# 5.1.a: Transistorverstärker und digitale Bauelemente

Maximilian Rudolf Lubba
Matrikel-Nr.: [redacted]
[redacted]

Benjamin Wolfgang Kosmala
Matrikel-Nr.: [redacted]
[redacted]

Betreuer: Steffen Sander
Versuch durchgeführt am: 11. Dezember 2017
Abgabedatum: 20. Januar 2018

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

Physikalisches Praktikum für Fortgeschrittene

Abteilung C

Hiermit versichern wir, das vorliegende Protokoll für das Physikalische Praktikum für Fortgeschrittene ohne Hilfe Dritter nur mit den angegebenen Quellen und Hilfsmitteln angefertigt zu haben. Alle Stellen, die aus Quellen entnommen wurden, sind als solche kenntlich gemacht. Diese Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

Darmstadt, den 20. Januar 2018,

Maximilian Rudolf Lubba

Benjamin Wolfgang Kosmala

Inhaltsverzeichnis


1 Einleitung 2

2 Versuchsziel 2

3 Theoretische Grundlagen 2
3.1 Halbleiter . . . 2
3.1.1 Eigenschaften . . . 2
3.1.2 Dotierung . . . 3
3.1.3 p-/n-Übergänge . . . 3
3.2 (Bipolar-)Transistor . . . 5
3.2.1 Aufbau . . . 5
3.2.2 Transistoreffekt . . . 5
3.2.3 Eigenschaften und Anwendungen . . . 6
3.3 Emitterschaltung . . . 6
3.3.1 Stromgegenkopplung . . . 6
3.3.2 Wechselstrom-Ersatzbild . . . 7
3.3.3 Zusammenhang zwischen Spannungs- und Stromverstärkung mit und ohne Stromgegenkopplung 7
3.4 Schaltzeiten von Halbleiterbauelementen . . . 8
3.5 Konjunktive und disjunktive Logik und Bool'sche Algebra . . . 9

4 Versuchsdurchführung 11
4.1 Allgemeines Verhalten des Transistors bei verschiedenen Frequenzen, Amplituden und Widerständen 11
4.2 Messung der Spannungsverstärkung . . . 12
4.3 Berechnnug der Stromverstärkung und des Basis-Emitter-Widerstands . . . 14
4.4 Transistor als Schalter . . . 16
4.5 Digitale Logik (TTL) . . . 17

5 Fazit 19

6 Quellenverzeichnis 19

7 Laborbuch 20

## 1 Einleitung

Der Transistor ist von grundlegender Bedeutung in vielen technischen Anwendungen und im Messwesen. So wird er beispielsweise genutzt, um Messsignale zu verstärken oder Schaltvorgänge zu automatisieren. Aufgrund seiner nichtmechanischen Funktionsweise ist er haltbarer, kompakter, reagiert schneller und ist günstiger als seine mechanische Pendants. Daher ist er aus heutigen Anwendungsgebieten nicht mehr wegzudenken.
Er findet sich in Bereichen von wenigen Nanometern in PCs, Smartphones und nahezu allen anderen elektrischen Geräten eines Haushalts sowie als Signalgenerator oder Messverstärker in Laborgeräten. Weiterhin hat er Radioröhren in Geräten wie Fernsehern, Radioanlagen und Computern ersetzt.

## 2 Versuchsziel

In diesem Versuch soll zunächst die Strom- und Spannungsverstärkung eines Transistors untersucht werden. Dazu wird bei gegebener Frequenz einer in den Transistor eingespeisten Wechselspannung mittels eines Oszilloskops die vom Transistor ausgegebene Spannungsamplitude gemessen. Dabei werden Basisvor- und Emitterwiderstand variiert, um Signalqualität und -verstärkung zu untersuchen.
Anschließend soll der Transistor als Schalter untersucht werden. Dazu wird ein Rechtecksignal in den Transistor eingespeist, die Amplitude variiert und die An- und Abstiegszeiten des Ausgangssignals betrachtet.
Zuletzt sollen mithilfe des Transistors als Schalter verschiedene Logikgatter aufgebaut werden.

## 3 Theoretische Grundlagen

In Folgendem werden die theoretischen Schwerpunkte dieses Versuches erläutert. Zunächst werden die Eigenschaften eines Halbleiters erklärt und wie diese zum Einsatz kommen, um einen Transistor zu realisieren. Zentrale Größen dieses Bauteils sind Strom- und Spannungsverstärkung. Sie hängen von der Art und Weise der Stabilisierung des Arbeitspunktes ab und werden hier im Hinblick auf Stromgegenkopplung modelliert. Um einen Transistor als Schalter zu verstehen, wird die Unterteilung des Schaltvorgangs in charakteristische Abschnitte bei verschiedenen Betriebsmodi erklärt. Als Schalter bietet es sich an, Transistoren für die Konstruktion von Logikbauteilen zu nutzen, für deren Verständnis die Bool'sche Algebra notwendig ist.

### 3.1 Halbleiter

Die quantenmechanische Betrachtung von Stoffen erlaubt eine Unterteilung in Gruppen verschiedener Leitfähigkeit bei verschiedenen Temperaturen. Eine dieser Gruppen umfasst Halbleiter. Durch Dotierung und Zusammenführen verschieden dotierter Halbleiter lassen sich verschiedene Bauteile realisieren, unter anderem eine Diode.

#### 3.1.1 Eigenschaften

Um einen Halbleiter erklären zu können, muss zuerst das Bändermodell eines Elektrons geklärt werden. Ein in einem Atom gebundenes Elektron kann nur diskrete Energiezustände einnehmen, wobei die Dynamik des Elektrons durch Absorption, spontane und stimulierte Emission vollständig beschrieben ist. Beim Zusammenbringen solcher Atome findet aufgrund der elektrostatischen Wechselwirkung und den Auswahlregeln nach Pauli eine Aufspaltung der Energieniveaus statt. Liegen genügend Atome vor, so findet zwar weiterhin Aufspaltung statt, allerdings liegen die Niveaus dabei so nahe beieinander, dass sich ein Kontinuum bildet. Dieses wird auch (Energie-)Band genannt und in ihm können die Elektronen alle darin enthaltenen Energien annehmen.
Im entstandenen Atomverbund werden einige Elektronen zur Bindung der Atome untereinander benötigt, können sich nicht frei bewegen und bilden das Valenzband aus. Sollten danach noch Elektronen vorliegen, die nicht zu dieser Bindung beitragen, so bilden sie bei höher gelegenen Energien ein Leitungsband aus. Elektronen, die sich in diesen Energieniveaus befinden, können sich frei im Atomverbund bewegen.
Zwei wichtige Begriffe sind hierbei die Bandlücke, die den Abstand vom unterem Leitungs- zum oberen Valenzband bezeichnet, und die Fermi-Kante oder -Energie, welche die höchstmögliche kinetische Energie, die ein Elektron in diesem System bei $0K$ annehmen kann, kennzeichnet. Die höchstmögliche kinetische Energie eines Elektrons wächst mit steigender Temperatur an.
Ausgehend von diesem Modell lassen sich Stoffe nun in drei Sorten unterteilen:

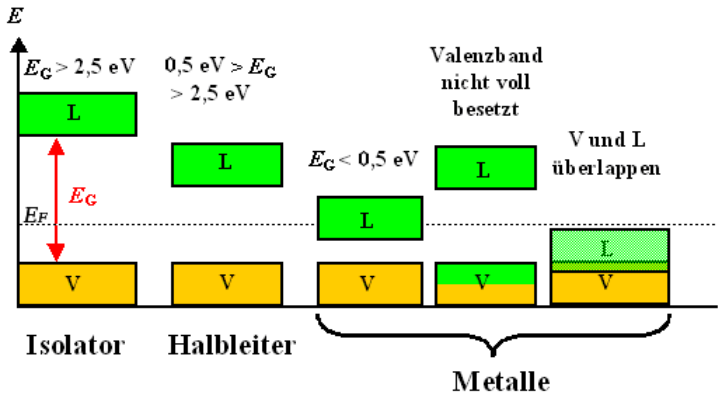



Abbildung 1: Verschiedene Bandlücken und deren Kategorisierung als Isolator, Halbleiter und Leiter, wobei $E_G$ die Energie der Bandlücke und $E_F$ die Fermi-Energie bezeichnet [1]

Bei einem Isolator liegt die Fermi-Energie zwischen Leitungs- und Valenzband. Bei steigender Temperatur und damit auch kinetischer Energie kann die Bandlücke überwunden werden und der Isolator wird leitend. In der Praxis bedeutet dies für die meisten Isolatoren jedoch, dass diese nicht länger in fester Form sondern flüssig, gasförmig oder gar als Plasma vorliegen. Allgemein definiert werden diese dadurch, dass ihre Bandlücke größer als $2,5eV$ ist. Bei Halbleitern liegt die Fermi-Energie auch zwischen den Bändern, wobei hier die Bandlücke kleiner ist und zwischen $0,5eV$ und $2,5eV$ liegt. Damit werden die meisten Halbleiter schon bei Raumtemperatur leitend.
Bei Leitern hingegen gibt es drei Möglichkeiten, wie diese ihre Leitfähigkeit erhalten. Zunächst kann die Fermi-Energie bereits im Leitungsband liegen, weshalb der Stoff auch bei $0K$ leitend ist. Zudem ist es möglich, dass das Valenzband nicht voll besetzt ist, wobei hier Valenzelektronen die Leitungsfunktion übernehmen können. Ebenfalls ist es möglich, dass sich das Leitungs- und Valenzband überlappen, wodurch die Leitfähigkeit gewährleistet ist.
Beispiele für gängige Halbleitermaterialien sind Silizium, Germanium und Selen.

### 3.1.2 Dotierung

Um sich weitere Eigenschaften eines dotierten Halbleiters zunutze machen zu können, wird er dotiert. Dabei wird ein Fremdatom in den Atomverbund eines Halbleiters eingebracht. Meist kommt dabei ein Fremdatom auf $10^7$ ursprüngliche Atome.
Wird ein Fremdatom genutzt, das mehr Elektronen im Valenzband besitzt als der Halbleiter, so gelangen die im Vergleich zum Halbleiter zusätzlichen Elektronen ins Leitungsband, da das neue Gesamtvalenzband bereits vollständig gefüllt ist. Diese Anordnung nennt sich auch n-Halbleiter, wobei das n die Leitung durch negative Ladungsträger (Elektronen) symbolisiert.
Weist das Fremdatom im Vergleich zum Halbleiter ein Elektron weniger in seinem Valenzband auf, so liegt ein Elektronenmangel im neuen Gesamtvalenzband vor. Hier handelt es sich um einen p-Halbleiter, da hier positive geladene "Löcher" (Stellen, an denen normalerweise ein Elektron sein sollte) die Leitung ermöglichen.
Dabei ist nicht zu vergessen, dass beide Halbleitertypen dennoch elektrisch neutral geladen sind, lediglich die Art und Weise der Leitfähigkeit unterscheidet sich.
Gängige Beispiele für Dotierungsmaterialien sind Aluminium, Gallium und Phosphor. Dabei weisen diese Materialien meist ein Elektron mehr bzw. weniger in ihrem Valenzband auf, als der zu dotierende Halbleiter. Es ist auch möglich, mit Materialien zu dotieren, der Anzahl an Elektronen um zwei abweicht. Allerdings ist die Herstellung eines solchen n- bzw. p-Halbleiters sehr aufwendig und findet nur in speziellen Gebieten wie niedrigfreqeuntem Laserlicht Anwendung.

### 3.1.3 p-/n-Übergänge

Die Zusammenführung eines p- und n-Halbleiter lässt an der Grenzschicht der beiden Materialien einen Diffusionsstrom entstehen, weil sich an der Grenzschicht Elektronen und Löcher gegenseitig anziehen und rekombinieren, d. h., dass Elektronen des n-Halbleiters sich anstelle der Löcher im Valenzband des p-Halbleiters festsetzen. Die rekombinierten Elektronen bilden mit den rekombinierten Löchern ein Potential aus und verhindern eine weitere Diffusion von weiteren Elektronen aus dem n-Halbleiter.
Das Verhalten von Ladungsverteilung, elektrischen Feld und elektrischen Potential ist dabei in Abbildung 2 skizziert:

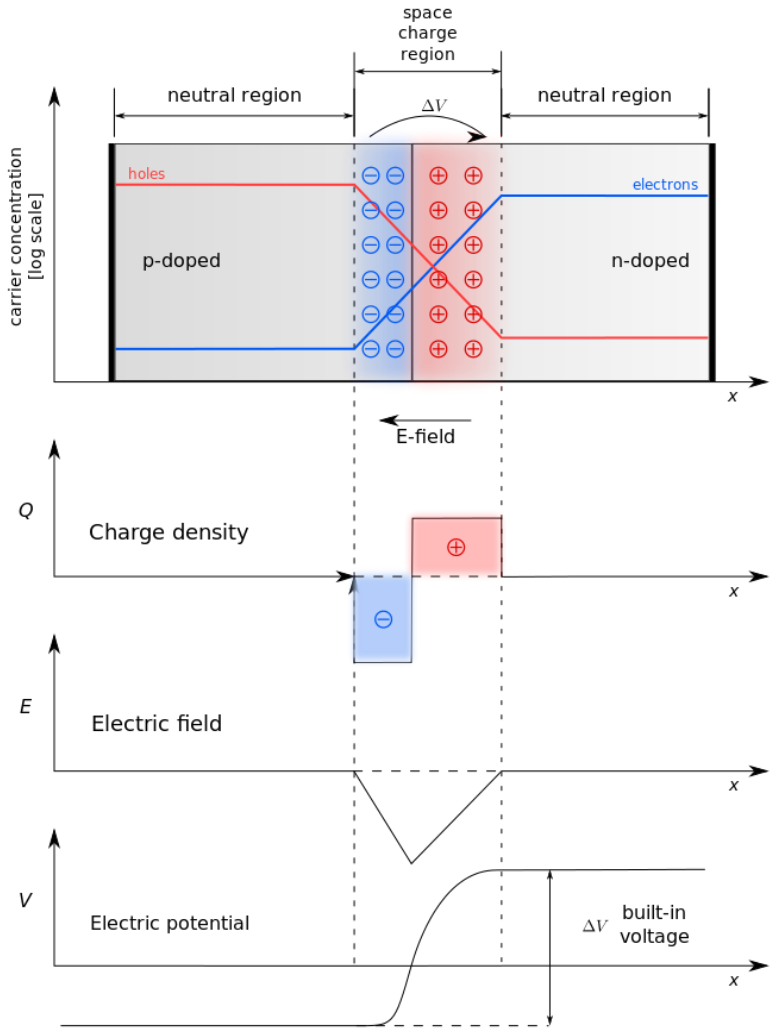



Abbildung 2: Verlauf charakteristischer Größen eines p-/n-Übergangs. Zu sehen ist die Ladungsträgerverteilung im Halbleiter mit der ausgebildeten Raumladungszone sowie die Ladungsträgerdichte. Weiterhin finden sich das aufgebaute elektrische Feld und das elektrostatische Potential [2]

Wird eine äußere Spannung angelegt, die den Auf- bzw. Abbau des Potentials beeinflusst, so handelt es sich um eine Diode. Ihre (technische) Durchlassrichtung liegt dabei vom p- zum n-Halbleiter vor, was in nachfolgenden Abbildungen 3 und 4 skizziert ist:

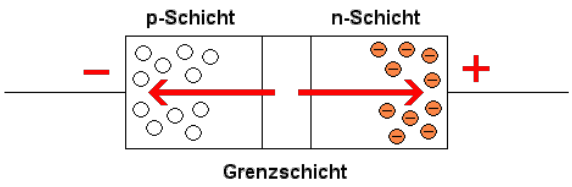



Abbildung 3: Aufgebaute Barriere bei angelegter Spannung entgegen Durchlassrichtung; der linke Pfeil zeigt die Flussrichtung der Löcher an, der rechte die der Elektronen [3]

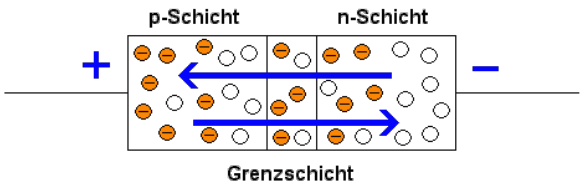



Abbildung 4: Abgebaute Barriere bei angelegter Spannung in Durchlassrichtung; der obere Pfeil markiert die Flussrichtung der Elektronen, der untere die der Löcher [4]

Hierbei ist noch zu beachten, dass die Stärke der angelegten Spannung einen maßgeblichen Einfluss auf die Leitungseigenschaften der Diode hat. Diese Effekte werden am besten anhand einer Diodenkennlinie besprochen.

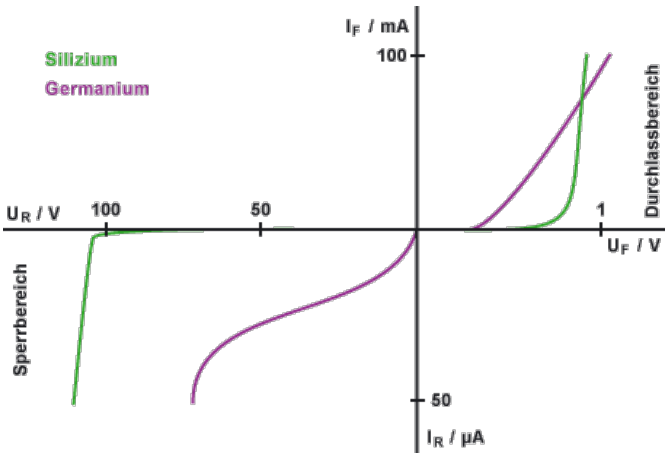



Abbildung 5: Diodenkennlinien von Silizium und Germanium für die Durchlassrichtung sowie die Sperrrichtung wobei auch hier für hohen Potentiale ein Strom fließt [5]

Wichtig sind nur der 1. und 3. Quadrant der Abbildung 5.
Im 1. Quadranten ist die angelegte Spannung so angelegt, dass sich das Potential am p-/n-Übergang abbaut. Damit ein messbarer Strom durch die Diode fließt, d. h., dass das Potential genügend abgebaut ist, bedarf es einer gewissen Grundspannung. Diese liegt an den Punkten vor, an denen die Strom-Spannungs-Kennlinie sprungartig stark anwächst und liegt meist im Bereich von 0,3V bis 0,7V. Wie in Abbildung 5 zu sehen, können die Verläufe sich je nach Halbleitermaterial unterscheiden.
Im 3. Quadranten ist die Spannung so angelegt, dass sich das Potential aufbaut. Dadurch fließt bis zu einer bestimmen Spannung kein Strom. Ist die Durchschlagsspannung (bei Silizium bei ca. 100V) erreicht, so hat sich das Potential über den gesamten Übergang erstreckt und die Diode wird (entgegen der eigentlichen Durchlassrichtung) wieder leitfähig. Allerdings ist mit Beschädigungen der Diode bei so hohen Spannungen zu rechnen. Auch hier können sich die Verläufe aufgrund der verschiedenen Eigenschaften verschiedener Halbleiter unterscheiden.

## 3.2 (Bipolar-)Transistor

In diesem Abschnitt wird der Aufbau eines Transistors und der wichtige Effekt der Strom- und Spannungsverstärkung geklärt, welche in diesem Versuch untersucht werden. Ergänzend werden einige Anwendungen von Transistoren angeführt.

### 3.2.1 Aufbau

Ein Transistor besteht aus drei Halbleiter-Schichten: Dem Emitter, der Basis und dem Kollektor. Emitter und Kollektor schließen die Basis ein und sind immer gegenteilig zur Basis dotiert. Deshalb werden Transistoren auch in npn- oder pnp-Transistoren unterteilt, wobei in diesem Versuch nur ein npn-Transistor eine Rolle spielt. Pnp-Transistoren funktionieren analog zu nachfolgenden Erklärungen, es müssen nur die Rollen von Elektronen und Löchern vertauscht werden. Der Aufbau eines npn-Transistors ist in Abbildung 6 zu sehen. Dabei fällt auch auf, dass es sich bei einem Transistor um zwei in Reihe geschaltete Dioden handelt, deren Durchlassrichtungen zueinander hin oder weg zeigen.

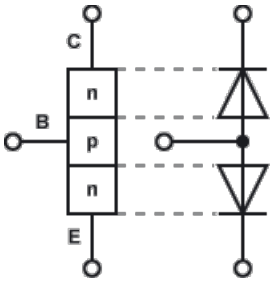



Abbildung 6: Aufbau eines npn-Transistors und Äquivalenz zur Diodenschaltung. C, B und E bezeichnen Kollektor, Basis und Emitter [6]

### 3.2.2 Transistoreffekt

In einem Transistor liegen zwei Grenzschichten vor, die hier durch Anlegen eines Stroms an der Basis abgebaut werden. Dieser zieht die Elektronen (die in den p-Halbleiter diffundiert sind) aus der Basis ab und durch ein außen an Emitter und Kollektor anliegendes Potential beginnen die Elektronen aus dem Emitter durch die Basis in den Kollektor zu fließen. Um zu gewährleisten, dass dabei nicht zu viele Elektronen mit den Löchern des p-Halbleiters rekombinieren oder durch den anliegenden Strom abgezogen werden, ist die Basisschicht im Vergleich zu den anderen

beiden Schichten sehr dünn und der Emitter am stärksten dotiert. Die Löcher des p-Halbleiters wandern dabei zum Emitter und tragen auch zum Strom bei.

Der vorliegende Aufbau wird auch als Bipolartransistor bezeichnet, weil in ihm beide Leitungsarten zum Tragen kommen. Im Unterschied dazu ist ein Feld-Effekt-Transistor ein Unipolartransistor, weil bei ihm der eine Halbleitertyp ein Potential ausbildet, welches die Leitfähigkeit des anderen Halbleitertyps behindert. Nur letzterer ist für die Leitung verantwortlich. Zudem ist er spanungsgesteuert, während der Bipolaratransistor stromgesetuert ist. Der Feld-Effekt-Transistor ist in Abbildung 7 zu sehen.
Den Effekt, dass durch Anlegen eines Stroms an den Transistor ein Strom und eine Spannung von Emitter zu Kollektor hin erzeugt wird, wird Transistoreffekt genannt. Dabei können die erzeugten Ströme und Spannungen stärker als ihre Ursache ausfallen, was als Strom- bzw. Spannungsverstärkung bezeichnet wird. Dabei wird kein Strom physikalisch verstärkt, die Begriffe beziehen sich nur auf die Verhältnisse von Eingangs- und Ausgangsstrom bzw. -spannung.

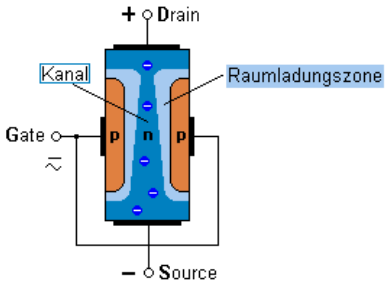



Abbildung 7: Aufbau eines Feld-Effekt-Transistors, wobei hier die Sperrschicht durch die am Gate angelegte Spannung auf- oder abgebaut wird [7]

### 3.2.3 Eigenschaften und Anwendungen

Der Bipolartransistor findet z. B. Anwendung zur Verstärkung von elektrischen Signalen durch den Transistoreffekt. Werden Signale mit wechselnder Frequenz in den Transistor eingespeist, so kommen zudem noch die frequenzabhängigen Eigenschaften eines Transistors zutage.
Weiterhin lässt er sich auch als Schalter nutzen. Durch Anlegen eines Stroms an der Basis sorgt diese für eine schlagartige Leitung des Transistors bei Schaltzeiten im Nano- bzw. Mikrosekunden-Bereich, was in diesem Versuch auch untersucht wird.
Als Schalter lassen sich mit einem Transistor durch passendes parallel oder in Reihe schalten und Kombination der so entstehenden Bauteile auch Logikelemente realisieren lassen.
Daher finden sich Transistoren etwa in Funktechnik, in HiFi-Anlagen oder Prozessoren.

## 3.3 Emitterschaltung

Je nachdem, was der gemeinsame Bezugspunkt von Ein- und Ausgangssignal ist, liegt ein Transistor in Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung vor, was in Abbildung 8 veranschaulicht ist. In diesem Versuch wird die Emitterschaltung verwendet.

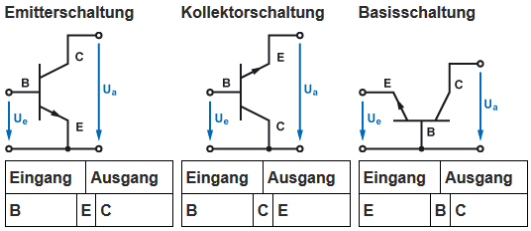



Abbildung 8: Verschiedene Schaltungsarten eines Transistors in Emitter-, Kollektor- und Basisschaltung, welche durch den gemeinsamen Bezugspunkt von Eingang und Ausgang verdeutlicht werden [8]

### 3.3.1 Stromgegenkopplung

Oftmals reicht die Spannung des zu verstärkenden Eingangssignals nicht aus, um den Transistor leitfähig werden zu lassen. Daher wird über einen Spannungsteiler eine weitere Spannung an die Basis angelegt, sodass die resultierende Spannung dies bewerkstelligt. Die so eingestellte zusätzliche Spannung nennt sich Arbeitspunkt, der wegen der Temperaturabhängigkeiten des Halbleiters schwanken kann.
Aufgrund der erhöhten Spannung kommt es zu einer Erhöhung der Temperatur des Transistors und somit zu einer Erhöhung des Basis- und infolgedessen Erhöhung des Kollektorstroms. Um dem entgegenzuwirken, wird an den Emitter ein Widerstand eingebaut, sodass folgender Effekt auftritt:
Die Temperaturerhöhung führt weiterhin zu Erhöhung von Basis- und Kollektorstrom. Wegen der Knotenregel, die

besagt, dass die Summe aller in einen Knoten einlaufenden Ströme Null ist, gilt $I_C = I_B + I_E$, wobei $I_E >> I_B$ gilt. Dadurch erhöht sich auch der Emitterstrom und somit die Spannung, die am Emitterwiderstand abfällt. Wegen der Maschenregel, die besagt, dass die Summe der anliegenden Spannungen in einer Masche gleich gleich Null ist, $U_A = U_{RE} + U_{BE}$ sinkt die Basis-Emitter-Spannung und somit der Basisstrom wieder ab, was auch eine Absenkung des Kollektorstroms zufolge hat. Im Idealfall ist $R_E$ so dimensioniert, dass sich die beiden Änderungen von $I_C$ gerade ausgleichen.
Dieser Effekt nennt sich auch Stromgegenkopplung. Durch sie wird das Ausgangssignal zwar glatter, weil der Arbeitspunkt nahezu keinen Schwankungen unterliegt. Es wird allerdings auch abgeschwächt, da Spannung am zusätzlichen Widerstand abfällt.

### 3.3.2 Wechselstrom-Ersatzbild

Um Schaltbilder übersichtlich zu halten, kann ein vereinfachtes Schaltungsbild angefertigt werden. Für Wechselströme gilt, dass Kondensatoren Kurzschlüsse darstellen, was durch Betrachtung des Blindwiderstandes eines Kondensators klar wird:

$$X_C = -\frac{1}{\omega C} \tag{1}$$

Für hinreichend große Frequenzen (im kHz-Bereich) und Kapazitäten (hier reichen schon einige Mikrofarad) ist $X_C$ bereits klein genug, um praktisch als 0 angesehen zu werden. Daher sind Kondensatoren für Wechselströme Kurzschlüsse und alle Bauteile, die parallel zu Kondensatoren geschaltet sind, können außer Acht gelassen werden, da der Wechselstrom nur durch den Kondensator fließt.
Unter Beachtung dessen lässt sich der Versuchsaufbau folgendermaßen Vereinfachen:

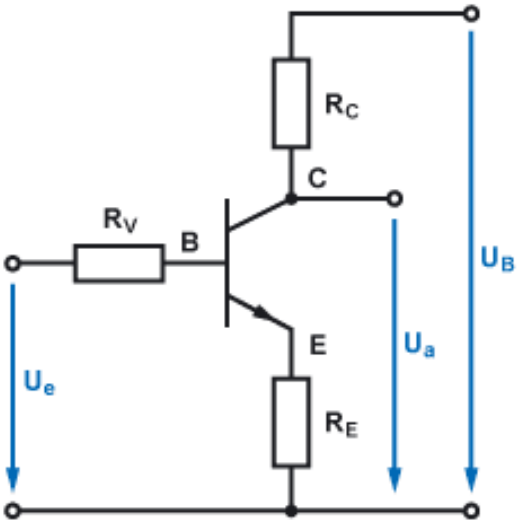



Abbildung 9: Ersatzschaltung des vorliegenden Aufbaus, wobei C, B und E für Kollektor, Basis und Emitter stehen. $U_e, U_a$ beschreiben die Spannungen, die am Signalein- und Ausgang anliegen. $U_B$ ist die Spannung, mit der der Transistor betrieben wird. $R_C, R_V, R_E$ kennzeichnen Kollektor-, Basisvor- und Emitterwiderstand [9]

### 3.3.3 Zusammenhang zwischen Spannungs- und Stromverstärkung mit und ohne Stromgegenkopplung

Ausgehend vom eben erstellten Ersatzschaltbild lassen sich nun sehr leicht die Verstärkungen herleiten.
Aus der Maschenregel folgt für die vorliegenden Maschen (der Widerstand von Basis zu Kollektor wird dabei als Null angesehen, weshalb die dort abfallende Spannung auch Null ist):

$$\begin{aligned} U_E &= U_B + U_{BE} + U_E \\ &= R_B I_B + R_{BE} I_B + R_E I_E \end{aligned} \tag{2}$$

und

$$\begin{aligned} U_A &= U_0 - U_C \\ &= U_0 - R_C I_C \end{aligned} \tag{3}$$

Aus der Knotenregel folgt:

$$I_E = I_B + I_C \tag{4}$$

Die Spannungs- bzw. Stromverstärkungen $\nu(f)$ bzw. $\beta(f)$ sind definiert als:

$$\nu(f) = -\frac{\Delta U_A}{\Delta U_E} \tag{5}$$

$$\beta(f) = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \tag{6}$$

wobei $\Delta$ bedeutet, dass nur der Wechselstromanteil relevant ist, da jegliche Gleichspannungsanteile herausgefiltert werden.
Wird Gleichung (2) und (3) in (5) eingesetzt, so ergibt sich für die Spannungsverstärkung unter Berücksichtigung, dass $U_0$ eine konstante Spannung ist:

$$\begin{aligned}\nu(f) &= -\frac{\Delta(U_0 - R_C I_C)}{\Delta(R_B I_B + R_{BE} I_B + R_E I_E)} \\ &= -\frac{-R_C \Delta I_C}{(R_B \Delta I_B + R_{BE} \Delta I_B + R_E \Delta(I_B + I_C)} \\ &= \frac{R_C \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}}{R_B + R_{BE} + R_E \frac{\Delta(I_B + I_C)}{\Delta I_B}} \\ &= \frac{R_C \beta(f)}{R_B + R_{BE} + R_E(\beta(f) + 1)}\end{aligned} \tag{7}$$

Umgestellt nach der Stromverstärkung erhält man:

$$\beta(f) = \frac{\nu(f)(R_B + R_{BE} + R_E)}{R_C - R_E \nu(f)} \tag{8}$$

Diese Terme gelten für einen Aufbau mit Stromgegenkopplung. Wird diese nicht verwendet, so reicht es, in Gleichung (7) und (8) $R_E = 0$ zu setzen.

## 3.4 Schaltzeiten von Halbleiterbauelementen

Wird ein Transistor als Schalter genutzt, so sind für dessen Betrieb seine Reaktionszeiten zu beachten. Unstetige Signale wie Rechteck- oder Sägezahnsignale können in der Realität nicht exakt erzeugt oder verarbeitet werden. Entsprechende Unstetigkeitsstellen werden durch stark anwachsende bzw. abnehmende (meist exponentiell verlaufende) Signale realisiert. Dabei müssen Grenzen festgelegt werden, bei denen ein Signal als vorhanden bzw. nicht vorhanden angesehen wird. Dieses Prinzip wird in Folgendem an einem idealen, in einen Transistor eingespeisten Rechtecksignal veranschaulicht, welches auf genau diese Charakteristika auch in diesem Versuch untersucht werden soll:
Liegt ein Rechteckstrom an der Basis eines Transistors an, so muss dieses Signal vom Transistor zunächst registriert werden, was eines Abbaus der Sperrschichten im Transistor bedarf. Ab 10% der Maximalstärke des Eingangssignals wird die Sperrschicht als abgebaut angesehen und es kann ein Kollektorstrom im Transistor fließen. Die hierfür aufgebrachte Zeit wird Verzögerungszeit $t_d$ genannt.
Ein so registriertes Signal kann noch nicht als "An" interpretiert werden, weshalb ein Signal erst als "An" angesehen wird, wenn 90% der Maximalintensität des Ausgangssignals erreicht werden. Die hierfür benötigte Zeit (ausgehend von 10% der Maximalamplitude) nennt sich Anstiegszeit $t_r$ und die Summe der beiden Zeiten wird als Einschaltzeit $t_e$ bezeichnet.
Das Eingangssignal wird hierbei als langlebig genug angesehen, damit die Registrierung auch den Maximalausschlag des Eingangssignals ausgeben kann. Wird dann das Eingangssignal abgestellt, so kommt es zu ähnlichem Verhalten wie beim Einschaltvorgang:
Der Transistor muss zunächst registrieren, dass das Eingangssignal ausgestellt wurde, wofür die Zeit angesehen wird, die benötigt wird, damit das registrierte Signal auf 90% des Maximalausschlags abfällt. Sie wird als Speicherzeit $t_s$ bezeichnet.

Damit das Signal als “Aus“ interpretiert wird, wird auch wie bei $t_r$ eine Grenze mit 10% der Maximalamplitude festgesetzt. Bis das Signal also von 90% auf 10% abgesunken ist, vergeht die Abfallzeit $t_f$, wobei die Summe der beiden Zeiten als Ausschaltzeit $t_a$ bezeichnet wird.
Diese Zusammenhänge sind in folgender Abbildung 10 nochmals grafisch dargestellt:

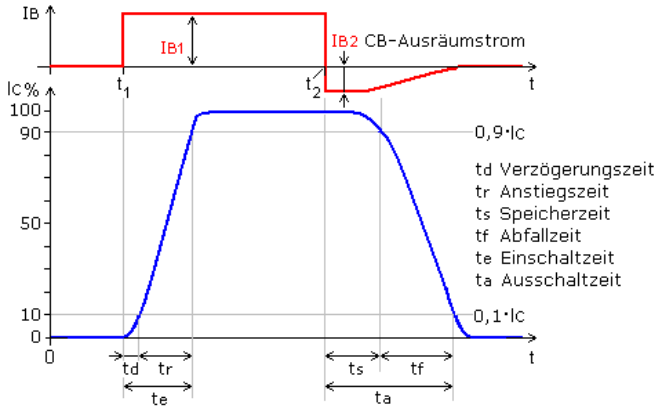



Abbildung 10: Signalverlauf eines Rechtecksignals in einem Transistor in Rot das Eingangssignal und Blau das Signal am Ausgang des Transistors mit den dazugehörigen Zeiten [10]

Hierbei sind die Schaltzeiten auch davon abhängig, ob der Transistor gesättigt (hoher Basisstrom) ist oder nicht (niedriger Basisstrom).
Im gesättigten Fall liegt ein hoher Basisstrom an, sodass die Potentialbarrieren der pn- und np-Übergänge schnell abgebaut werden können und der Transistor mit Elektronen geflutet werden kann, die dann sehr schnell auf ein Eingangssignal reagieren können. Beim Abschaltvorgang sind dann viele Elektronen vorhanden, sodass der Aufbau der Potentialbarrieren langsamer abläuft und die Ausschaltzeit vergößert wird. Der ungesättigte Fall stellt den umgekehrten Fall dar, der lange Einschalt- und kurze Ausschaltzeiten ermöglicht.
Durch weitere äußere Einwirkung, etwa Kondensatoren und umgepolte Eingangssignale, können sich die eben beschriebenen Prozesse dynamisch abwechseln und so die Schaltzeiten optimieren.

## 3.5 Konjunktive und disjunktive Logik und Bool’sche Algebra

Wie schon vorher angedeutet, lassen sich mit einem Transistor als Schalter, Widerständen und Kondensatoren Logikbauteile realisieren. Diese werden üblicherweise durch ihre Wahrheitstabellen beschrieben, die bei verschiedenen Eingangssignalen das zugehörige Ausgangssignal angeben. In Folgendem sind beispielhaft einige einzusehen:

| a | b | a AND b |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 |

Tabelle 1: AND-Wahrheitstabelle

| a | b | a OR b |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 |

Tabelle 2: OR-Wahrheitstabelle

| a | NOT a |
|---|---|
| 0 | 1 |
| 1 | 0 |

Tabelle 3: NOT-Wahrheitstabelle

| a | b | a EXOR b |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

Tabelle 4: EXOR-Wahrheitstabelle

| a | b | a NOR b |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 |

Tabelle 5: NOR-Wahrheitstabelle

| a | b | a NAND b |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

Tabelle 6: NAND-Wahrheitstabelle

Diesen Wahrheitstabellen liegt die Bool’sche Algebra zugrunde, die mit den Operationen AND $\wedge$, OR $\vee$ und NOT (hier mit Strichen über den Signalen gekennzeichnet, siehe NOT-Tabelle) arbeitet und diese durch die nachfolgend aufgelisteten Axiome miteinander in Zusammenhang bringen kann:

| | AND | OR |
|---|---|---|
| Kommutativität | $a \wedge b = b \wedge a$ | $a \vee b = b \vee a$ |
| Assoziativität | $(a \wedge b) \wedge c = a \wedge (b \wedge c)$ | $(a \vee b) \vee c = a \vee (b \vee c)$ |
| Idempotenzierbarkeit | $a \wedge a = a$ | $a \vee a = a$ |
| Distributivität | $a \wedge (b \vee c) = (a \wedge b) \vee (a \wedge c)$ | $a \vee (b \wedge c) = (a \vee b) \wedge (a \vee c)$ |
| Neutralität | $a \wedge 1 = a$ | $a \vee 0 = a$ |
| Extremität | $a \wedge 0 = 0$ | $a \vee 1 = 0$ |
| De Morgansche Gesetze | $\overline{a \wedge b} = \overline{a} \vee \overline{b}$ | $\overline{a \vee b} = \overline{a} \wedge \overline{b}$ |
| Komplementarität | $a \wedge \overline{a} = 0$ | $a \vee \overline{a} = 1$ |
| Absorptivität | $a \vee (a \wedge b) = a$ | $a \wedge (a \vee b) = a$ |
| | AND/OR | AND/OR |
| Doppelnegativität | $\overline{(\overline{a})} = a$ | |
| Dualität | $\overline{0} = 1$ | $\overline{1} = 0$ |

Tabelle 7: Axiome der Bool'schen Algebra Für AND- und OR-Verknüpfungen (oben) und für beide gültige Axiome (unten) [11]

Konjunktive und diskonjunktive Logik bezeichnet hierbei die Beschreibung von Bauteilen nur durch AND (konjunktiv) oder OR (disjunktiv) Verknüpfungen. Dies wird in folgendem an einem EXOR-Gatter veranschaulicht.
Werden die beiden Einträge der Wahrheitstabelle des EXOR-Gatters, die eine 1 als Ergebnis liefern, als

$$A_1 = \overline{a} \wedge b \tag{9}$$

$$A_2 = \overline{b} \wedge a \tag{10}$$

geschrieben, so kann das EXOR-Gatter auch nur durch die Gleichung

$$a \ EXOR \ b = A_1 \vee A_2 \tag{11}$$

ausgedrückt werden, also nur durch AND-, OR- und NOT-Gatter. Unter Ausnutzung des Neutralitäts- und Komplementärgesetzes lässt sich Gleichung (11) weiter umformen:

$$a \ EXOR \ b = A_1 \vee A_2 \vee (a \wedge \overline{a}) \vee (b \wedge \overline{b}) \tag{12}$$

$$= (\overline{a} \wedge b) \vee (a \wedge \overline{b}) \vee (a \wedge \overline{a}) \vee (b \wedge \overline{b}) \tag{13}$$

Mithilfe der Distributivgesetze folgt weiter:

$$a \ EXOR \ b = (a \wedge (\overline{a} \vee \overline{b})) \vee (b \wedge (\overline{a} \vee \overline{b})) \tag{14}$$

Unter Ausnutzung des Doppelnegationsgesetzes und der de Morgan'schen Gesetze folgt letztendlich:

$$a \ EXOR \ b = \overline{\overline{(a \wedge (\overline{a} \vee \overline{b})) \vee (b \wedge (\overline{a} \vee \overline{b}))}} \tag{15}$$

$$= \overline{\overline{(a \wedge (\overline{a} \vee \overline{b}))} \wedge \overline{(b \wedge (\overline{a} \vee \overline{b}))}} \tag{16}$$

$$= \overline{\overline{(a \wedge (\overline{a \wedge b}))} \wedge \overline{(b \wedge (\overline{a \wedge b}))}} \tag{17}$$

Ein Vergleich von $\overline{a \wedge b}$ mit dem NAND-Gatter zeigt auf, dass beide Formulierungen äquivalent sind. Ein EXOR-Gatter kann somit durch eine Verknüpfung von NAND-Gattern dargestellt werden:

$$a \ EXOR \ b = [a \ NAND \ (a \ NAND \ b)] \ NAND \ [a \ NAND \ (a \ NAND \ b)] \tag{18}$$

## 4 Versuchsdurchführung

Der Transistor wird in diesem Versuch auf seine Strom- und Spannungsverstärkung mit Stromgegenkopplung, seine Schalteigenschaften und seine Anwendung in Logikbauteilen untersucht. Qualitative Überlegungen zum Versuchsaufbau, das Vorgehen und die Ergebnisse der einzelnen Untersuchungen werden in Folgendem präsentiert.

### 4.1 Allgemeines Verhalten des Transistors bei verschiedenen Frequenzen, Amplituden und Widerständen

Zunächst sollen die Eigenschaften des Transistors qualitativ untersucht werden. Dazu wird in den Transistor ein Eingangssignal eingespeist und verschiedene Auftragungen von Ein- und Ausgangssignal betrachtet, die in Folgendem aufgeführt sind und diskutiert werden:

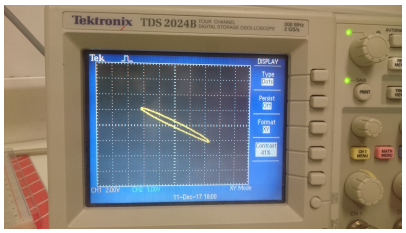



Abbildung 11: $f = 10kHz$ bei Eingangsamplitude $U = 2V$, Skalierung: CH1(waagerecht)=2V, CH2(senkrecht)=1V

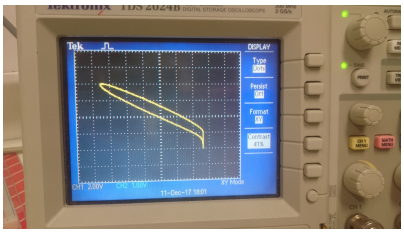



Abbildung 12: $f = 10kHz$ bei erhöhter Eingangsamplitude $U = 4V$, Skalierung: CH1(waagerecht)=2V, CH2(senkrecht)=1V

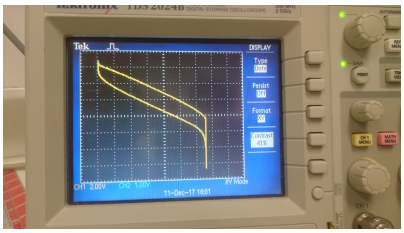



Abbildung 13: $f = 10kHz$ bei weiter erhöhter Eingangsamplitude $U = 6V$, Skalierung: CH1(waagerecht)=2V, CH2(senkrecht)=1V

In diesen Grafiken ist auf der x-Achse das verstärkte Signal und auf der y-Achse das Eingangssignal zu finden. Als Eingangssignal wurde eine Sinus-Schwingung gewählt, die auf der y-Achse oszilliert.
In Abbildung 11 gibt es zu jedem Zeitpunkt (außer zu denen, in denen das Signal ein Extremum annimmt) zwei Ausgangssignale, die jeweils zu verschiedenen Zeiten erreicht werden. Dabei wurde noch keine Sättigung erreicht.
In der nächsten Abbildung 12 wurde die Amplitude des Eingangssignals weiter erhöht. Dabei wurde der Sättigungsbereich der Verstärkung des Transistors erreicht. Die Verstärkung eines Eingangssignals kann nicht größer werden, als die am Transistor zwischen Emitter und Kollektor anliegende Spannung. Daher findet sich unten rechts trotz großen Eingangssignals kein Wert, der hinter der sich andeutenden Senkrechten liegt.
In der letzten Abbildung 13 wird die Senkrechte unten rechts deutlicher und es zeichnet sich auch eine oben links ab. Bei immer größer werdenden Verstärkung des Eingangssignals geht also aufgrund der Sättigung des Transistors immer mehr vom Eingangssignal verloren.
Alle Ausdehnungen der Ellipsen sind dabei vorhanden und die Verstärkung ist nicht linear.

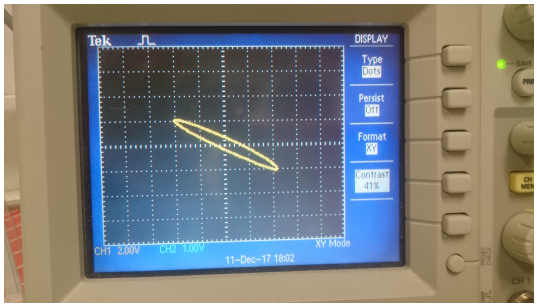



Abbildung 14: $f = 50Hz$ bei konstanter Eingangsamplitude $U = 2V$, Skalierung: CH1(waagerecht)=2V, CH2(senkrecht)=1V

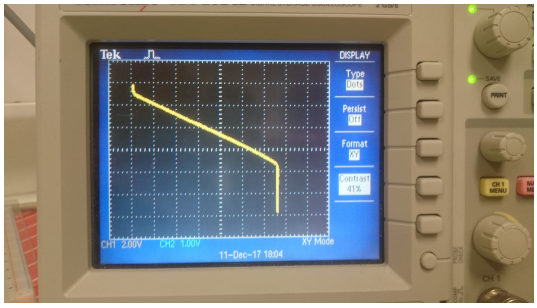



Abbildung 15: $f = 1kHz$ bei konstanter Eingangsamplitude $U = 2V$, Skalierung: CH1(waagerecht)=2V, CH2(senkrecht)=1V

Ein Vergleich von Abbildung 14 mit Abbildung 11 zeigt, dass in beiden eine ähnliche Verstärkung vorliegt, was verwunderlich ist, da ein merklicher Unterschied in der Verstärkung bei diesen weit auseinander liegenden Frequenzen zu erwarten ist. Womöglich ist dies auf ein zu geringes Eingangssignal oder falsch notierte Frequenzen zurückzuführen, was sich nun nicht mehr nachvollziehen lässt.
In Abbildung 15 ist die Frequenz nun groß genug, damit die Verstärkung in den Sättigungsbereich kommt, was sich durch die Senkrechten bemerkbar macht. Zudem ist die Verstärkung hier linear.

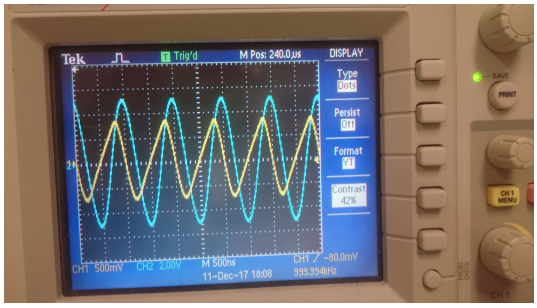



Abbildung 16: $f = 1MHz$ bei Eingangsamplitude $U \approx 750mV$ wobei hier zu sehen ist, dass der Transistor nahe dem Sättigungsbereich betrieben wird, da ein leichter Sägezahnverlauf erkennbar ist, Skalierung: CH1=500mV, CH2=2V

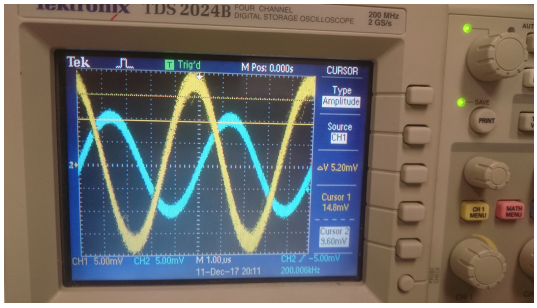



Abbildung 17: $f = 200kHz$ bei Eingangsamplitude $U \approx 10mV$ und eingeschaltetem Basiswiderstand wobei hier gut die Phasenverschiebung vom Eingangssignal zum Ausgangssignal zu erkennen ist, Skalierung: CH1=5mV, CH2=5mV

In Abbildung 16 sind Eingangs- (gelb) und verstärktes (blau) Signal in direktem Vergleich zu sehen. Zu beachten ist, dass die Skalierungen der beiden Darstellungen unterschiedlich sind und die Verstärkung entsprechend größer ausfällt, als die Graphen alleine vermuten lassen.
In Abbildung 17 ist die Verstärkung schwächer, als in Abbildung 16, was durch den Widerstand zu erwarten war. Hierbei wurden die Werte zum Zeitpunkt $t = 0$ auf den Ursprung der Oszilloskopanzeige verschoben, sodass die Phasenverschiebung des Transistors zum Vorschein kommt.

## 4.2 Messung der Spannungsverstärkung

Nun konnte mit der ersten Messung begonnen werden. Dazu wird ein festes Eingangssignal gewählt und die vom Transistor ausgegebene Spannung mit und ohne zwischengeschaltete Widerstände betrachtet. Das Eingangssignal wird dabei so gewählt, dass bei der Messung der Sättigungsbereich des Transistors nicht erreicht wird.
Es werden die Fälle, dass kein Widerstand, nur der Basis- oder Emitterwiderstand und beide Widerstände angeschaltet sind, betrachtet. Dabei wurden sowohl Ein- als auch Ausgangssignal Peak-to-Peak vermessen, was für die Bildung von Verhältnissen keine Rolle spielt. Die Ungenauigkeiten der Amplituden wurden als die Hälfte der Breite des Maximums eines Signals festgelegt.
Während der Durchführung musste auf das Eingangssignal geachtet werden, da sich die eingestellte Spannung beim Verstellen der Frequenz ändern kann. Zugehörige Korrekturen wurden eingetragen.
Für die Auftragung der Spannungsverstärkung über der Frequenz ergibt sich folgender Verlauf:

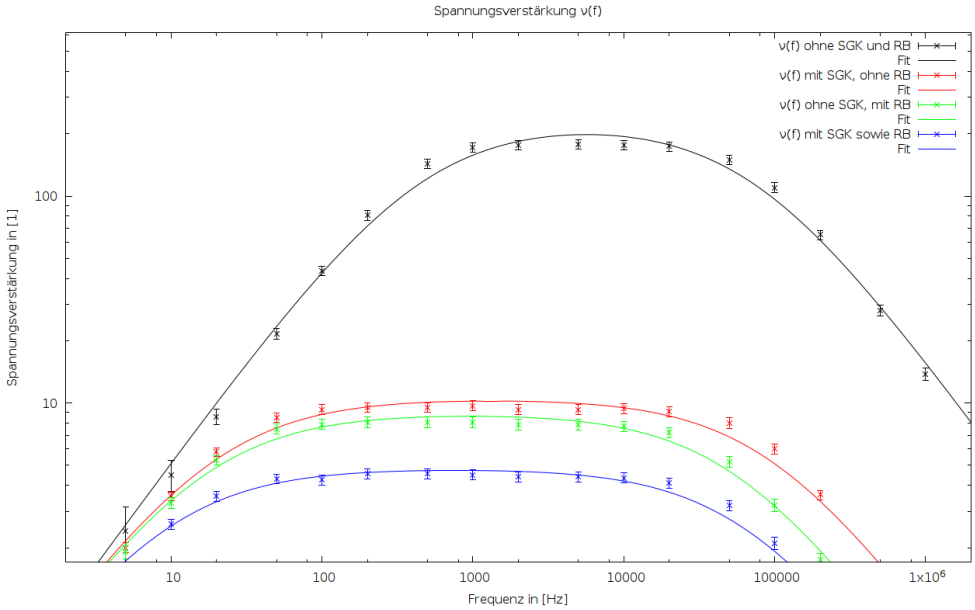



Abbildung 18: Auftragung der Spannungsverstärkung über die zugehörigen Frequenzen mit gut erkennbaren Plateau-Bereich. Ebenso lässt sich erkennen, dass die SGK und der Basisvorwiederstand die Spannungsverstärkung stark herabsetzen

Wird die logarithmische Auftragung entfernt, so ist der Verlauf einer Resonanzkurve deutlich zu erkennen:

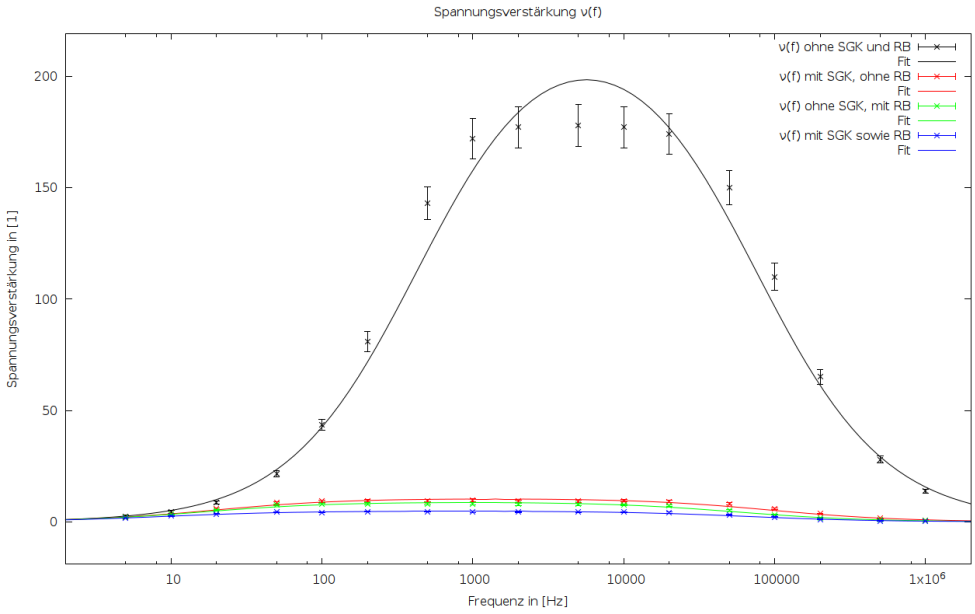



Abbildung 19: Auftragung der Spannungsverstärkung über die zugehörigen Frequenzen, ohne logarithmische Frequenzachse. Deutlich zu erkennen ist die Resonanzkurve des Transistors

Die Ungenauigkeiten in den Auftragungen wurden dabei gemäß Gauß bestimmt. Um hier Verwechslungen mit den Ungenauigkeiten der Größen zu vermeiden, werden $\Delta$ nur bei Ungenauigkeiten genutzt und sonst nicht mehr (Vgl. Gleichung (5) und (6), bei denen $\Delta$ Wechselstromanteile markiert hat):

$$\Delta\nu(f) = \sqrt{\left(-\frac{1}{U_E}\Delta U_A\right)^2 + \left(-\frac{U_A}{U_E^2}\Delta U_E\right)^2} \tag{19}$$

Es liegt nun nahe, dass sich ein Transistor bezüglich der Spannung wie ein Frequenzfilter verhält. Diese werden beschrieben durch:

$$\nu(f) = \frac{\nu_0}{\frac{f_U}{f} + \frac{f}{f_O} + 1} \tag{20}$$

wobei $f_U$ die untere und $f_O$ die obere Grenzfrequenz des Filters und $\nu_0$ eine Proportionalitätskonstante darstellen. Die in den vorangegangenen Grafiken eingezeichneten Verläufe wurden mit dieser Funktion an die Daten gefittet und liefern für die verschiedenen Fälle folgende Werte für $f_U$, $f_O$ und $\nu_0$:

| | $\nu_0$ | $f_U$ in [Hz] | $f_O$ in [Hz] |
|---|---|---|---|
| ohne Widerstände | $229 \pm 12$ | $439 \pm 41$ | $73000 \pm 7000$ |
| nur mit Emitterwiderstand | $10,5 \pm 0,4$ | $19 \pm 2$ | $94000 \pm 8000$ |
| nur mit Basiswiderstand | $9 \pm 0,2$ | $17 \pm 1$ | $55000 \pm 4000$ |
| mit beiden Widerständen | $4,8 \pm 0,13$ | $9 \pm 1$ | $66000 \pm 5000$ |

Tabelle 8: Die Fit-Parameter der Einzelnen Messungen mit $\nu_0$ der maximalen Spannungsverstärkung, $f_U$ der unteren Grenzfrequenz und $f_O$ der oberen Grenzfrequenz

Dass die Proportionalitätskonstanten immer geringer werden, je größer der anliegende Gesamtwiderstand ist, ist naheliegend, da Spannung an ihnen abfällt und somit weniger zu verstärkendes Signal im Transistor ankommt.
Bei hochfrequenten Bereichen reagieren die Ladungsträger im Transistor kaum noch auf den schnellen Wechsel der angelegten Spannung und es kommt zu einer niedrigen Spannungsverstärkung.
In niedrigfrequenten Bereichen wird der Blindwiderstand der Kondensatoren relevant. Dieser steigt bei sinkender Frequenz und sorgt auch hier für eine niedrige Spannungsverstärkung.

## 4.3 Berechnnug der Stromverstärkung und des Basis-Emitter-Widerstands

Um nun die Stromverstärkung zu bestimmen, wird Gleichung 8 genutzt. Allerdings ist hierbei der Basis-Emitter-Widerstand unbekannt und Gleichung 8 muss als Gleichungssystem aufgefasst werden, das folgendermaßen zustande kommt:

$$Ohne\ Stromgegenkopplung\ und\ ohne\ Basiswiderstand:\ \beta_a(f) = \frac{\nu_1(f)(R_{BE,a})}{R_C} \tag{21}$$

$$Ohne\ Stromgegenkopplung\ und\ mit\ Basiswiderstand:\ \beta_a(f) = \frac{\nu_2(f)(R_B + R_{BE,a})}{R_C} \tag{22}$$

$$Mit\ Stromgegenkopplung\ ohne\ Basiswiderstand:\ \beta_b(f) = \frac{\nu_3(f)(R_{BE,b} + R_E)}{R_C - R_E\,\nu_3(f)} \tag{23}$$

$$Mit\ Stromgegenkopplung\ mit\ Basiswiderstand:\ \beta_b(f) = \frac{\nu_4(f)(R_B + R_{BE,b} + R_E)}{R_C - R_E\,\nu_4(f)} \tag{24}$$

Dabei sind die $\beta_i$ und $\nu_i$ die zu den jeweiligen Einstellungen gehörenden Strom- und Spannungsverstärkungen. Bei jeder Änderung der Widerstände ergeben sich neue Spannungsverstärkungen, die Stromverstärkung ändert sich aber nur durch die Stromgegenkopplung. Da es sich jeweils um Gleichungssysteme mit zwei Gleichungen und zwei Variablen handelt, können diese eindeutig gelöst werden.
Es ergeben sich für die Stromverstärkung und den Basis-Emitter-Widerstand:

$$Ohne\ Stromgegenkopplung:\ \beta_a(f) = \frac{R_B}{R_C}\frac{\nu_1\,\nu_2}{\nu_1 - \nu_2} \tag{25}$$

$$\Delta\beta_a(f) = \sqrt{\left(\frac{R_B}{R_C}\frac{\nu_2^2}{(\nu_1-\nu_2)^2}\Delta\nu_1\right)^2 + \left(-\frac{R_B}{R_C}\frac{\nu_1^2}{(\nu_1-\nu_2)^2}\Delta\nu_2\right)^2} \tag{26}$$

$$R_{BE,a} = \frac{R_C\beta_a(f)}{\nu_1} \tag{27}$$

$$\Delta R_{BE,a} = \sqrt{\left(-\frac{R_C\beta_a(f)}{\nu_1^2}\Delta\nu_1\right)^2 + \left(\frac{R_C}{\nu_1}\Delta\beta_a(f)\right)^2} \tag{28}$$

$$Mit\ Stromgegenkopplung:\ \beta_b(f) = \frac{R_B}{R_C}\frac{\nu_3\,\nu_4}{\nu_3 - \nu_4} \tag{29}$$

$$\Delta\beta_b(f) = \sqrt{\left(\frac{R_B}{R_C}\frac{\nu_4^2}{(\nu_3-\nu_4)^2}\Delta\nu_3\right)^2 + \left(-\frac{R_B}{R_C}\frac{\nu_3^2}{(\nu_3-\nu_4)^2}\Delta\nu_4\right)^2} \tag{30}$$

$$R_{BE,b} = \frac{R_C\beta_b(f)}{\nu_3} - R_E(\beta_b + 1) \tag{31}$$

$$\Delta R_{BE,b} = \sqrt{\left(-\frac{R_C\beta_b(f)}{\nu_3^2}\Delta\nu_3\right)^2 + \left(\left(\frac{R_C}{\nu_3} - R_E\right)\Delta\beta_a(f)\right)^2} \tag{32}$$

$$\tag{33}$$

Dabei wurde darauf verzichtet, $R_{BE}$ nochmals unabhängig von $\beta_i$ zu bestimmen, da die Stromverstärkung ohnehin bestimmt werden muss. Für die Widerstände wurde keine Ungenauigkeit angenommen, da nicht bekannt ist, welche Art von Widerstand verwendet wurde. Somit ergibt sich für die Stromgegenkopplung folgende Auftragung:

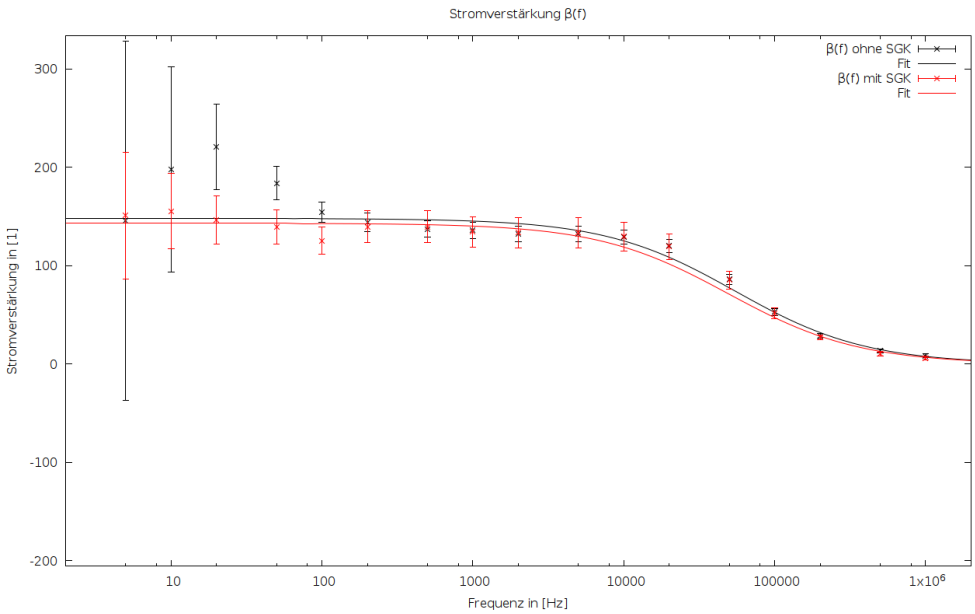



Abbildung 20: Auftragung der Stromverstärkung über die zugehörigen Frequenzen mit und ohne Stromgegenkopplung

Dass die Ungenauigkeiten bei den ersten zwei Messwerten so groß ausfallen, liegt daran, dass die Frequenzen in diesem Bereich sehr niedrig sind und der Wechselstrom schon sehr im Bereich eines Gleichstroms liegt. Die Theorie nimmt aber Wechselströme an und versagt vermutlich in entsprechend niedrigfrequenten Bereichen.
Ähnlich zur Spannungsverstärkung verhält sich der Transistor auch hier wie ein Frequenzfilter, wobei hier ein Tiefpass vorliegt. Diese werden beschrieben durch:

$$\beta(f) = \frac{\beta_0}{\frac{f}{f_O} + 1} \tag{34}$$

Dabei stellen $\beta_0$ eine Proportionalitätskonstante und $f_O$ die obere Grenzfrequenz des Filters dar. Entsprechende Fits sind in den vorangegangenen Grafiken zu finden und lauten:

| | $\beta_0$ | $f_O$ in [Hz] |
|---|---|---|
| ohne Stromgegenkopplung | $148 \pm 5$ | $55000 \pm 4000$ |
| mit Stromgegenkopplung | $143 \pm 5$ | $49000 \pm 4000$ |

Tabelle 9: Die Fit-Parameter der Einzelnen Messungen mit $\beta_0$ der maximalen Stromverstärkung und $f_O$ der oberen Grenzfrequenz

Im Gegensatz zur Spannungsgegenkopplung weist die Stromgegenkopplung kaum eine Änderung ihres Verhaltens bei eingeschaltetem Emitterwiderstand auf. Das ist zu erwarten, da der vom Transistor verstärkte Strom von den Basiseigenschaften abhängig ist und ein vor den Emitter geschalteter Widerstand diese nicht nennenswert beeinflusst.
Im Hochfrequenzbereich liegt hier ein ähnliches Problem wie der Spannungsverstärkung vor. Der Transistor kann nicht gut auf die ankommenden Signale reagieren und liefert nur eine geringe Stromverstärkung.
In niedrigfrequenten Bereichen spielen die Blindwiderstände keine Rolle, da der Strom an den Kondensatoren keinen Widerstand sieht.
Als Auftragung des Basis-Emitter-Widerstands erhält man:

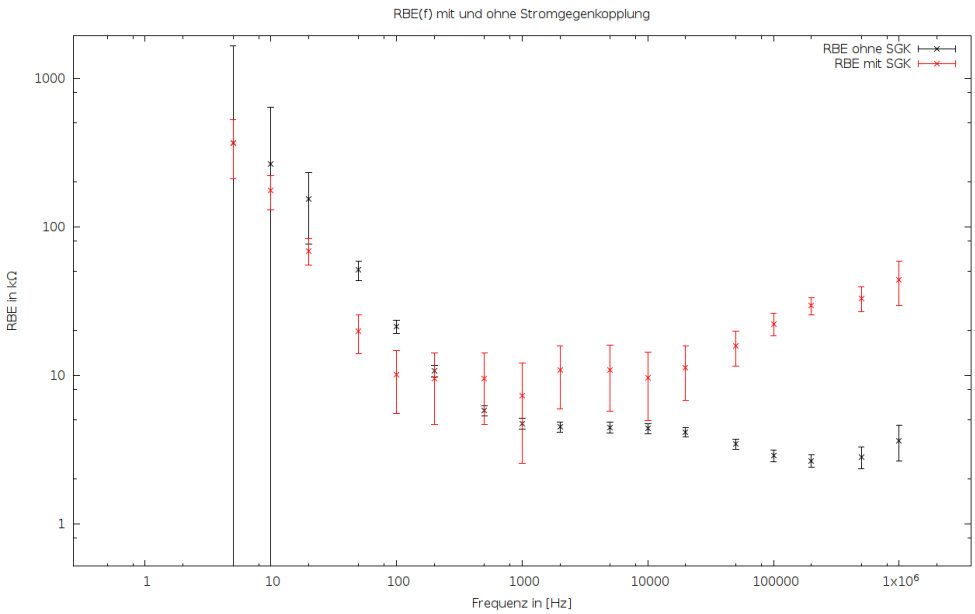



Abbildung 21: Auftragung der Basis-Emitter-Widerstände über die zugehörigen Frequenzen, mit und ohne Stromgegenkopplung

Wie bereits erwähnt, nimmt die Spannungsverstärkung im niederfrequenten Bereich ab, demzufolge sollte der interne Widerstand $R_{BE}$ anwachsen. Dieser Effekt ist dem Diagramm zu entnehmen. Ebenso im hochfrequenten Bereich. Im Bereich, in dem die Spannungsverstärkung relativ konstant ist, sollte demnach ein konstanter Widerstand festzustellen sein, da hier immer die gleiche Spannung abfallen sollte, was sich durch die Messung bestätigen lässt. Auffällig ist hierbei, dass der interne Widerstand im hochfrequenten Bereich nicht anwächst. Dies wäre zu erwarten, da mit dem Ansatz des Bandpassfilters für den Transistor ein hoher Widerstand in diesem Bereich zu erwarten ist. Ein mögliche Erklärung hierfür wäre, dass der Transistor ohne Stromgegenkopplung über einen größeren Frequenzbereich hinweg genutzt werden kann. Dafür ist er nicht stabilisiert. Eine Untersuchung von höheren Eingangsfrequenzen könnte einen möglichen Anstieg des internen Widerstands und somit ähnlichen Verlauf zum Signal mit Stromgegenkopplung aufzeigen.

## 4.4 Transistor als Schalter

Da eine der häufigsten Anwendungen eines Transistors auf seiner Funktion als Schalter beruht, sollen die Schaltvorgänge näher untersucht werden. Hierzu wurde folgender Aufbau genutzt:

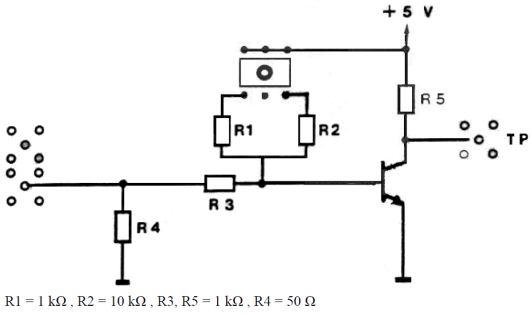



Abbildung 22: Schaltskizze des im Versuch realisierten Transistors als Schalter [12]

Die Frequenz beträgt hierbei 10kHZ und die Amplitude wird zu Beginn so eingestellt, dass der Transistor gesättigt ist. Es werden die Schaltzeiten gemessen und die Eingangsamplitude so verändert, dass der Transistor im ungesättigten Bereich betrieben wird. Hierbei ergeben sich folgende Messwerte:

| Sättigung | $U_e$ [mV] | $U_a$ [V] | $t_v$ [ns] | $t_{an}$ [ns] | $t_s$ | $t_{ab}$ [ns] |
|---|---|---|---|---|---|---|
| ja | $672 \pm 20$ | $4,72 \pm 0,08$ | $92 \pm 5$ | $226 \pm 5$ | $110 \pm 5$ | $710 \pm 5$ |
| nein | $592 \pm 16$ | $4,48 \pm 0,08$ | $240 \pm 20$ | $2840 \pm 20$ | $36 \pm 5$ | $596 \pm 20$ |
| nein | $560 \pm 10$ | $3,92 \pm 0,08$ | $200 \pm 20$ | $2380 \pm 20$ | $40 \pm 5$ | $750 \pm 20$ |
| nein | $536 \pm 10$ | $2,84 \pm 0,08$ | $200 \pm 20$ | $2960 \pm 20$ | $40 \pm 5$ | $740 \pm 20$ |

Tabelle 10: Verschiedene Schaltzeiten bei verschiedenen Eingangsamplituden. Hier bezeichnen $U_e$,$U_a$ die Eingangs- bzw. Ausgangsspannung und $t_v$,$t_{an}$,$t_s$,$t_{ab}$ die Verzögerungs-, Anstiegs-, Speicher- und Abfallzeit

Es lassen sich die in der Einleitung beschriebenen Unterschiede beobachten. So ist im gesättigten Bereich die Verzögerungszeit und Anstiegszeit wesentlich geringer, im Gegenzug aber die Speicherzeit etwas länger. Somit ist es nachvollziehbar, dass gesättigte Logik oft bevorzugt wird, falls schnelle Schaltzeiten benötigt werden, da die Summe der Zeiten in der gesättigten Logik wesentlich kürzer ist.

## 4.5 Digitale Logik (TTL)

Wie schon in Kapitel 3.5 erklärt, lassen sich mittels Bool'scher Algebra Ausdrücke für z.B. EXOR-Gatter oder Halbaddierer herleiten. Im Versuch wird ein EXOR-Gatter aufgebaut und mithilfe eines Logikindikators (hier eine LED mit Vorwiderstand) die Schaltung überprüft. Der benötigte Aufbau wurde in der Herleitung schon durch NANDs ausgedrückt. Es ergibt sich folgender Schaltplan durch Logikelemente:

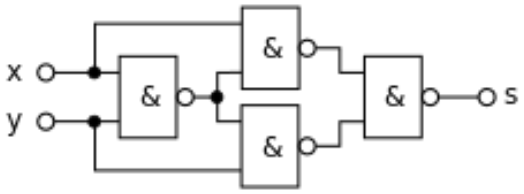



Abbildung 23: Logikschaltplan eines EXOR Gatters in konjunktiver Logik, realisiert durch NAND-Gatter. Hier bezeichnen x und y die Eingänge und S den Ausgang. Kreise an Logikbauteilen zeigen eine Invertierung des Signals an. Ein AND-Bauteil mit zugehörigem Kreis am Ausgang stellt somit ein NAND-Gatter dar [12]

Dieser Aufbau wird durch das TTL-IC 7400 auf einem Breadboard mit entsprechenden Jumper-Kabeln realisiert. Ein schematischer Aufbau sowie der experimentell vorliegende sind im Folgenden einzusehen:

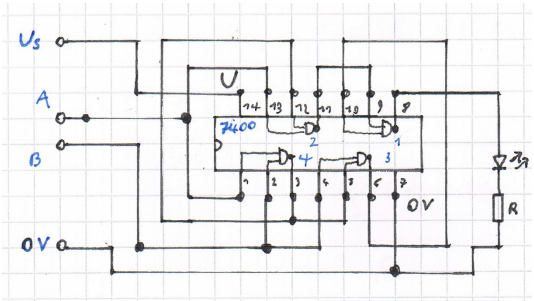



Abbildung 24: Logikschaltplan eines EXOR Gatters in konjunktiver Logik, realisiert durch NAND-Gatter. Hierbei bezeichnen A und B die Eingänge und S den Ausgang an Pin 8

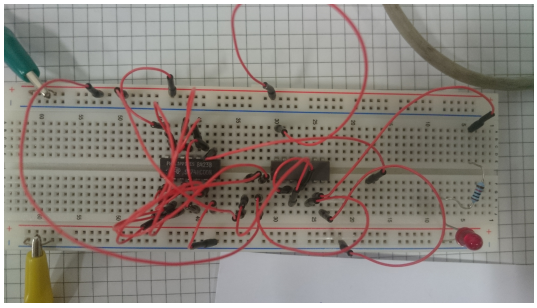


Abbildung 25: Experimenteller Aufbau des Halbaddierers, wobei nur der linke IC die EXOR-Schaltung beinhaltet. Der rechte wird für den Halbaddierer genutzt

Der IC wird mit einer Versorgungsspannung verbunden und die Funktionalität überprüft, indem die Jumper für die Eingänge A und B wahlweise an die Versorgungsschienen des Breadboards auf Null oder Eins gesetzt werden. Ein Abgleich mit der Wahrheitstabelle des EXOR-Gatters bestätigte die korrekte Funktionsweise.

Im Folgenden wird ein Halbaddierer konstruiert, welcher im Allgemeinen dazu genutzt wird, um Binärzahlen zu addieren, wobei dies durch ein EXOR-Gatter und ein AND-Gatter realisiert wird. Das zusätzliche AND-Gatter dient zur Weitergabe des bei einer Addition möglicherweise auftretenden Überhangs, der bei der Addition "höherer" Stellen mit einwirkt. Die Wahrheitstabelle für einen solchen Aufbau besteht aus zwei Eingängen und zwei Ausgängen, wobei ein Ausgang dem des EXOR's entspricht und der andere dem eines AND's. Die Wahrheitstabelle des Halbaddierers ist im Folgenden einzusehen:

| a | b | S (Summe) | C (Überhang) |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 1 |

Tabelle 11: Halbaddierer-Wahrheitstabelle, wobei S der Ausgang der Summation ist und C der Ausgang für den eventuell anfallenden Überhang

Da kein TTL-IC mit AND-Gattern zur Verfügung steht, wird ein Gatter mit drei Eingängen (7411) gewählt, von denen zwei Eingänge miteinander verbunden werden, um so ein AND mit zwei Eingängen aufzubauen. Der schematische Aufbau ist im Folgenden einzusehen:

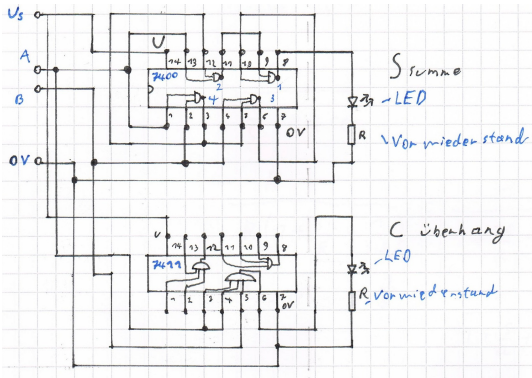



Abbildung 26: Schematischer Aufbau des Halbaddierers, wobei nur eine LED vorlag. Diese wurde zum Überprüfen umgesteckt

Wie bereits bei EXOR wird die Funktionsweise überprüft, wobei die Ausgänge separat untersucht werden, da nur eine LED zur Verfügung steht. Hier wird die korrekte Funktionsweise ebenfalls bestätigt.

## 5 Fazit

In diesem wurde ein Verstärker- und Schalteraufbau eines Transistors experimentell untersucht.
Dazu sollten Spannungs- und Stromverstärkung bei verschiedenen Frequenzen gemessen bzw. berechnet werden. Die Ergebnisse vertragen sich gut mit den angelegten Fits und haben gezeigt, dass sich ein Transistor in Emitterschaltung wie ein Frequenzfilter verhält. Er weist in Bezug auf die Spannungsverstärkung die Eigenschaften eines Bandpasses auf, während die Stromverstärkung einem Hochpass ähnelt. Zudem konnte der interne, frequenzabhängige Widerstand zwischen Basis und Emitter bestimmt werden und folgt den Erwartungen.
Die Schaltzeiten des Transistors reproduzierten die Theorie. Ein Unterschied zwischen gesättigter und ungesättigter Logik konnte nachgewiesen und verstanden werden.
Zum Abschluss sollten verschiedenen Logikgatter aufgebaut und auf ihre Funktionsweise überprüft werden. Die nach der Bool'schen Algebra aufgebauten Schaltungen eines EXOR-Gatters und eines Halbaddierers wiesen dabei ihre erwarteten Ergebnisse auf.

## 6 Quellenverzeichnis


[1]https://vignette.wikia.nocookie.net/physik/images/5/57/Bandstruktur2.gif/revision/latest?cb=20090104183252&path-prefix=de, Stand: 20.01.2018, 01:30 Uhr
[2]https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/5/52/Pn-junction-equilibrium-graph.svg, Stand: 31.12.2017, 22:00 Uhr
[3]http://www.christoph-weiser.de/physik/hj_11_II/diode_sperr.gif, Stand: 31.12.2017, 22:00 Uhr
[4]http://www.christoph-weiser.de/physik/hj_11_II/diode_durchlass.gif, Stand: 31.12.2017, 22:00 Uhr
[5]https://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0201113.htm, 22:00 Uhr
[6]https://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/bilder/02012911.gif, Stand: 31.12.2017, 22:00 Uhr
[7]http://elektroniktutor.de/bauteilkunde/bt_pict/fet1.png, Stand: 31.12.2017, 22:00 Uhr
[8]https://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0203111.htm, Stand: 31.12.2017, 22:00 Uhr
[9]https://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/schalt/02041342.gif, Stand: 31.12.2017, 22:00 Uhr
[10]http://elektroniktutor.de/analogverstaerker/av_pict/schalt4.png, Stand: 31.12.2107, 22:00 Uhr
[11]https://de.wikipedia.org/wiki/Boolesche_Algebra, Stand: 31.12.2017, 22:00 Uhr
[12]Versuchsanleitung Versuch 5.1.a), Stand: 31.12.2017, 22:00 Uhr
[13]https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/f/f2/XOR_Aufbau_NAND.svg/230px-XOR_Aufbau_NAND.svg.png, Stand: 31.12.2107, 22:00 Uhr
[13]Tipler Physik, Paul A. Tipler, Spektrum, 1. Auflage, 2000, ISBN: 3-86025-122-8
[14]Das TTL-Kochbuch, Georg Becke & Eilhard Haseloff, Texas Instruments, 1. Auflage, 1996, ISBN: 3-88078-093-5
[15]F.K. Kneubühl, M.W. Sigrist, Laser, 6. Auflage, Teubner Studienbücher Physik, 2005

5.1.A

Frequenzen zu den Bildern:

1 10 kHz
2 10 kHz
3 10 kHz
4. 50 Hz
5. 1 kHz
6. 1 MHz, Sättigungsbereich

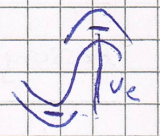
Amplitude größer

7. 200 kHz, $U_{a+R_B}$
8. ② Sättigungsbereich, 10 kHz 1. Reihe
9. ② nicht sätt., 10 kHz 2. Reihe
10. ② nicht sätt, 3. Reihe
11. ② nicht sätt. 4. Reihe

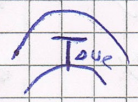
①

| f [Hz] | $U_a$ | $U_{a+R_E}$ | $U_{a+R_B}$ | $U_{a+R_E+R_B}$ |
|---|---|---|---|---|
| 5 | (48 ± 15) mV | (40,8 ± 1,6) mV | (38,4 ± 2) mV | (33,2 ± 1,6) mV |
| 10 | (90 ± 15) mV | (71,6 ± 1,8) mV | (66,8 ± 2,4) mV | (52,8 ± 1,8) mV |
| 20 | (172 mV ± 12) mV | (116 ± 1,6) mV | (106 ± 2) mV | (71,2 ± 2) mV |
| 50 | (432 ± 14) mV | (170 ± 3) mV | (150 ± 4) mV | (86,4 ± 2) mV |
| 100 | (872 ± 20) mV | (186 ± 4) mV | (158 ± 3) mV | (88,6 ± 1,6) mV |
| 200 | (1620 ± 40) mV | (190 ± 3) mV | (162 ± 5) mV | (91,2 ± 2) mV |
| 500 | (2860 ± 30) mV | (190 ± 3) mV | (162 ± 5) mV | (91,2 ± 2,4) mV |
| 1k | (3440 ± 60) mV | (194 ± 5) mV | (162 ± 5) mV | (90,4 ± 2,4) mV |
| 2k | (3540 ± 50) mV | (186 ± 4) mV | (158 ± 5) mV | (88 ± 2,4) mV |
| 5k | (3560 ± 60) mV | (186 ± 5) mV | (158 ± 5) mV | (88 ± 2,8) mV |
| 10k | (3540 ± 50) mV | (188 ± 4) mV | (154 ± 3,6) mV | (87,2 ± 2,8) mV |
| 20k | (3480 ± 40) mV | (182 ± 4) mV | (144 ± 3,6) mV | (82,4 ± 2,8) mV |
| 50k | (3000 ± 40) mV | (160 ± 5) mV | (104 ± 3,6) mV | (64,8 ± 2,2) mV |
| 100k | (2200 ± 50) mV | (120 ± 3,6) mV | (64,4 ± 3) mV | (42 ± 2,2) mV |
| 200k | (1300 ± 20) mV | (72,4 ± 1,6) mV | (35 ± 2,6) mV | (23 ± 1,8) mV |
| 500k | (560 ± 16) mV | (31,2 ± 1,6) mV | (16,2 ± 2,5) mV | (9,44 ± 1,4) mV |
| 1M | (276 ± 13) mV | (15,8 ± 1,8) mV | (10,2 ± 2,3) mV | (5,2 ± 1,86) mV |

Eingangssignal wird auf $U_e = 20$ mV eingestellt und alle 2-3 Messwerte nachgeprüft, da die Frequenzänderung die Amplitude beeinflusst (vielleicht auch öfter prüfen ~~[illegible]~~ ~~[illegible]~~ $U_e$ wird über die Mitten der Amplitudenspitzen bestimmt. ~~[illegible]~~.




$\Delta U_e$ wird als $\frac{1}{2}$ Amplitudenspitzenbreite bestimmt




selbiges für $U_a$;

Dabei wird aber der Peak-to-peak-Wert angegeben. Für die Amplituden muss ~~[illegible]~~ halbiert werden. (nicht $\Delta U$, nur eigentl. Werte) Für alle Werte in diesem Versuch so gemacht

$U_e = (20{,}8 \pm 1{,}3)$ mV + Justierung

$U_e = (18{,}4 \pm 1{,}1)$ mV + Justierung

$U_e = (20{,}2 \pm 1{,}1)$ mV + Justierung

$U_e = (20{,}2 \pm 1)$ mV

$U_e = (20{,}4 \pm 1)$ mV

$U_e = (20{,}6 \pm 1{,}1)$ mV

$U_e = (20{,}4 \pm 1{,}1)$ mV

$U_e = (20{,}6 \pm 1{,}1)$ mV

$U_e = (20{,}2 \pm 1{,}2)$ mV + Justierung

$U_e = (20{,}2 \pm 1{,}1)$ mV

$U_e = (20{,}2 \pm 1{,}1)$ mV

$U_e = (20{,}4 \pm 1{,}2)$ mV

$U_e = (20 \pm 1{,}1)$ mV

$U_e = (20 \pm 1{,}1)$ mV

$U_e = (20 \pm 1{,}2)$ mV

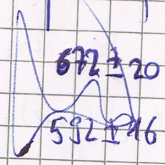
$U_e = (20 \pm 1{,}2)$ mV

$U_e = (20 \pm 1{,}2)$ mV

(2)

Rechtecksignal, 1 kHz, Sättigungsbereich

| Messung | Sättigung | $U_E$ [mV] | $t_v$ [ns] | $t_{an}$ [ns] | $t_s$ [ns] | $t_{ab}$ [ns] | $U_A$ [V] |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | ✓ | ~~[illegible]~~ | 92 ± 5 | 226 ± 5 | 110 ± 5 | 710 ± 5 | 4,72 ± 0,08 |
| 2 | ✗ | ~~[illegible]~~ | ~~160~~ 240 ± 10 | | | | 4,48 ± 0,0 |
| 3 | ✗ | | | | | | |
| 4 | ✗ | | | | | | |




| Sättigung | $U_E$ [mV] | $U_A$ [V] | $t_v$ [ns] | $t_{an}$ [ns] | $t_s$ [ns] | $t_{ab}$ [ns] |
|---|---|---|---|---|---|---|
| ✓ | 672 ± 20 | 4,72 ± 0,08 | 92 ± 5 | 226 ± 5 | 110 ± 5 | 710 ± 5 |
| ✗ | 592 ± 16 | 4,48 ± 0,08 | 240 ± 20* | 2840 ± 20 | 36 ± 5 | 596 ± 20 |
| ✗ | 560 ± 10 | 3,92 ± 0,08 | 200 ± 20* | 2380 ± 20 | 40 ± 5 | 750 ± 20 |
| ✗ | 536 ± 10 | 2,84 ± 0,08 | 200 ± 20* | 2360 ± 20 | 40 ± 5 | 240 ± 20 |

*große Fluktuation, kleinste Cursoreinheit ändert um 40 ns

im Nachhinein viele Ungenauigkeiten von 5 ns auf 20 ns gestellt