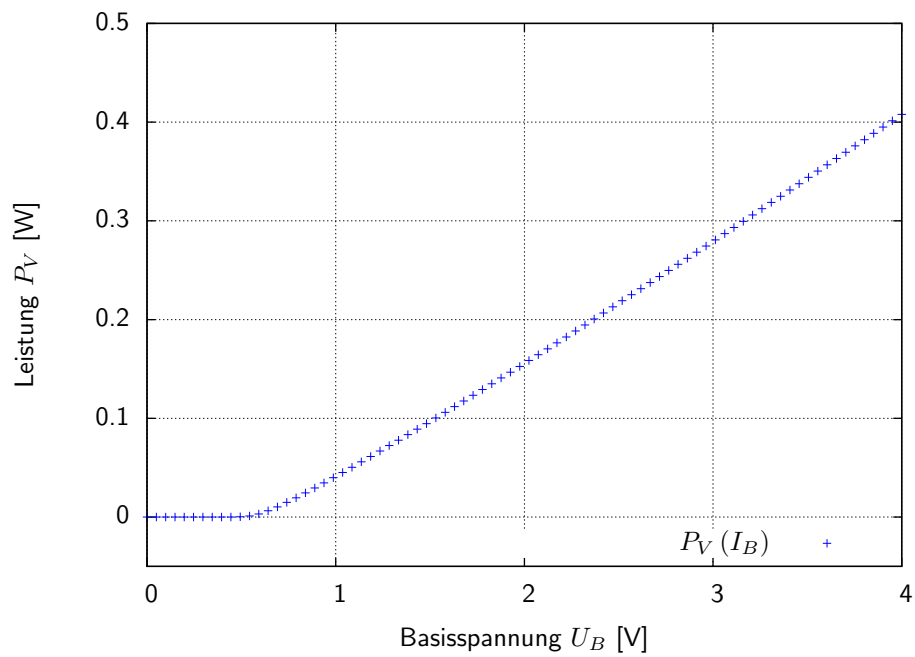
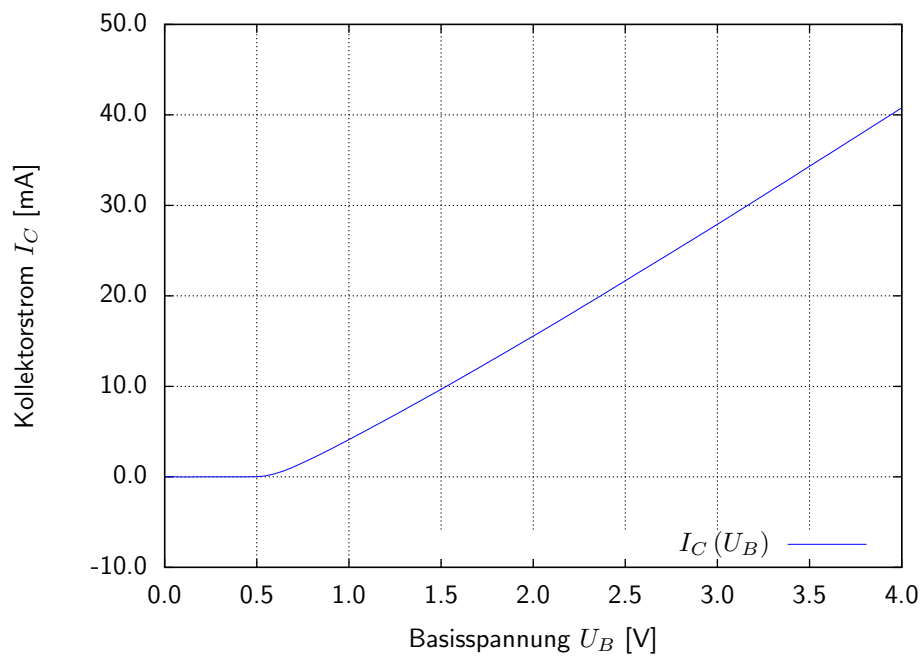


Abbildung 11: Kollektorstrom I_C gegen den Basisstrom I_B (manuelle Messung).

Abbildung 12: Dissipierte Leistung P_V gegen den die Basisspannung U_B (manuelle Messung).Abbildung 13: Kollektorstrom I_C gegen den Basisstrom I_B (LabVIEW Messung).

Abbildung 14: Dissipierte Leistung P_V gegen den die Basisspannung U_B (LabVIEW Messung).Abbildung 15: Kollektorstrom I_C gegen die Basisspannung U_B (LabVIEW Messung).

4.1.2. Ausgangskennlinien

In Abb. 16 sind die Kollektorströme gegen die angelegte Kollektor-Emitter-Spannung aufgetragen. Hierbei dient die angelegte Basisspannung U_B als kontrollierbarer Parameter. Die Kurven sind daher auch mit U_B als Parameter gekennzeichnet. Theoretisch sollte sich der Basisstrom während dem Durchlaufen von U_{CE} nicht ändern, weshalb auch I_B ein guter Parameter der Kurvenschar sein sollte. Es stellt sich aber heraus, dass der Basisstrom kleinen Variationen unterworfen ist. Diese sind in Tabelle 2 dargestellt.

Der Vergleich mit dem Ausgangskennlinienfeld des Datenblattes ist leider nicht möglich, da dieses kein Ausgangskennlinienfeld enthält.

Messung	U_B	I_B^{min}	I_B^{max}	\bar{I}_B
	[V]	[mA]	[mA]	[mA]
1	1.0	3.21	3.32	3.28
2	1.5	7.55	8.07	7.84
3	2.0	11.33	12.96	12.46
4	2.5	14.26	17.95	17.05

Tabelle 2: Variation des Basisstromes bei konstanter Basisspannung (LabVIEW Messung).

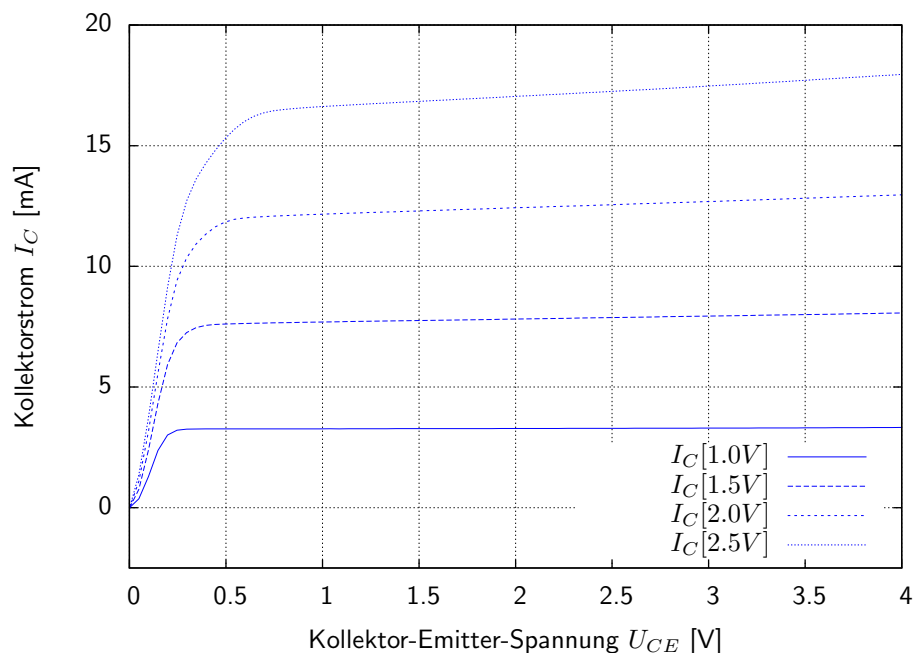


Abbildung 16: Ausgangskennlinienfeld: Kollektorstrom I_C gegen Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} (LabVIEW Messung).

4.2. Feldeffekttransistor

4.2.1. Eingangskennlinie

Die Eingangskennlinie des JFET BF-245 ist in Abb. 17 dargestellt. Hierbei ist zu beachten, dass das Gate bezüglich der Source auf *negativem* Potential liegt. Daher wird U_{GS} negativ abgetragen. Ab

einer kritischen Spannung U_P , die wir aus dem Diagramm zu $U_P \approx -3.5\text{V}$ ablesen sperrt der JFET indem die ladungsarme Raumladungszone den Kanal vollständig durchdringt. Der Gatestrom des JFET wurde nicht direkt gemessen, da dieser auf Grund des hohen Eingangswiderstandes des Transistors verschwindend gering ist.

Ableitung	U_{GS} [V]	$b(i)$ [1]	$S(U_{GS})$ [mA/V]
1	-0.5	4.86824	4.87
2	-1.5	3.77743	3.78
3	-2.5	2.63612	2.64

Tabelle 3: Steilheit des JFET für drei verschiedene Gate-Source-Spannungen.

Die in Tabelle 3 gelisteten Steilheiten wurden gemäß Gleichung (7) berechnet indem im skalierten Plot der Eingangskennlinie in Abb. 18 Funktionen der Form

$$g_b(U_{GS}) = b \cdot U_{GS} + c \quad (10)$$

gefittet wurden. Hierbei wurden immer Werte aus einem Intervall $[U_{GS} - 0.1 : U_{GS} + 0.1]$ als Grundlage für die Linearisierung genommen.

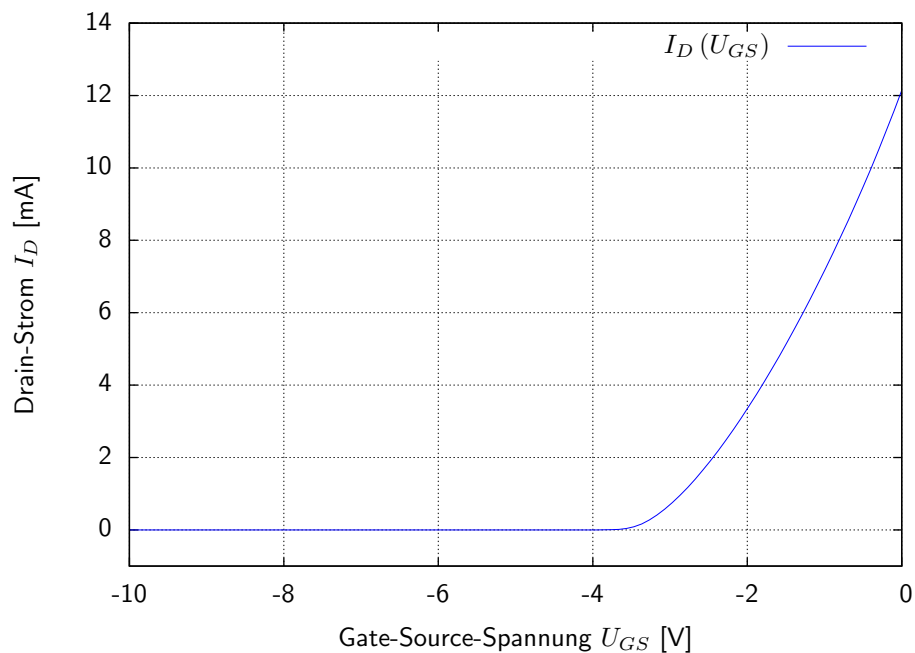


Abbildung 17: Eingangskennlinie des JFETs: Drain-Strom I_D gegen die Gate-Source-Spannung U_{GS} (LabVIEW Messung).

Bipolar- und Feldeffekttransistor In Abb. 20 sind die Eingangskennlinien von Bipolar- und Feldeffekttransistor gemeinsam aufgetragen (vgl. die Abbildungen 15 und 17). Hierbei wurde bewusst der Betrag $|U_{GS}|$ der Gate-Source-Spannung auf die x-Achse gelegt. Damit wird deutlich:

- **Bipolartransistoren** erfordern für einen fließenden Strom eine angelegte Spannung die über der Knickspannung $U_K \approx 0.6\text{V}$ liegen muss. Von dort steigt der fließende Basis-Strom I_B und

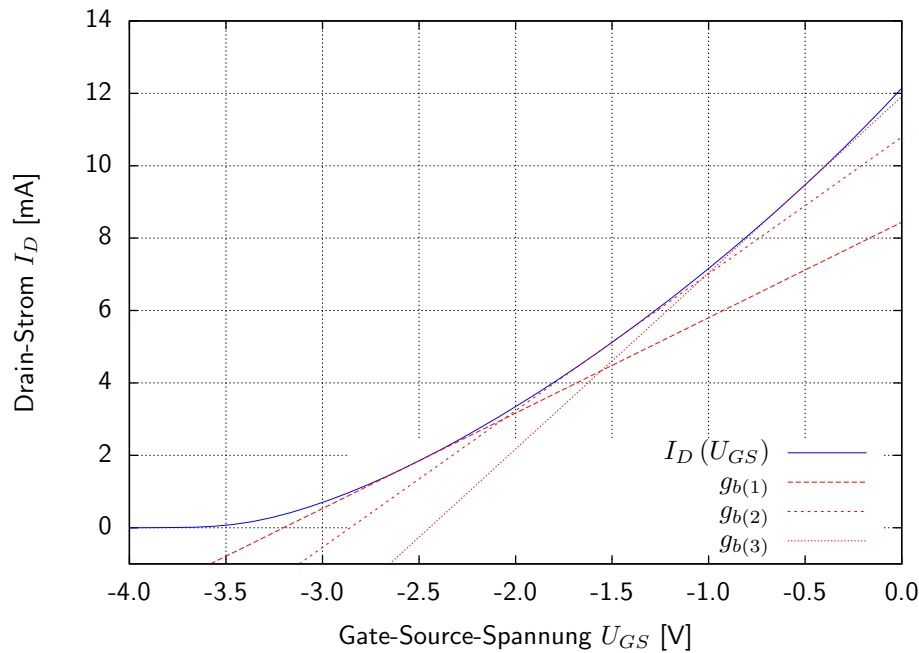


Abbildung 18: Eingangskennlinie des JFETs: Drain-Strom I_D gegen die Gate-Source-Spannung U_{GS} (LabVIEW Messung).

damit der linear über die Stromverstärkung B gekoppelte Kollektorstrom I_C praktisch linear mit der Basisspannung U_B an. Hierbei gilt es zu bemerken, dass die eigentliche Kontrolle des zu steuernden Stromes über den Basisstrom I_B erfolgt. Damit geht der Steuervorgang immer mit einer Verlustleistung einher.

- **Feldeffekttransistoren** verhalten sich praktisch umgekehrt. Um einen Strom durch den Kanal fließen zu lassen, darf gerade *keine* Spannung am Gate anliegen. Um den Stromfluss zu unterbinden bzw. zu steuern muss die Gatespannung betragsmäßig erhöht werden. Erreicht sie die Spannung U_P lässt der Kanal keine Ladungsträger mehr passieren und der Stromfluss kommt zum Erliegen. Bemerkenswert ist, dass der Zusammenhang zwischen Drain-Strom und Gate-Source-Spannung nicht linear sondern quadratisch ist. Damit lassen sich vor allem niedrige Ströme präzise variieren. Des weiteren schaltet ein Feldeffekttransistor leistungslos, da auf Grund des extrem hohen Eingangswiderstandes am Gate praktisch kein Steuerstrom fließt. Die Kontrolle des Drain-Stromes erfolgt also ausschließlich über die angelegte Spannung.

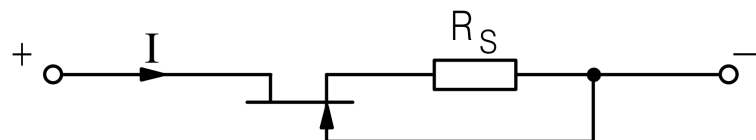


Abbildung 19: Schaltplan für eine einfache Konstantstromquelle.

Die Eigenschaft selbstleitend zu sein (d.h. bei fehlender Gate-Source-Spannung zu leiten) ermöglicht es mit Feldeffekttransistoren eine besonders einfache Konstantstromquelle aufzu-

bauen, welche auf einem simplen Regelungskreis beruht (siehe Abb. 19). Eine Erhöhung des Stromes führt zu einer größeren Gate-Source-Spannung, welche den Strom reduziert. Fällt dieser fällt auch die Spannung und der Kanal öffnet sich wieder. Es stellt sich also ein stabiles Gleichgewicht ein.

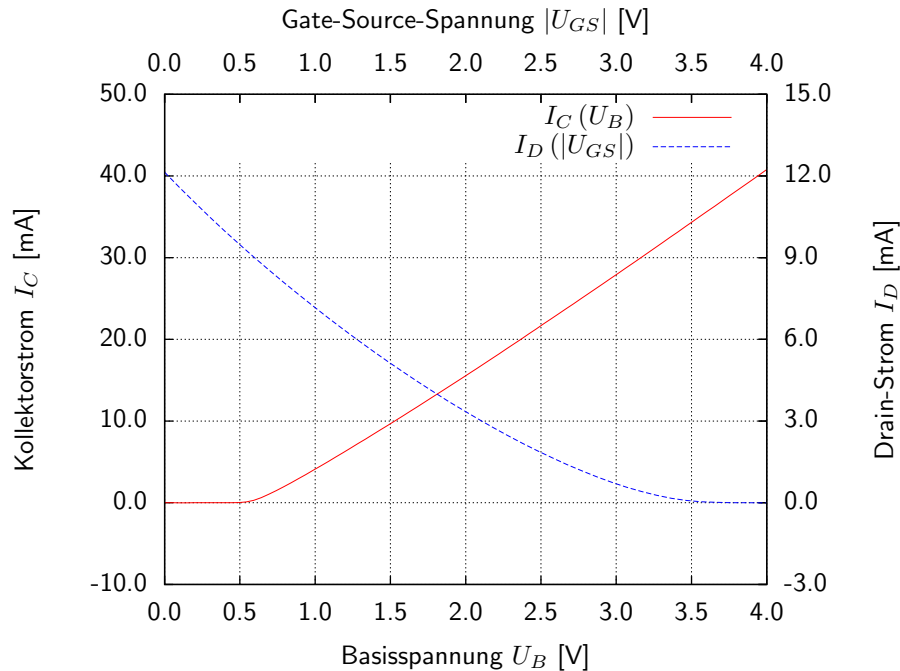


Abbildung 20: Vergleich des Eingangsverhaltens von Bipolar- und Feldeffekttransistor.

4.2.2. Ausgangskennlinien

Die mit LabVIEW aufgenommenen Daten wurden in Abb. 21 grafisch dargestellt. Der über die Drain-Source-Spannung U_{DS} geplottete Drain-Strom I_D wurde mit der Gate-Source-Spannung U_{GS} parametrisiert.

Bipolar- und Feldeffekttransistor In Abb. 22 werden die Ausgangskennlinien von Bipolar- und Feldeffekttransistor in einem gemeinsamen Koordinatensystem dargestellt. Die Spannungsachsen sind hierbei gleich skaliert und beschränken sich auf Spannungen im Intervall $[0, 2]$ V. Offenbar besitzen Bipolar- und Feldeffekttransistoren verschiedene Eigenschaften was den Anlaufbereich betrifft.

- **Bipolartransistoren** zeichnen sich durch eine steile Stromflanke zu Beginn und eine darauffolgende schnelle Stromsättigung aus welche sich in nahezu waagerechten Kurven manifestiert. Des weiteren gilt es zu bemerken, dass die ansteigende Flanke einen Wendepunkt besitzt, d.h. die Krümmung der Kurve ist für sehr kleine Spannungen positiv und wechselt erst später in den negativen Bereich.
- **Feldeffekttransistoren** weisen einen deutlich langsameren und gleichmäßigeren Stromanstieg auf. Einen Wendepunkt in der Stromkurve gibt es nicht. Es fällt auf, dass die Kurven bei Spannungen $U_{DS} \leq 1.0V$ und geringen Gate-Source-Spannungen U_{GS} nahezu linear anwachsen. Dies entspricht einem konstanten, vom fließenden Strom unabhängigen ohmschen Widerstand. Damit ist der Feldeffekttransistor in gewissen Bereichen als regelbarer

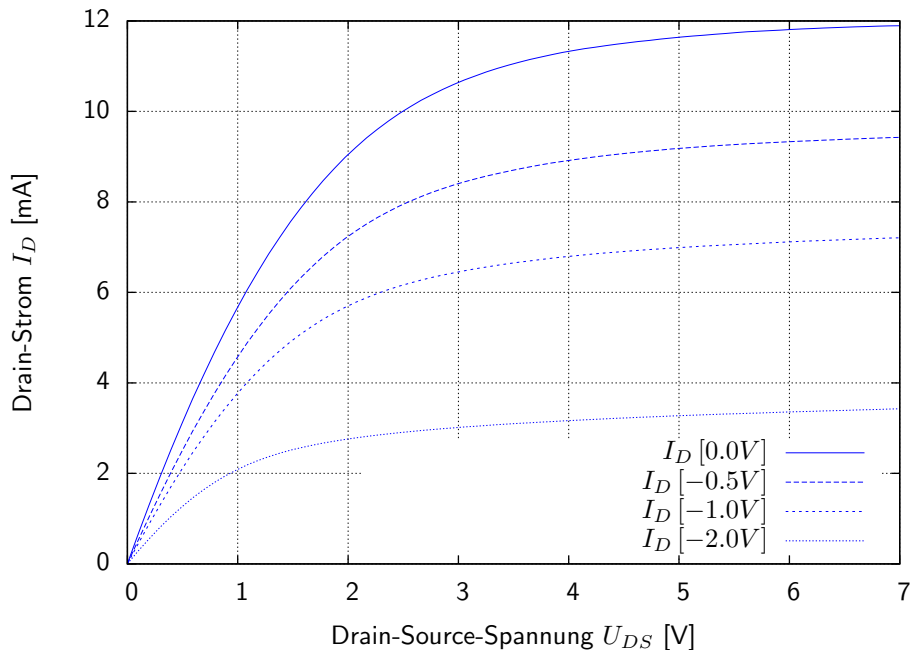


Abbildung 21: Ausgangskennlinienfeld des JFET: Drain-Strom I_D gegen die Drain-Source-Spannung U_{DS} (LabVIEW Messung).

ohmscher Widerstand einsetzbar. Da der Widerstand der Steigung der Kurven im Bereich kleiner Drain-Source-Spannungen entspricht, kann dieser über die angelegte Gate-Source-Spannung stufenlos gesteuert werden. Betreibt man den FET unterhalb der Kniespannung U_K so lässt sich der ohmsche Widerstand durch die Steilheit ausdrücken

$$R_{DS} = \frac{1}{S(U_{GS})} \quad (11)$$

welche - wie oben gesehen - mit der Gate-Source-Spannung variiert.

4.3. Potentiometer

Die in Abb. 10 dargestellte Potentiometerschaltung basiert auf der Eigenschaft des FETs in bestimmten Bereichen (Unterhalb der Kniespannung) als regelbarer (ohmscher) Widerstand zu fungieren. Der 1k-Widerstand und der JFET bilden einen Spannungsteiler, wobei die Ausgangsspannung U_{DS} am JFET abgegriffen wird. Je höher die angelegte Gate-Source-Spannung U_{GS} desto höher ist der Widerstand des JFET womit auch die an ihm abfallende Ausgangsspannung steigt.

- In den Abbildungen 23, 24 und 25 sind die angelegte Spannung U_{RDS} sowie die Ausgangsspannung U_{DS} gegen die Zeit für 3 verschiedene Gate-Source-Spannungen U_{GS} aufgetragen. Man erkennt, dass für kleine Spannungen U_{GS} nur ein Bruchteil der angelegten Spannung am Ausgang abgegriffen werden kann. Desweiteren ist der Widerstand des JFET in diesen Spannungsbereichen noch symmetrisch, d.h. die angelegte Sinusspannung (blau) wird tatsächlich nur skaliert und nicht verzerrt (rot). Erhöht man nun die Spannung U_{GS} steigt die am JFET abfallende Spannung und damit die gemessene Amplitude. Bei sehr hohen Gate-Source-Spannungen (Abb. 25) sperrt der Transistor fast vollständig. Folglich fällt die gesamte Eingangsspannung an ihm ab was sich in der Überlagerung der blauen und roten Kurven ausdrückt. Auffällig ist, dass dies offenbar nur für eine Polung gilt wohingegen bei

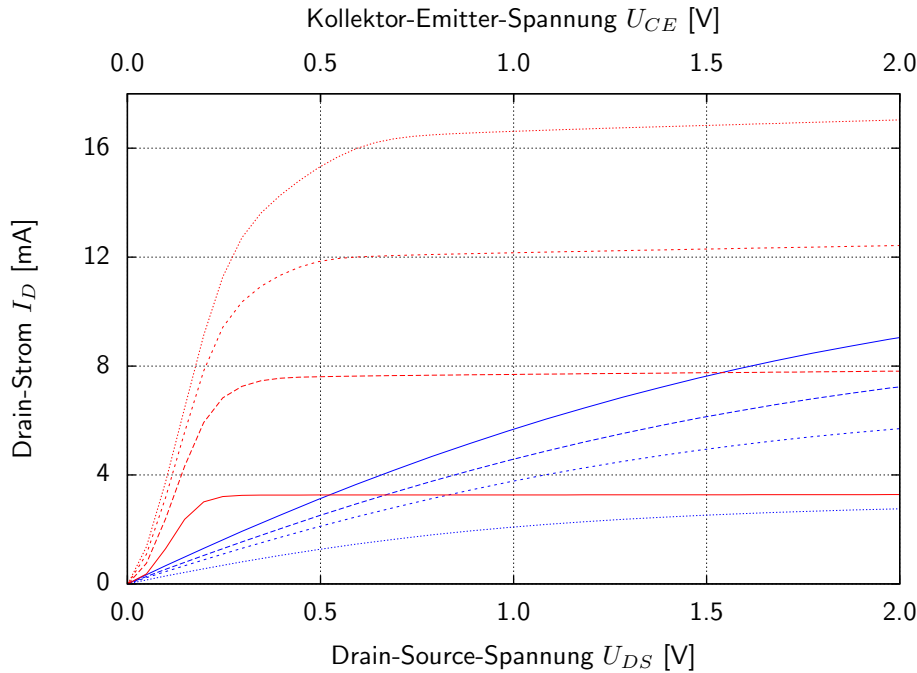


Abbildung 22: Vergleich der Ausgangskennlinien von Bipolar- und Feldeffekttransistor (Die Kurven entsprechen denen in den Abbildungen 16 und 21).

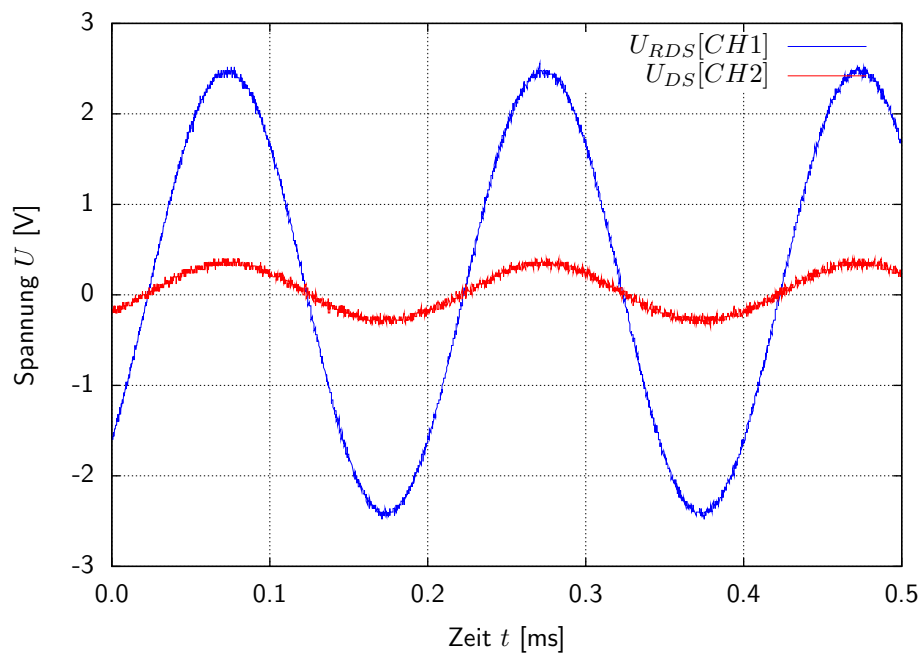
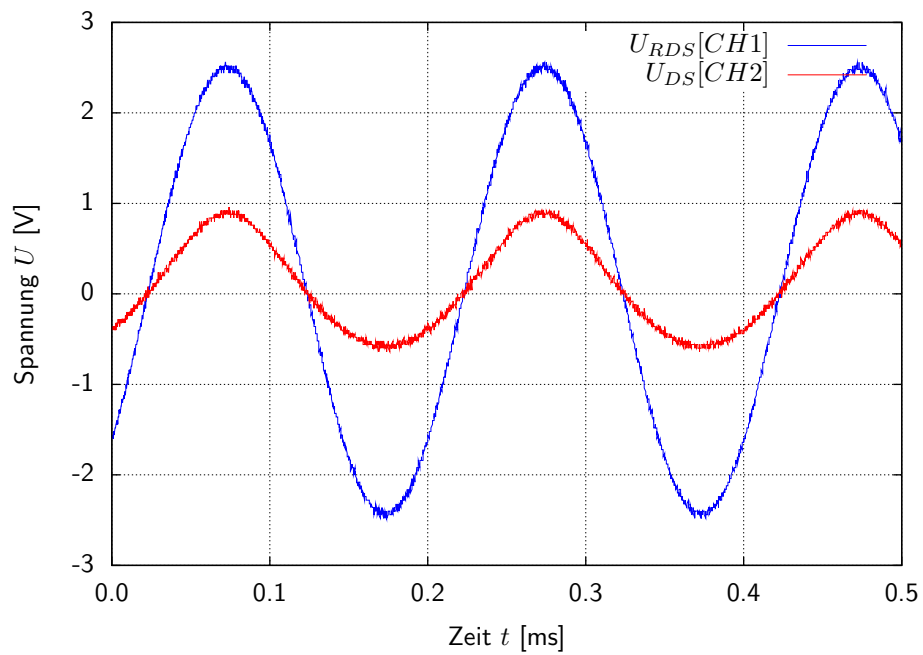
umgekehrter Polung der Spannung U_{DS} auch bei $U_{GS} = 4.2\text{V}$ noch ein Teil der Spannung am Widerstand abfällt (i.e. ein Strom fließt). Dieses Verhalten weist auf eine Asymmetrie zwischen Drain und Source hin, welche es aber dem Datenblatt zufolge beim BF-245 nicht geben dürfte (Austauschbarkeit von Drain und Source).

- In den Abbildungen 26, 27 und 28 wird nun für die selben 3 Spannungen U_{GS} die Ausgangsspannung U_{DS} gegen die Eingangsspannung U_{RDS} aufgetragen. Bei einem klassischen Spannungsteiler gilt

$$U_{DS} = \frac{R_{DS}}{R + R_{DS}} \cdot U_{RDS} \quad (12)$$

wobei hier $R = 1\text{k}\Omega$ ist. In Bereichen in denen R_{DS} unabhängig von der anliegenden Drain-Source-Spannung U_{DS} ist sollte sich demnach ein linearer Zusammenhang zwischen U_{DS} und U_{RDS} ergeben. Dies ist offenbar für Spannungen $U_{GS} \approx 0\text{V}$ erfüllt was man aus Abb. 26 leicht abliest. Steigert man die Spannung U_{GS} so erkennen wir mit Abb. 21, dass die Konstanz des ohmschen Widerstandes bezüglich der anliegenden Spannung U_{DS} abnimmt (im Ausgangskennlinienfeld steigt die Krümmung der Kurven). Damit ist nun $R_{DS} = R_{DS}(U_{DS})$ und Gleichung (12) beschreibt keine Gerade mehr. Bei Spannungen $U_{GS} \geq 2.2\text{V}$ macht sich diese Nichtlinearität bemerkbar. Man erkennt an Abb. 28 wieder die Asymmetrie zwischen Source und Drain, da der Widerstand offenbar von der Polung und dem Betrag der angelegten Spannung abhängt.

Da aus der Aufgabenstellung nicht ersichtlich ist was mit "Linearitätsbereich" und dem zugehörigen Diagramm gemeint ist werde ich die Auswertung zu diesem Versuchsteil bei dem oben Dargelegten belassen.

Abbildung 23: Spannungsverlauf gegen die Zeit bei $U_{GS} = 0.0V$ (CH1 und CH2).Abbildung 24: Spannungsverlauf gegen die Zeit bei $U_{GS} = 2.2V$ (CH1 und CH2).

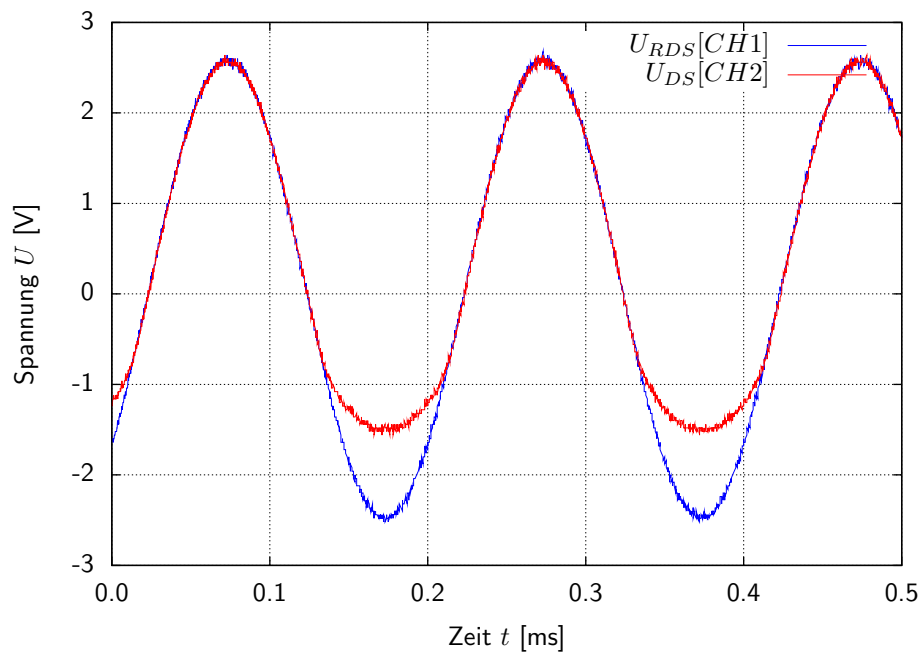


Abbildung 25: Spannungsverlauf gegen die Zeit bei $U_{GS} = 4.2V$ (CH1 und CH2).

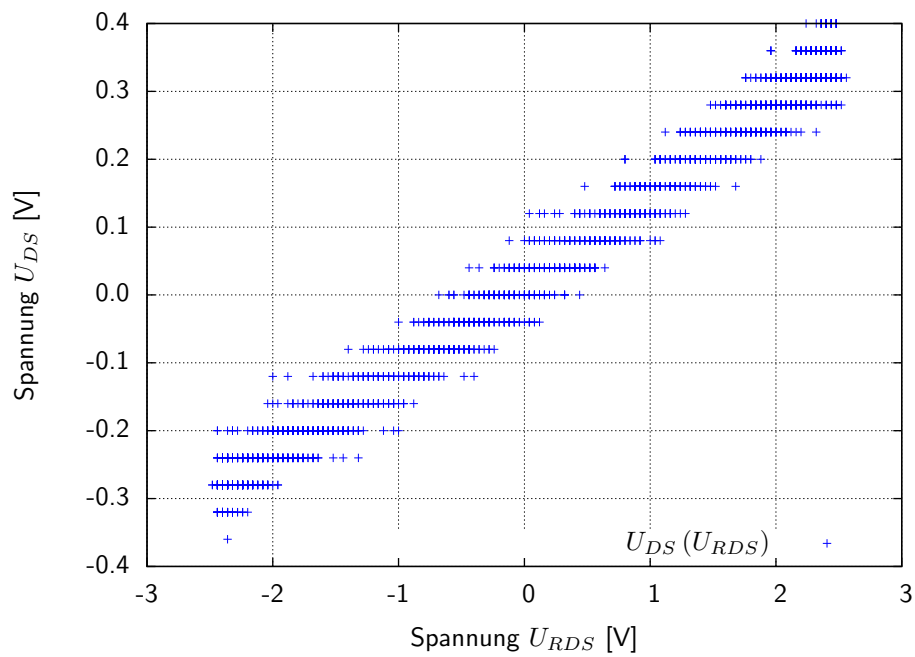


Abbildung 26: Drain-Source-Spannung in Abhängigkeit von der angelegten Spannung für $U_{GS} = 0.0V$.

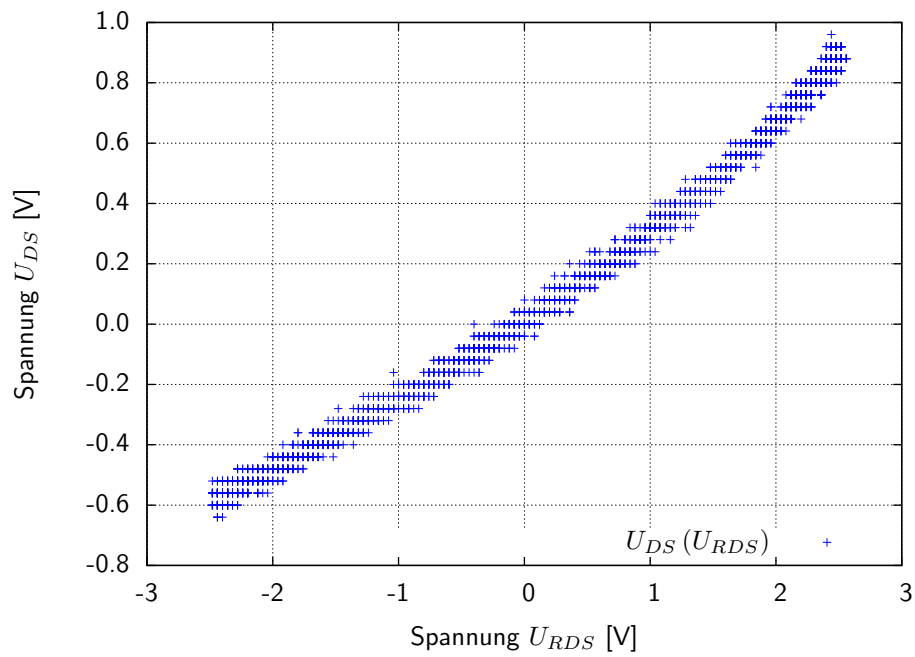


Abbildung 27: Drain-Source-Spannung in Abhängigkeit von der angelegten Spannung für $U_{GS} = 2.2V$.

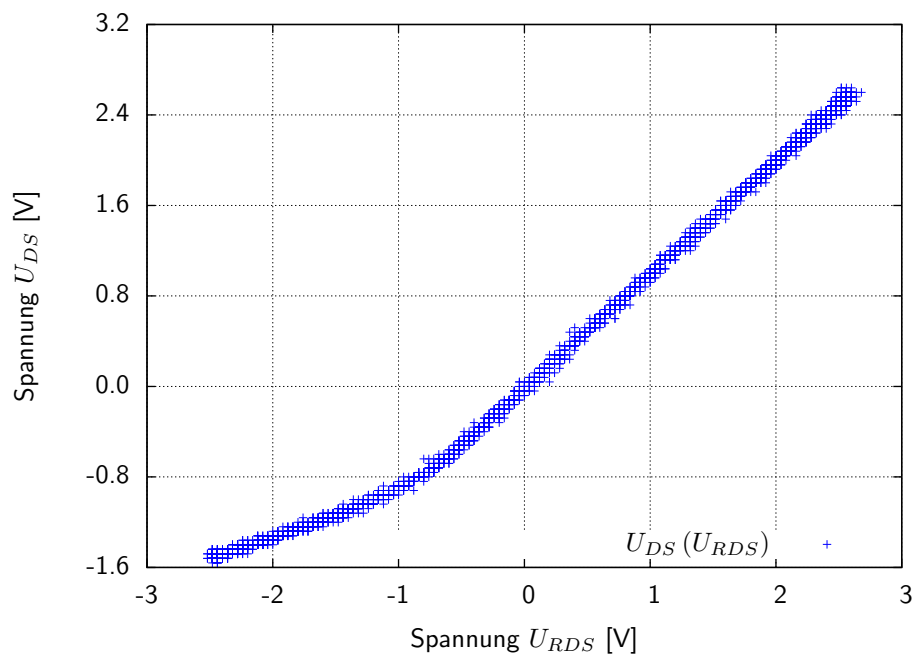


Abbildung 28: Drain-Source-Spannung in Abhängigkeit von der angelegten Spannung für $U_{GS} = 4.2V$.

5. Fehlerrechnung

Da die durchgeführten Messungen zumeist qualitativer Natur waren und die wenigen quantitativ bestimmten Größen (Stromverstärkung B beim Bipolartransistor und Steilheit S beim JFET) dem Datenblatt zufolge stark schwanken können und dort zudem für spezielle (von uns nicht verwendeten) Parametereinstellungen angegeben sind, ergibt eine Fehlerbetrachtung besagter Größen keinen Sinn. Des Weiteren ist der Versuchsanleitung nicht zu entnehmen welcher *Typ* der verwendeten Bipolar- und Feldeffekttransistoren zum Einsatz kam.

6. Zusammenfassung

Bipolartransistor Der untersuchte Bipolartransistor BCY-58 wies eine **Stromverstärkung** von $B \approx 390$ auf und erzeugte Verlustleistungen im Bereich $10\text{mW} \leq P_V \leq 480\text{mW}$ wobei der Basisstrom im Bereich $0.003\text{mA} \leq I_B \leq 0.120\text{mA}$ variierte. Die Linearität zwischen Basisstrom und Kollektorstrom wurde mit hoher Genauigkeit verifiziert. Das Schaubild des Kollektorstromes I_C wies bei einer angelegten Spannung von $U_B \approx 0.6\text{V}$ den charakteristischen Knick einer Diode auf. Erst überhalb dieser Spannung konnte ein Basisstrom und damit auch ein Kollektorstrom gemessen werden.

Die **Ausgangskennlinien** des verwendeten npn-Bipolartransistors entsprachen qualitativ den Erwartungen: Nach einem steilen Anstieg des Kollektorstromes zu Beginn tritt dieser schnell in den fast waagerechten Bereich der Sättigung ein. Der Stromwert in der Sättigung hängt nahezu linear vom Basisstrom I_B bzw. der angelegten Basisspannung U_B ab.

Feldeffekttransistor Die **Eingangskennlinie** des untersuchten Feldeffekttransistors BF-245 entsprach der im Datenblatt für den Typ BF-245B angegebenen weitgehend. Als charakteristisch erwies sich die Spannung $U_P \approx -3.5\text{V}$ bei welcher die Eingangskennlinie auf $I_D = 0\text{mA}$ abfällt, der Kanal des FETs also vollständig isoliert. Die im Bereich des Stromflusses ermittelten Steilheiten reichten von $S(-0.5\text{V}) = 4.87 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ bis zu $S(-2.5\text{V}) = 2.64 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$.

Die **Ausgangskennlinien** des Feldeffekttransistors entsprachen ebenfalls weitgehend den im Datenblatt für den Typ BF-245B abgebildeten. Auffallend war der glatte Anstieg des Stromes mit konstant negativer Krümmung welcher langsam in einem Sättigungsstrom endete, welcher von der angelegten Gate-Source-Spannung U_{GS} abhing.

Bipolar- vs. Feldeffekttransistor **Bipolartransistoren** benötigen zur Steuerung einen Basisstrom und verbrauchen daher eine Steuerleistung. Um einen Strom fließen zu lassen muss über die Basis ebenfalls ein (weitaus geringerer) Strom fließen. Im stromlosen Zustand isoliert der Transistor - er ist selbstisolierend. Die Ausgangskennlinien sind durch einen steilen Anstieg bis zur Sättigung des Stromes gekennzeichnet. Im Gegensatz dazu erfolgt die Steuerung des Drain-Stromes beim **Feldeffekttransistor** strom- und damit leistungslos. Der FET ist zudem im spannungslosen Zustand leitend - es handelt sich also um ein selbstleitendes Bauteil. Der fließende Strom kann gedrosselt werden, indem die Gate-Source-Spannung erhöht wird. Die Ausgangskennlinien führen auch zu einer Stromsättigung. Dies erfolgt jedoch weitaus langsamer und kontinuierlicher als beim Bipolartransistor. Für kleine Gate-Source-Spannungen verhält sich der FET zudem wie ein ohmscher Widerstand, der über U_{GS} geregelt werden kann.

Potentiometer Eine Anwendung des FET ist die eines stufenlos regelbaren Potentiometers (ohmscher Widerstand). Die untersuchte Schaltung integrierte den FET in einen klassischen Spannungsteiler um die am Transistor abgegriffene Spannung über die angelegte Gate-Source-Spannung regeln zu können. Der Widerstand des JFETs hängt dabei für kleine Gate-Source-Spannungen kaum von der angelegten Spannung ab. Für größere Gate-Source-Spannungen hingegen macht sich eine Nichtlinearität und Asymmetrie zwischen Drain und Source bemerkbar. In diesem Bereich variiert der Widerstand des FET mit der anliegenden Drain-Source-Spannung.

A. Messwerte

.

.