

Kapitel 8

Elektronik II: Aktive Schaltungen

8.1 Einleitung

In diesem Praktikumsversuch sollen die im ersten Elektronikversuch durchgeführten Messungen an passiven Schaltelementen wiederholt und vertieft werden. Die Realisierung geschieht allerdings mit etwas moderneren und effizienteren Meßmethoden als zuvor. Es soll eine Meßschaltung aufgebaut werden, die den Frequenzgang eines Hochpasses in doppelt logarithmischer Darstellung auf dem Oszilloskop darstellt und ausdrückt. Dazu verwenden wir aktive Schaltelemente, den Transistor und den Operationsverstärker. Natürlich wird wieder mit dem Funktionsgenerator (FG) und dem Oszilloskop (KO) gearbeitet, wobei die Kenntnis der Funktion dieser Instrumente hier vorausgesetzt wird. Abbildung 8.1 zeigt das Blockschaltbild, des in diesem Praktikum zu realisierenden Aufbaues an.

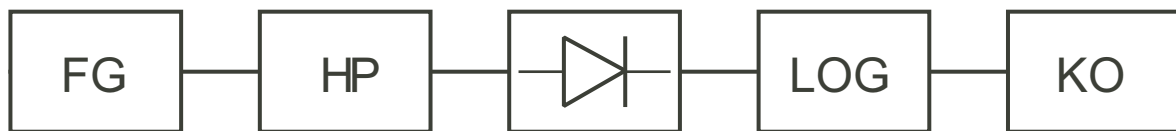


Abbildung 8.1: Blockschaltbild des in dem Praktikum zu realisierenden Meßaufbaues. Die Signalerzeugung erfolgt mit dem Frequenzgenerator (FG), dann folgt der auszumessende Hochpaß (HP), der Spitzenwertgleichrichter, der Logarithmierer (LOG), und zuletzt das Oszilloskop (KO).

8.2 Theorie

Die Kristallstruktur der Halbleiter (Si, Ge, GaAs, ..) gleicht der des Diamanten. Jedes der vier Valenzelektronen geht mit einem Valenzelektron der vier Nachbaratome eine homöopolare Bindung ein. Die mittlere kinetische Energie der Elektronen bei Zimmertemperatur (0,04 eV) ist viel kleiner als die Bindungsenergie (1 eV), und daher sind nur wenige Elektronen frei beweglich (kleine Eigenleitfähigkeit). Erst durch weitere Energiezufuhr wesentlichen Ausmaßes werden zusätzliche Elektronen freigesetzt und damit die Leitfähigkeit erhöht. Darum nimmt bei Halbleitern die Leitfähigkeit mit steigender Temperatur zu. Der Einbau von Fremdatomen (Dotierung) ist eine andere Möglichkeit die Zahl der freien Elektronen, und somit die Leitfähigkeit, zu erhöhen.

Besitzt ein Fremdatom im Kristall ein Valenzelektron zuviel (5-wertige Elemente: P, As, Sb, ...), so kann dieses zusätzliche Elektron leicht abgetrennt werden ($\Delta E \approx 0,05$ eV), und dieses nun freie Elektron trägt zur Erhöhung der Leitfähigkeit bei (n-dotiert, n-Halbleiter). Besitzt das Fremdatom hingegen nur drei Valenzelektronen (3-wertige Elemente: B, Al, Ga, In, ...) so fehlt eines für die Doppelbindung. Mit einer kleinen Energiezufuhr ($\Delta E \approx 0,05$ eV) kann jedoch ein Elektron aus einer benachbarten, vollständigen Bindung abgezogen werden und für den Aufbau der Doppelbindung verwendet werden. Es entsteht ein sogenanntes Loch, das nun im Kristall frei herumwandern kann. Ein solches Loch verhält sich wie eine freie positive Elementarladung und trägt somit zur Leitfähigkeit bei (p-dotiert, p-Halbleiter).

Für die Herstellung elektronischer Bauelemente wird heute hauptsächlich Silizium und für sehr schnelle Schaltungen (> 1 GHz) GaAs verwendet. Germanium wurde als erstes als Ausgangsmaterial für die Halbleiterproduktion verwendet, ist jedoch heute praktisch komplett von Silizium verdrängt worden und wird heute nur mehr in Ausnahmefällen verwendet.

8.2.1 Dioden

Die Diode ist das einfachste Halbleiterbauelement. Sie besteht aus der Hintereinanderschaltung von einem p-dotierten und einem n-dotierten Kristall. Strom kann durch eine Diode nur in einer Richtung, der Durchlaßrichtung, fließen. In der anderen Richtung, der Sperrichtung, fließt kein Strom (genauer gesagt ein sehr kleiner Strom, der Sperrstrom). Eine Übersicht über Dioden ist in Abbildung 8.2 angegeben.

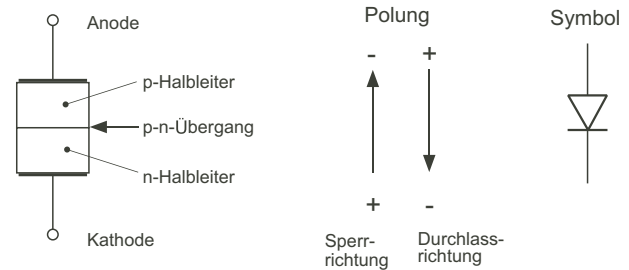


Abbildung 8.2: Übersicht über Dioden

In einer in Sperrichtung gepolten Diode werden die Elektronen bzw. Löcher durch das elektrische Feld aus dem Gebiet des p-n-Überganges in Richtung der Kathode bzw. der Anode gedrängt. Dadurch entsteht beim p-n-Übergang eine an beweglichen Ladungsträgern sehr arme Zone (sehr hochohmige Zone) die praktisch keinen Stromfluß zuläßt. Wird die Diode hingegen in Durchlaßrichtung betrieben, so wandern die Löcher vom p-dotierten Bereich durch den p-n-Übergang in das n-dotierte Gebiet und werden dort durch die vorhandenen Elektronen neutralisiert (Rekombination). Umgekehrt gelangen Elektronen vom n-dotierten in das p-dotierte Gebiet. Da Löcher und Elektronen von den metallischen Anschlüssen (Kathode und Anode) beliebig nachgeliefert werden, fließt ein großer Strom in Durchlaßrichtung bei geringem Spannungsabfall am p-n-Übergang (Durchlaßspannung, bei Si-Dioden ist etwa 0,7 V). Der Zusammenhang von Strom und Spannung eines elektrischen Schaltungselementes wird in der Elektronik in einer so genannten Kennlinie dargestellt. Die Kennlinie einer Diode ist in 8.3 wiedergegeben.

Der Durchlaßstrom steigt schon bei kleinen positiven Spannungen U_{AK} auf hohe Werte an. Er darf jedoch einen Maximalwert I_{max} nicht überschreiten da die Diode sonst thermisch zerstört wird. Dieser Wert liegt zwischen 5 mA und einigen 100 A je nach Bauform der Diode. Bei hohen Sperrspannungen $U_{AK} < -U_{Smax}$ steigt der Sperrstrom wieder stark an. Je nach Bauart der Diode ist diese maximale Sperrspannung zwischen 10 V und 10 kV. Der Betrieb einer normalen Diode oberhalb dieser maximalen Sperrspannung führt zur Zerstörung der Diode. Dioden welche man oberhalb der maximalen Sperrspannung betreiben kann und diesen Effekt ausnutzen, heißen Zenerdioden.

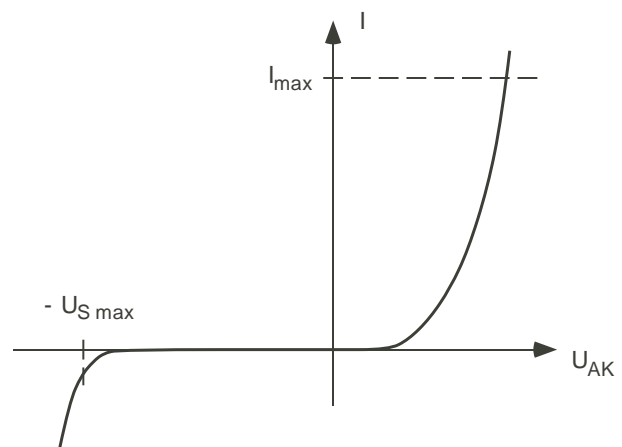


Abbildung 8.3: Strom-Spannungskennlinie einer Diode

Die Kennlinie der Diode läßt sich für kleine Ströme, gemäß den Gesetzen der Halbleiterphysik, durch die Shockley Gleichung beschreiben (William Shockley, *1910)

$$I = I_S \left(e^{\frac{U_{AK}}{U_T}} - 1 \right) \quad (8.1)$$

wobei I_S der Sättigungssperrstrom und U_T die Temperaturspannung sind. Der Sättigungssperrstrom von Siliziumdioden liegt, je nach Bauform und Größe, im Bereich von 5 pA bis 20 nA. Dies ist der theoretisch maximale Strom welcher in Sperrrichtung fließen kann für den Fall $U_{AK} \rightarrow -\infty$. Üblicherweise definiert man die Temperaturspannung U_T als

$$U_T = \frac{kT}{m q_0} [\text{V}] \quad (8.2)$$

mit q_0 der Elementarladung, k der Boltzmannkonstante, m ein Koeffizient welcher vom Leitungsmechanismus abhängt (Abweichung von der einfachen Shockley'schen Diodenkennlinie) und T der absoluten Temperatur. Idealerweise ist bei Zimmertemperatur die Temperaturspannung 26 mV, also $m = 1$. Für normale Si-Dioden ist m kleiner 1, typisch ist $m \approx 0,7$ und man erhält $U_T \approx 40$ mV (U_T kann zwischen 26 und 50 mV liegen). Die Shockleygleichung gibt den Durchbruch bei hohen Sperrspannungen nicht wieder, sie gilt also nicht für diesen Bereich. Auch gilt sie nicht für hohe Durchlaßströme, dort ist die Kennlinie annähernd quadratisch. Verschiedene Si-Dioden unterscheiden sich wenig in der Kennlinie, aber stark in der Schaltgeschwindigkeit, der maximalen Sperrspannung, dem maximalen Sperrstrom und anderen elektrischen Parametern.

8.2.2 Der Transistor

Der Transistor wurde von John Bardeen, Walter Brattain und William Shockley in 1946 entdeckt (Nobelpreis in Physik, 1956). Seitdem hat der Transistor vielfältige Verwendung gefunden und ist aus unserem Leben nicht mehr wegzudenken. Stark vereinfacht betrachtet besteht ein Transistor im wesentlichen aus zwei gegeneinander geschalteten Dioden (p-n Übergänge). Je nach Kombination der dotierten Schichten erhält man entweder einen npn oder einen pnp Transistor. Die Schaltzeichen und der Aufbau sind in Abbildung 8.4 dargestellt. Soll ein Kollektorstrom fließen müssen die Potentiale so gewählt werden, daß die Basis-Emitterdiode in Durchlaßrichtung und die Kollektor-Basisdiode in Sperrrichtung gepolt sind.

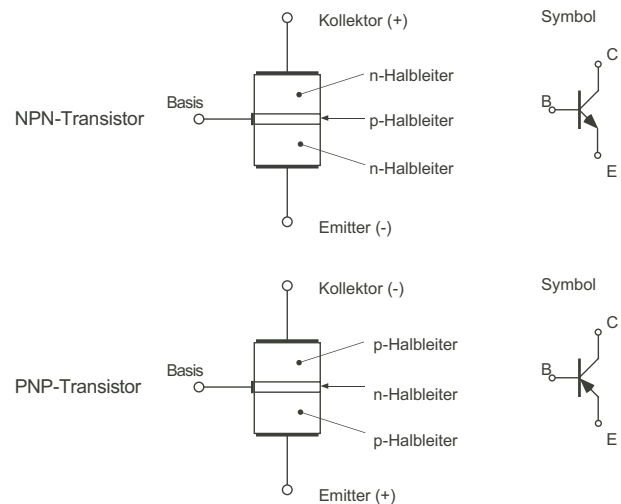


Abbildung 8.4: Übersicht über npn- und pnp-Transistoren

Die Basiszone ist nun so dünn, daß praktisch alle vom Emitter eindringenden Ladungsträger anstatt zu rekombinieren gleich in die Kollektorzone weiterdriften. Nur ein kleiner Teil rekombiniert und bildet den Basisstrom. Der Kollektorstrom hängt sehr stark von der Spannung

zwischen Basis und Emmitter ab, jedoch kaum von der Spannung zwischen Kollektor und Basis. Diese Tatsache läßt sich zur Steuerung des Kollektorstromes ausnützen.

Das Verhalten von Transistoren wird, wie auch bei Dioden und anderen Halbleiterbauelementen, durch Kennlinien ausreichend beschrieben. Anders als bei der Diode braucht man für die Beschreibung eines Transistors vier Kennlinien (Abbildung 8.5). Man bevorzugt dabei die Darstellung des Verhaltens des Transistors in der Emitterschaltung, bei der der Emmitter sowohl dem Eingang als auch dem Ausgang gemeinsam ist. Die Details der Transistor Grundschaltungen können z. B. aus Tietze & Schenk, Kapitel 4, Seiten 28ff, *Der Transistor und seine Grundschaltungen*, entnommen werden. Beim Betrieb des Transistors als Verstärker (Bereich II im 1. Quadranten, Abbildung 8.5) stellt man den Arbeitspunkt A des Transistors durch den Basisstrom und die Basis-Emitterspannung ein. Die Bereiche I und III (im 1. Quadranten, Abbildung 8.4) sind für Schalteranwendungen von großer Bedeutung.

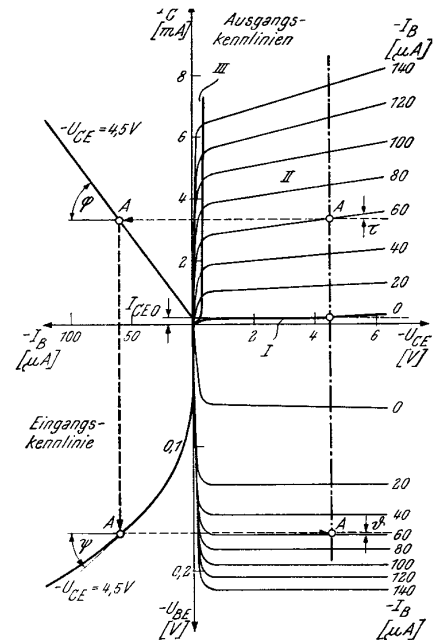


Abbildung 8.5: Typische Kennlinien eines PNP-Transistors in Emitterschaltung.

8.2.3 Der Operationsverstärker

Da wir in dieser Übungsaufgabe den Operationsverstärker einsetzen werden, wollen wir ihn hier kurz einführen. Für eine ausführliche Beschreibung, die den Umfang dieser Übungsanleitung weit übersteigen würde, sei auf die eingangs angeführte Literatur verwiesen.

Der Operationsverstärker ist im Grunde genommen ein ganz normaler Verstärker welcher als integrierter Schaltkreis (*integrated circuit*, IC) erhältlich ist. Während jedoch die Eigenschaften eines normalen Verstärkers durch seinen inneren Aufbau gegeben sind, ist ein Operationsverstärker so beschaffen, daß seine Wirkungsweise ausschließlich durch äußere Bauelemente eingestellt werden kann. Um dies zu ermöglichen, werden Operationsverstärker als gleichspannungsgekoppelte Verstärker mit hoher Spannungsverstärkung (Leerlaufverstärkung), hohem Eingangswiderstand und niedrigem Ausgangswiderstand ausgeführt.

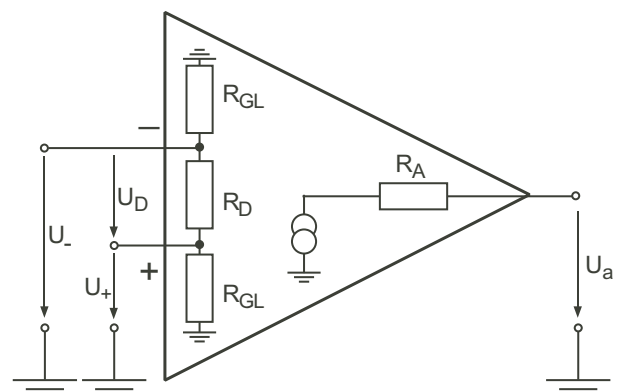


Abbildung 8.6: Prinzipschaltbild eines Operationsverstärkers mit seinem relevanten "Innenleben".

Der Operationsverstärker hat zwei Eingänge, einen invertierenden ($-$) und einen nichtinvertierenden ($+$) Eingang. Die Ausgangsspannung U_a des Operationsverstärkers ist der Differenz der Eingangsspannungen ($U_D = U_+ - U_-$) direkt proportional. Das Prinzipschaltbild eines Operationsverstärkers ist in Abbildung 8.6 angegeben.

Der Operationsverstärker kann als Bauelement mit gegebenen Kenndaten angesehen werden. Der Vergleich zwischen realen Werten von käuflichen Operationsverstärkern und den idealen Werten ist in der Tabelle 1 angegeben. Es gibt noch weitere Kenngrößen der Operationsverstärker deren Kenntnis hier aber nicht notwendig ist. Die Angabe dieser Daten reicht aus, um die Anwendung des Operationsverstärkers in einer Schaltung zu verstehen. Für unsere Anwendung reicht es sogar aus, den Operationsverstärker als “black box” mit den idealen Werten zu betrachten, da wir die Operationsverstärker-Typen so ausgewählt haben, daß die durch die Beschaltung gestellten Anforderungen an den Operationsverstärker bei weitem übertroffen werden.

Aufgabe 1: Um die Funktion des Operationsverstärkers verstehen zu lernen, wollen wir nun die Spannungsverstärkung der Schaltung eines invertierenden Verstärkers berechnen. Die Spannungsverstärkung ist ja definiert als

$$v_U = \frac{U_a}{U_e} \quad (8.3)$$

Parameter	Symbol	Typische reale Werte	Idealer Wert
Leerlaufverstärkung	v	$10^5 - 10^7$	∞
Bandbreite (DC – f_g)	B	100 kHz – 5 GHz	∞
Differenzeingangswiderstand	R_D	1 M Ω – 1 G Ω	∞
Gleichtakteingangswiderstand	R_{GL}	1 G Ω – 1 T Ω	∞
Eingangsruehestrom	I_B	10 fA – 10 nA	0
Offsetstrom	I_0	1 fA – 1 nA	0
Ausgangswiderstand	R_A	1 Ω – 1 k Ω	0
Maximaler Ausgangsstrom	I_{max}	10 mA – 1 A	∞

Tabelle 8.1: Kenndaten von realen und idealen Operationsverstärkern

Die Funktion des invertierenden Verstärkers basiert darauf, daß ein Teil der Ausgangsspannung zum Eingang zurückgeleitet wird, und zwar mit entgegengesetzter Polarität wie die Eingangsspannung. Dies ist eine so genannte Gegenkopplung und begrenzt die theoretische Verstärkung des Operationsverstärkers von ∞ auf einen Wert der durch R_1 und R_2 eingestellt wird. Verwenden Sie nun die Kirchhofsche Knoten- und Maschenregel zur Berechnung der Spannungsverstärkung. Zu Ihrer Hilfe sind der Stromknoten sowie die beiden zu berücksichtigenden Spannungsmaschen in Abbildung 8.7 eingezeichnet. Den Operationsverstärker nehmen Sie als idealen Operationsverstärker, so wie er in Tabelle 1 definiert ist, an. Sie sollten dann zu dem folgenden Ergebnis kommen

$$v_U = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (8.4)$$

Das Minuszeichen in Gleichung 8.4 bedeutet eine Phasenverschiebung zwischen Ausgang und Eingang um 180° , daher der Name invertierender Verstärker. Was ist der Eingangswiderstand dieser Schaltung, mit der die Spannung U_e belastet wird? Ein gegengekoppelter Operationsverstärker stellt seine Ausgangsspannung so ein, daß die Spannungsdifferenz zwischen invertierendem Eingang (-) und nichtinvertierendem Eingang (+) Null ist. Ist dies nicht möglich, geht der Ausgang des Operationsverstärkers in Sättigung, d.h. in Maximalausschlag. Das Wesen der Gegenkopplung ist nun, daß die Änderung der Ausgangsspannung der Änderung der Eingangsspannung entgegen wirkt.

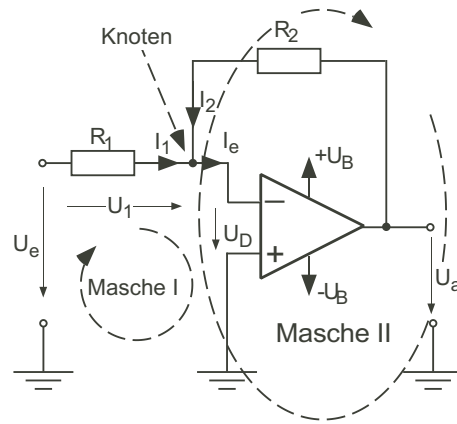


Abbildung 8.7: Schaltung des Invertierenden Verstärkers mit einer Anleitung für die Berechnung.

8.2.4 Der Logarithmierer

Der Logarithmierer ist eine Operationsverstärkerschaltung, welche den exponentiellen Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Basis-Emitterspannung und Basis-Kollektorspannung des Transistors ausnutzt

$$I_C = a I_{ES} \left(e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{U_{BC}/U_T} - 1 \right) \quad (8.5)$$

Dies ist die Erweiterung der Shockleygleichung auf den Transistor, wobei I_{ES} und I_{CS} die Sättigungssperströme des Transistors, und a eine Konstante nahe 1 sind. Die einfachste Schaltung eines Logarithmierers mit Transistor ist in Abbildung 8.8 dargestellt. In dieser Schaltung bewirkt der Transistor eine variable, eben exponentiell mit dem Eingangsstrom sich ändernde, Gegenkopplung und somit eine variable Verstärkung. Man kann in dieser Schaltung den Transistor auch durch eine Diode ersetzen. Der verfügbare Eingangsstrombereich ist in dem Fall aber kleiner.

Die angelegte Eingangsspannung U_e erzeugt einen Strom $I_e = U_e/R_1$ (Maschenregel) über R_1 , da ja der Eingangsstrom in einen idealen Operationsverstärker gleich Null ist (siehe oben). Der Eingangsstrom eines realen Operationsverstärkers, auch Eingangsruhestrom genannt (engl. *Input Bias Current*), ist typenabhängig, und kann sehr klein sein (\sim fA). Der Strom I_e ist jetzt natürlich gleich dem Kollektorstrom des in Basisschaltung verwendeten Transistors im Gegenkopplungskreis. In der Basisschaltung ist die Transistorbasis dem Eingang sowie dem Ausgang gemeinsam (siehe Abbildung 8.8).

Der Emitter des Transistors wird mit dem Ausgang des Operationsverstärkers verbunden womit $U_a = -U_{BE}$ ist. Somit ist

$$U_a = -U_T \ln \left(\frac{U_e}{a I_{ES} R_1} \right) \quad (8.6)$$

da $U_{BC} = 0$ und $a = 1$ sind. Weiters wurde die Zahl 1 gegenüber dem Exponentialterm in Gleichung 8.5 vernachlässigt. Der Sättigungssperstrom I_{ES} ist eine Materialkonstante und

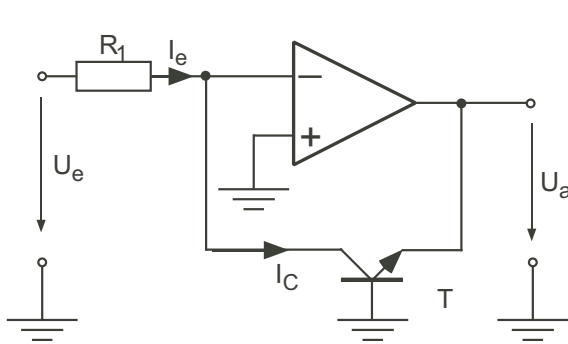


Abbildung 8.8: Prinzipschaltung eines Logarithmierers unter Verwendung eines Transistors.

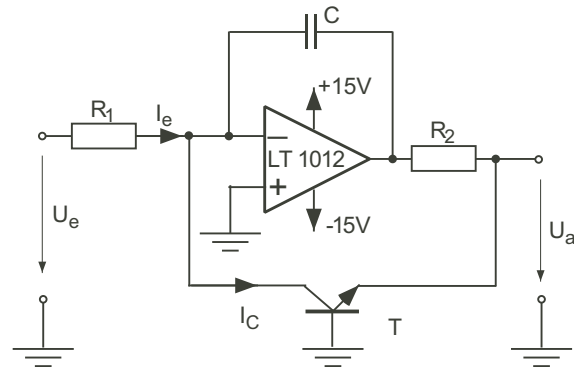


Abbildung 8.9: Tatsächliche Logarithmiererschaltung.

beträgt $0,07 \text{ pA}$. Die Eigenschaft des gegengekoppelten Operationsverstärkers, daß sich die Ausgangsspannung stets so einstellt, daß der gesamte Eingangsstrom I_e über den Gegenkopplungsweig abfließt, sorgt in diesem Fall für die Ausgangsspannung $-U_{BE}$. Diese Schaltung ist allerdings stark von der Temperatur abhängig. Die Temperaturabhängigkeit rührt einerseits von U_T her, andererseits von I_{ES} und auch von der Temperaturabhängigkeit von U_{BE} (-2 mV/Grad). Durch geeignete Kompensationsschaltungen läßt sich auch dieser Fehler fast beseitigen und ein temperaturunabhängiger Logarithmierer für rund sechs Dekaden realisieren. Dies führt allerdings etwas zu weit für einen Praktikumsversuch. Im folgenden wollen wir nur etwas einfachere Maßnahmen zur Verbesserung der obigen Schaltung einführen. Abbildung 8.9 zeigt die im Praktikum zu realisierende Schaltung mit Verbesserungen zur Stabilität. Die Schaltung in Abbildung 8.9 hat zwei zusätzliche Bauelemente verglichen mit der ursprünglichen Schaltung von Abbildung 8.8. Erstens wird ein Kondensator C als Gegenkopplung des Operationsverstärkers geschaltet um die Schwingneigung dieser Schaltung zu reduzieren, welche aufgrund der hohen Verstärkung für kleine Eingangsströme gegeben ist. Der Kondensator ist gleichspannungsmäßig nicht wirksam (Widerstand ∞). Ändert sich aber die Spannung an seinen Anschlüssen, so wird die Verstärkung des Operationsverstärkers durch den endlichen Wechselspannungswiderstand des Kondensators im Gegenkopplungsweig reduziert, was sich natürlich stabilisierend auf die Schaltung auswirkt. Die zweite Veränderung zur ursprünglichen Schaltung ist ein Widerstand R_2 in Serie zum Operationsverstärkerausgang, welcher zusätzliche Stabilität des Transistors bringt. Als Emitterwiderstand reduziert er die Verstärkung des Transistors, und so z.B. die Anfälligkeit auf Änderungen der Umgebungstemperatur durch die Temperaturabhängigkeit von U_{BE} . Mit der in Abbildung 8.9 angegebenen Schaltung kann man einen Logarithmierer für mindestens vier, sehr wahrscheinlich fünf, Dekaden realisieren.

Aufgabe 2: Bestimmen Sie mit Hilfe von Gleichung 8.6 die theoretische Steigung der Verstärkerkennlinie, also die Änderung ΔU_a pro Änderung der Eingangsspannung U_e um den Faktor 10 (pro Dekade).

8.3 Experiment

Letztendlich sollen Sie den in Abbildung 8.1 dargestellten Aufbau realisieren. Der Einfachheit halber, bauen Sie zuerst Teilgruppen der Schaltung auf, und testen diese einzeln, bevor Sie alle Komponenten zur Durchführung der Schlußmessung zusammenschalten.

Für den Transistor verwenden Sie den Typ 2N2222, für den Logarithmiervverstärker den Operationsverstärker Typ LT1012, und für den Spitzenwertgleichrichter (siehe später) den Operationsverstärker Typ LF411. Die Datenblätter der einzelnen Bauteile mit ihren Kennlinien und Bauteilanschlüssen sind dem Praktikumsversuch beigelegt.

Für den Operationsverstärker bauen Sie die in Abbildung 8.10 angegebene Schaltung auf (Elektrometerverstärker). Legen Sie am Eingang (U_e) über ein Potentiometer eine Gleichspannung kleiner der Betriebsspannung an. Bei korrekter Funktion des Operationsverstärkers ist die Ausgangsspannung gleich der Eingangsspannung. Wenn Sie wollen, können Sie hier auch die Schaltung von Aufgabe 1 mit einer Verstärkung von 10 realisieren. Versuchen Sie einen Eingangswiderstand der Schaltung von etwa 100 k Ω zu erreichen.

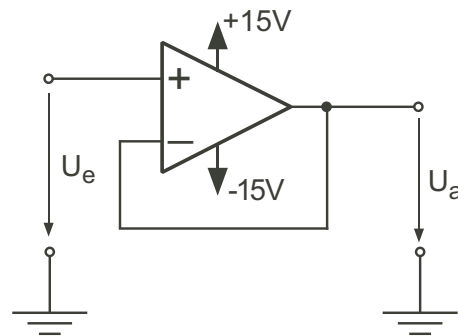


Abbildung 8.10: Testschaltung für den Operationsverstärker.

8.3.1 Testschaltungen

Es kann immer wieder passieren, daß ein Halbleiterbauelement kaputt geht. Deswegen testen Sie den Transistor und den Operationsverstärker auf ihre Funktion bevor Sie die Schaltungen aufbauen. Der Transistor wird mit dem Fluke Digitalvoltmeter (DVM) direkt vermessen indem man die Funktion der Basis-Emitter- und die Basis-Kollektordiode (siehe Abbildung 8.4) mit dem Diodentestmodus des DVM überprüft.

Aufgabe 3: Erklären Sie die Wirkungsweise der Schaltung in Abbildung 8.10.

8.3.2 Dimensionieren Sie einen Logarithmierer

Die zu realisierende Schaltung für den Logarithmierer wurde ja schon im Kapitel 8.2.4 ausführlich diskutiert, mit der äußeren Beschaltung zur Durchführung der ersten Messungen ist sie in Abbildung 8.11 wiedergegeben. Bevor Sie den Logarithmierer aufbauen und in Betrieb nehmen können, müssen Sie erst einmal den Wert beider Widerstände R_1 und R_2 berechnen.

- Dimensionieren Sie R_1 so, daß bei einer Eingangsspannung U_e von 10 V die Ausgangsspannung U_a etwa $-0,50$ V ist. Wird die Ausgangsspannung größer, so beginnt die Basis-Emitter-Diode zu stark zu leiten und eine exponentielle Kennlinie (Gleichung 8.5) ist nicht mehr gegeben. Eventuell stirbt auch der Transistor durch die sich ergebende Überlastung. Mit einer Diode, welche Emitter (Kathode) und Kollektor (Anode) des Transistors verbindet, kann man hier Abhilfe schaffen.

- Dimensionieren Sie R_2 so, daß die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers etwa 20% größer als U_a ist. Nehmen Sie dazu an, daß der Ausgangstrom des Operationsverstärkers gleich dem Emittterstrom (also auch gleich dem Kollektorstrom I_C) des Transistors ist, und kein Strom über den Ausgang der Schaltung abfließt.
- Besprechen Sie Ihre Berechnungen mit dem Assistenten und bauen Sie danach Ihre dimensionierte Schaltung auf.
- Testen Sie die Schwingneigung Ihrer Schaltung indem Sie die Ausgangsspannung am Oszilloskop, für plötzliche Änderungen der Eingangsspannung mit und ohne den Kondensator C (für C einen Wert von etwa 10 nF nehmen) aufzeichnen. Gegebenenfalls ist der Kondensator C anders zu wählen, wenn die Schaltung trotz Kondensator eine Schwingneigung aufweist. In dem Fall konsultieren Sie Ihren Betreuer.

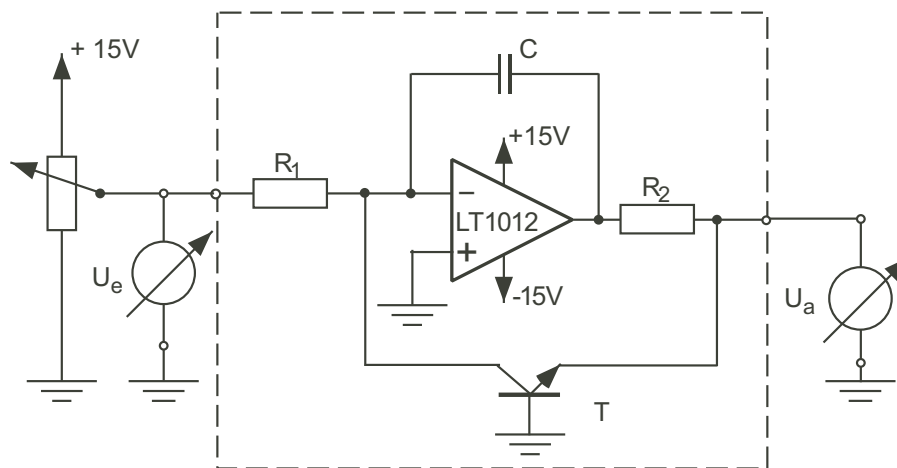


Abbildung 8.11: Schaltung zum Ausmessen der Kennlinie des Logarithmierers. Als Regelwiderstand am Eingang des Verstärkers das 10-Gang Potentiometer verwenden. Zur Messung von U_e das Simpson Digitalvoltmeter (DVM) und für U_a das Metravo 2 Meßgerät verwenden.

Das physikalische Grundprinzip der in Abbildung 8.11 dargestellten Schaltung (im strichlierten Kasten) wurde ja schon in Kapitel 8.2.4 ausführlich erklärt. Dazu kommen nun noch zwei Multimeter, eines am Eingang und eines am Ausgang der Schaltung, zur Messung der Ein- respektive der Ausgangsspannung (U_e und U_a). Für das Multimeter am Ausgang das Gerät mit der geringeren Auflösung verwenden (Zeigerinstrument), da das bessere auflösende Gerät am Eingang benötigt wird (Digitalvoltmeter). Die Eingangsspannung wird durch ein Potentiometer von der Betriebsspannung (+15 V) abgegriffen.

8.3.3 Aufnahme der Kennlinie des Logarithmierers

- Es ist die Kennlinie des Logarithmierers, also U_a in Abhängigkeit von U_e aufzunehmen. Dazu verwenden Sie die in Abbildung 8.11 dargestellte Schaltung. Versuchen Sie von $U_e = 15 \text{ V}$ abwärts bis etwa $U_e = 0,1 \text{ mV}$ (5 Dekaden) die logarithmierende Eigenschaft der Schaltung zu bestätigen. Messen Sie die Ausgangsspannung für 20 und 30 Werte für U_e , welche auf einer logarithmischen Skala etwa den gleichen Abstand haben.

- Tragen sie die Resultate in einem einfach-logarithmischen Diagramm ein und bestimmen Sie die Steigung ΔU_a pro Dekade U_e aus diesem Diagramm. Vergleichen Sie das Ergebnis mit Ihrer Rechnung aus Aufgabe 2.

8.3.4 Spitzenwertgleichrichter

Um den Frequenzgang einer elektrischen Schaltung zu messen muß man die Amplitude der Sinusschwingung messen. Dies macht man mit einem Spitzenwertgleichrichter. Die Schaltung ist in Abbildung 8.12 wiedergegeben. Solange die Eingangsspannung $U_e < U_a$ ist, sperrt die Diode D . Für $U_e > U_a$ leitet die Diode, und über die Gegenkopplung wird $U_e = U_a$.

Aufgrund dieser Eigenschaft lädt sich der Kondensator C auf den Spitzenwert der Eingangsspannung auf. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß sie einen hohen Eingangswiderstand aufweist und somit keine Belastung auf die Spannung U_e ausübt. Der Spitzenwertgleichrichter ist schon auf einer Platine aufgebaut, Sie müssen nur mehr die Versorgungsspannung sowie den Ein- und Ausgang verdrahten. Das Schaltbild auf der Platine ist allerdings gegenüber Abbildung 8.10 vereinfacht dargestellt. Als Lastwiderstand des Spitzenwertgleichrichters wird der Eingangswiderstand des Logarithmierers wirken.

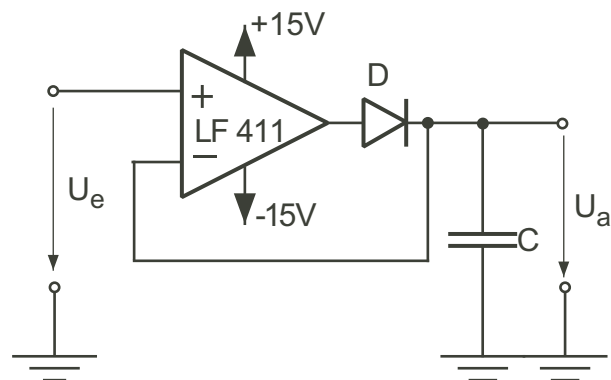


Abbildung 8.12: Spitzenwertgleichrichter. Der Operationsverstärker dient zum entkoppeln des Gleichrichters von der vorangehenden Schaltung.

8.3.5 Hochpaß

Mit den im Praktikumsversuch Elektronik I erworbenen Kenntnissen dimensionieren Sie nun einen kapazitiven Hochpaß mit einer Grenzfrequenz im Bereich von etwa $f_g = 7$ kHz bis $f_g = 34$ kHz. Bauen Sie den Hochpaß auf und überzeugen Sie sich kurz von seiner Funktion indem Sie eine Wechselfspannung am Eingang des Hochpasses anlegen und das Ausgangssignal am Oszilloskop für verschiedene Frequenzen aufnehmen.

8.3.6 Abschlußmessung

Schalten Sie gemäß Abbildung 8.1 die einzelnen Komponenten in Serie, also den Frequenzgenerator, den Hochpaß, den Spitzenwertgleichrichter und den Logarithmierer Schaltung (Schaltung im strichlierten Kasten der Abbildung 8.11, ohne äußere Beschaltung). Nehmen Sie auf dem Oszilloskop den Frequenzgang des Hochpasses in doppelt-logarithmischen Maßstab auf, indem Sie den Frequenzgenerator logarithmisch durchlaufen lassen. Versuchen Sie rund um die Grenzfrequenz f_g ein oder mehrere Dekaden in der Frequenz aufzunehmen (speziell in Richtung zu den tiefen Frequenzen hin). Achten Sie darauf, daß Sie den Arbeitsbereich Ihres Logarithmierers gut ausnützen. Drucken Sie das erhaltene Bild auf dem Drucker aus und beschriften Sie die Achsen mit den tatsächlichen Frequenz- und Verstärkungswerten. Vergleichen Sie Ihr Resultat mit Ihren Ergebnisse des Elektronik I Praktikumsversuches.

- Bestimmen Sie die Grenzfrequenz Ihres Hochpasses aus Ihrer Messung.
- Bestimmen Sie die Steigung Ihres Hochpasses in dB/Dekade aus Ihrer Messung.

8.3.7 Zusatz

Wenn noch Zeit verbleibt, versuchen Sie einen induktiven Hochpaß, oder auch Tiefpässe mit obiger Schaltung zu vermessen.

Literaturverzeichnis

- [1] Elektronik I Skriptum (mitbringen)
- [2] Titze, U. und Schenk, Ch.: *Halbleiter-Schaltungstechnik* (Springer).
Bibliothek ExWi: PFA 153–156, PFA 201, PFA 204.
- [3] Frauenfelder/Huber: *Physik II* (Ernst Reinhardt Verlag Basel).
Bibliothek ExWi: ODD 113.
- [4] J.A. Edminster: *El. Netzwerke* (Schaum-Kette).
Bibliothek ExWi: PFA 144.