FH AACHEN
UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES

UNIVERSITÄT PADERBORN
Die Universität der Informationsgesellschaft

BERGISCHE
UNIVERSITÄT
WUPPERTAL

Fachhochschule
Südwestfalen
University of Applied Sciences

HRW HOCHSCHULE RUHR WEST
UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES

Fachhochschule
Dortmund
University of Applied Sciences and Arts

Hochschule Bochum
TECHNIK WIRTSCHAFT GESUNDHEIT

GET it digital

Modul 9:

Halbleiterbauelemente

Dominik Thiem
Jonas Brodmann
Prof. Dr.-Ing. Marvin Kaminski
Prof. Dr.-Ing. Kerstin Siebert

Ein Kooperationsvorhaben
empfohlen durch die

gefördert durch

Ministerium für
Kultur und Wissenschaft
des Landes Nordrhein-Westfalen

Stand: 10. März 2026

Weiternutzung als OER ausdrücklich erlaubt: Dieses Werk und dessen Inhalte sind lizenziert unter CC BY 4.0. Ausgenommen von der Lizenz sind die verwendeten Logos sowie alle anders gekennzeichneten Elemente. Nennung gemäß TULLU-Regel bitte wie folgt: „GET it digital Modul 9: Halbleiterbauelemente“ von D. Thiem, J. Brodmann, M. Kaminski, K. Siebert Lizenz: CC BY 4.0.

Der Lizenzvertrag ist hier abrufbar:
https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/deed.de
Das Werk ist online verfügbar unter:
https://getitdigital.uni-wuppertal.de/module/modul-9-halbleiterbauelemente
Projekthomepage:
https://getitdigital.uni-wuppertal.de

Inhaltsverzeichnis

1 Einführung **1**
1.1 Bändermodell . . . 1
1.1.1 Einteilung von Materialien . . . 2
1.2 Halbleitermaterialien . . . 4
1.3 Ladungsträgertransport . . . 6
1.4 pn-Übergang . . . 10

2 Bauelemente **11**
2.1 Diode . . . 12
2.1.1 Elektrisches Verhalten . . . 12
2.1.2 Aufbau . . . 15
2.1.3 Spezielle Dioden . . . 16
2.1.4 Anwendungen/Grundschaltungen . . . 17
2.2 Bipolartransistor . . . 20
2.2.1 Elektrisches Verhalten . . . 20
2.2.2 Arbeitspunkt und Kleinsignalverhalten . . . 26
2.2.3 Aufbau . . . 28
2.2.4 Anwendung/Grundschaltungen . . . 29
2.3 Feldeffekttransistor . . . 32
2.3.1 Elektrisches Verhalten . . . 32
2.3.2 Aufbau . . . 36
2.3.3 Anwendungen/Grundschaltungen . . . 37

A Übungsaufgaben **41**
A.1 Beschreibung des Bändermodells . . . 41
A.2 Die Raumladungszone im pn-Übergang . . . 41
A.3 Berechnung des Spannungsabfalls einer Diode . . . 41
A.4 Bestimmung des Arbeitspunkts und der Leistung einer Diode . . . 41
A.5 Dimensionierung des Vorwiderstands einer Zenerdiode . . . 42
A.6 Einsatz einer Zenerdiode zur Spannungsstabilisierung . . . 42
A.7 Ermittlung der Betriebsgrenzen einer Zenerdiode . . . 43
A.8 Einsatz einer Diode zur Leistungsreduzierung . . . 43
A.9 Spannungsverlauf in einer Brückengleichrichterschaltung . . . 43
A.10 Berechnung des Vorwiderstands einer LED . . . 44
A.11 Identifikation eines Bauteils anhand des Schaltzeichens . . . 44
A.12 Ermittlung von Basis-Emitter-Spannung und Basisstrom . . . 44
A.13 Berechnung der Widerstände einer Transistorschaltung . . . 45
A.14 Schaltverhalten eines Transistors . . . 45
A.15 Transistorschaltung mit LED . . . 45
A.16 Analyse des Arbeitsbereichs eines Transistors . . . 46
A.17 Berechnungen in einer Transistorschaltungen . . . 46
A.18 Berechnung der Stromverstärkung einer Transistorschaltung . . . 47
A.19 Verhalten eines Transistors bei Wechselspannung . . . 48
A.20 Erstellung eines Kleinsignal-Ersatzschaltbilds . . . 48
A.21 Erstellung eines Kleinsignal-Ersatzschaltbilds . . . 49
A.22 Bestimmung der Gate-Source-Spannung eines Feldeffekttransistors . . . 49
A.23 Untersuchung des Stromflusses im Feldeffekttransistor (FET) . . . 49
A.24 Interpretation der Kennlinie eines Sperrschichttransistors . . . 49
A.25 Erkennung von Dotierungsmustern bei Transistoren . . . 49
A.26 Erklärung des Funktionsprinzips der CMOS-Technologie . . . 50
A.27 Transistor-Verbundverstärker . . . 50
A.28 Gleichrichterschaltung . . . 51

A.29 Untersuchung eines einfachen Gleichrichters . . . 52
A.30 Analyse einer Spannungsverdoppler-Schaltung . . . 52
A.31 Grundverhalten eines npn-Bipolartransistors . . . 53
A.32 Zeichnung und Berechnung einer Kollektorschaltung . . . 53

B Lösungen zu den Übungsaufgaben **54**
B.1 Beschreibung des Bändermodells . . . 54
B.2 Die Raumladungszone im pn-Übergang . . . 54
B.3 Berechnung des Spannungsabfalls einer Diode . . . 54
B.4 Bestimmung des Arbeitspunkts und der Leistung einer Diode . . . 54
B.5 Dimensionierung des Vorwiderstands einer Zenerdiode . . . 55
B.6 Einsatz einer Zenerdiode zur Spannungsstabilisierung . . . 56
B.7 Ermittlung der Betriebsgrenzen einer Zenerdiode . . . 56
B.8 Einsatz einer Diode zur Leistungsreduzierung . . . 57
B.9 Spannungsverlauf in einer Brückengleichrichterschaltung . . . 57
B.10 Berechnung des Vorwiderstands einer LED . . . 58
B.11 Identifikation eines Bauteils anhand des Schaltzeichens . . . 59
B.12 Ermittlung von Basis-Emitter-Spannung und Basisstrom . . . 59
B.13 Berechnung der Widerstände einer Transistorschaltung . . . 59
B.14 Schaltverhalten eines Transistors . . . 59
B.15 Transistorschaltung mit LED . . . 60
B.16 Analyse des Arbeitsbereichs eines Transistors . . . 60
B.17 Berechnungen in einer Transistorschaltungen . . . 61
B.18 Berechnung der Stromverstärkung einer Transistorschaltung . . . 62
B.19 Verhalten eines Transistors bei Wechselspannung . . . 62
B.20 Erstellung eines Kleinsignal-Ersatzschaltbilds . . . 63
B.21 Erstellung eines Kleinsignal-Ersatzschaltbilds . . . 63
B.22 Bestimmung der Gate-Source-Spannung eines Feldeffekttransistors . . . 63
B.23 Untersuchung des Stromflusses im Feldeffekttransistor (FET) . . . 63
B.24 Interpretation der Kennlinie eines Sperrschichttransistors . . . 64
B.25 Erkennung von Dotierungsmustern bei Transistoren . . . 64
B.26 Erklärung des Funktionsprinzips der CMOS-Technologie . . . 64
B.27 Transistor-Verbundverstärker . . . 64
B.28 Gleichrichterschaltung . . . 65
B.29 Untersuchung eines einfachen Gleichrichters . . . 66
B.30 Analyse einer Spannungsverdoppler-Schaltung . . . 66
B.31 Grundverhalten eines npn-Bipolartransistors . . . 67
B.32 Zeichnung und Berechnung einer Kollektorschaltung . . . 67

Index **68**

1 Einführung

Halbleiterbauelemente bilden das Rückgrat der modernen Elektronik und sind entscheidend für die Funktionsweise zahlreicher elektronischer Geräte wie Computer, Mobiltelefone und Solarzellen. Diese Bauelemente nutzen die besonderen Eigenschaften von Materialien, die weder gute Leiter noch gute Isolatoren sind, sondern dazwischen liegen – den sogenannten Halbleiter. Im Folgenden wird auf ihre Funktionsweise eingegangen, beginnend mit dem Bändermodell, welches die Energiezustände in Festkörpern beschreibt. Auf Grundlage verschiedener Eigenschaften werden weitere Halbleitermaterialien sowie deren Anwendungen erläutert. Ein grundlegendes Konzept, das eine Schlüsselrolle spielt, ist der pn-Übergang, der die Basis für eine Vielzahl von Bauelementen bildet. In diesem Kontext werden im zweiten Teil verschiedene Halbleiterbauelemente wie Dioden und Transistoren thematisiert sowie ihre Funktionen erläutert.

Abbildung 9.1: **Beispielfotos typischer Halbleiterbauelemente.** V.l.n.r.: Feldeffekttransistor, Bipolartransistor, Leuchtdiode, Diode.

Lernziele: Halbleiter

Die Studierenden können

- Zusammenhänge zwischen Festkörpern und dem Bändermodell erklären.
- Vorgänge innerhalb von Halbleitern beschreiben.
- verschiedene Halbleitermaterialen und deren Eigenschaften bennen.

1.1 Bändermodell

Das Bändermodell ist ein grundlegendes Konzept in der Festkörperphysik, das die physikalischen Eigenschaften von Festkörpern beschreibt. Es bietet eine theoretische Grundlage für das Verständnis der elektrischen, optischen und magnetischen Eigenschaften von Materialien. Das Modell organisiert die Energiezustände von Elektronen in sogenannten Energiebändern. Diese Bänder beeinflussen maßgeblich das elektronische Verhalten des Materials. Das Bändermodell ermöglicht es, komplexe Phänomene wie Leitung, Isolation, Halbleiterverhalten und die Bildung von Oberflächen- und Grenzflächenzuständen zu verstehen und zu erklären. Im Folgenden Abschnitt werden die Grundprinzipien erläutert und ein Blick auf den Ladungsträgertransport geworfen.

Um das Bändermodell zu verstehen, soll zunächst der Bezug zum aus der Schulphysik bekannten Bohrschen Atommodell hergestellt werden. Im Bohrschen Atommodell werden die Energieniveaus von Elektronen in einem Atom als diskrete Werte angenommen. Nach diesem Modell befinden sich Elektronen auf definierten Bahnen um den Atomkern, die als Schalen bezeichnet werden. Jede Schale hat ein charakteristisches Energieniveau. Diese Energieniveaus sind quantisiert und hängen vom Abstand zum Atomkern ab. Dabei weisen Elektronen in den inneren Schalen niedrigere Energieniveaus auf als Elektronen in den äußeren Schalen. Der Zusammenhang zwischen dem Bohrschen Atommodell und dem Bändermodell ist in Abbildung 9.2 dargestellt.

Abbildung 9.2: **Zusammenhang zwischen dem Bohrschen Atommodell und Bändermodell.** Darstellung des Zusammenhangs zwischen dem Abstand von Elektronen zum Kern und der Höhe des zugehörigen diskreten Energieniveaus. Links: Bohrsches Atommodell eines Si-Atoms. Rechts: Bändermodell eines Si-Atoms mit den möglichen Energieniveaus.

Bei einem einzelnen Atom sind die möglichen Energiezustände eindeutig definiert. Werden mindestens zwei Atome zusammengeführt, sodass sie elektrisch miteinander wechselwirken, überlappen sich deren Energiezustände. Aufgrund des Pauli-Prinzips , welches auch Ausschlussprinzip genannt wird, können zwei Elektronen allerdings nicht genau denselben Zustand annehmen, weshalb sich die Zustände minimal zueinander verschieben. Mit steigender Anzahl an Atomen steigt auch die Anzahl der verschiedenen Energiezustände in einem Festkörper. Da diese Niveaus sehr nahe beieinander liegen, werden sie zu den Energiebändern zusammengefasst. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 9.3 dargestellt.

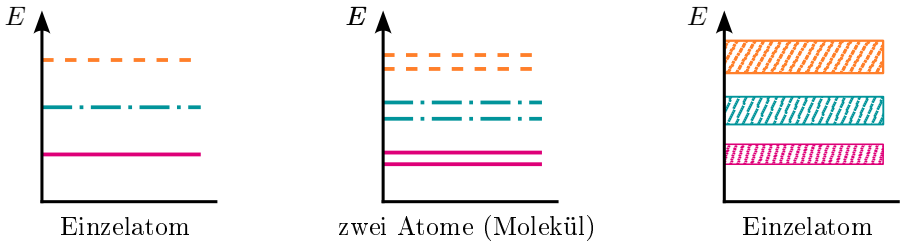


Abbildung 9.3: **Übergang von Energieniveaus zu Bändern.** Zusammenhang zwischen den möglichen Energiezuständen in Abhängigkeit zur Anzahl der Atome. V.l.n.r.: Energiezustände von Elektronen bei einem Einzelatom, zwei Atomen (Molekül) und einem Festkörper.

Elektronen können nur feste Werte innerhalb der Energiebänder annehmen. In den Lücken zwischen den Bändern können sich keine Ladungsträger frei bewegen. Diese Lücken werden als „verbotener Bereich“ oder Bandlücke bezeichnet. Die Größe dieser Lücken bestimmt die elektrischen Eigenschaften des Materials. Die Energiedifferenz zwischen den Bändern entspricht der Energie, die bei Absorption oder Emission von Photonen aufgenommen oder abgegeben wird.

1.1.1 Einteilung von Materialien

Zwei Bänder sind besonders relevant für den Ladungstransport und somit für die elektrischen Eigenschaften: das Valenzband (VB) und das Leitungsband (LB) . Das Valenzband ist das Band, das die höchsten Energieniveaus enthält, die von Elektronen besetzt sind, wenn das Material bei einer Temperatur von 0 K vorliegt. Diese Elektronen sind eng an die Atomkerne gebunden und tragen nicht zum elektrischen Strom bei. Das Leitungsband liegt oberhalb des Valenzbands und enthält leere Zustände, in denen Elektronen leicht angeregt werden können, beispielsweise durch eine Erhöhung der Temperatur. Elektronen im Leitungsband können sich relativ frei durch das Material bewegen und ermöglichen somit den elektrischen Stromfluss. Die drei grundlegenden Klassen Leiter, Halbleiter und Isolatoren lassen sich durch den Abstand (Bandlücke) dieser beiden relevanten Bänder definieren. In

der folgenden Abbildung ist das Bändermodell eines Materials bei 0 K dargestellt, mit den relevanten Größen und Bezeichnungen.

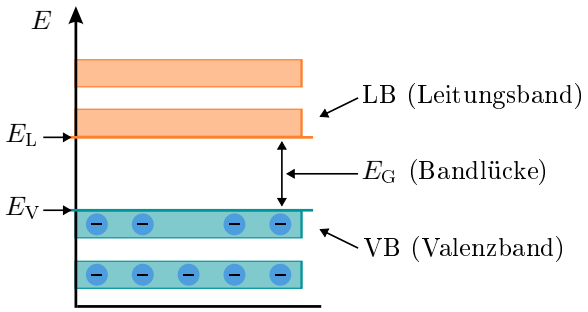


Abbildung 9.4: **Bändermodell eines Materials bei** 0 K**.** Darstellung der Energiebänder mit zugehöriger Beschriftung sowie deren alternativen Bezeichnungen.

Die Besetzung der Bänder mit Elektronen hängt neben der Temperatur von weiteren Faktoren ab. Vor allem durch gezielte Verunreinigung mit Fremdatomen, sogenannter Dotierung , kann die Leitfähigkeit beeinflusst werden. Die Fremdatome bringen freie Ladungsträger ein und führen zu zusätzlichen Energieniveaus innerhalb der Bandlücke, von denen aus zum Beispiel leichter Ladungsträger das Band wechseln können (siehe Abschnitt 1.3). Neben den bisher gezeigten Energieniveaus ist das Ferminiveau eine weitere wichtige Größe. Dieses gibt den Energiewert an, bei dem Elektronen eine Aufenthaltswahrscheinlichkeit von $1/2$ aufweisen. Bei einem undotierten Halbleiter liegt das Niveau mittig zwischen Valenz- und Leitungsband, bei dotierten Halbleitern verschiebt sich das Niveau in Richtung des jeweiligen Dotierbands.

Leiter sind Materialien, deren Valenz- und Leitungsbänder aneinandergrenzen oder überlappen, was bedeutet, dass Elektronen leicht zwischen den Bändern wechseln können. Diese Nähe ermöglicht eine hohe Leitfähigkeit, da Elektronen sich frei durch das Material bewegen können. Metalle wie Kupfer und Aluminium sind typische Beispiele für Leiter.

Halbleiter haben eine kleine Bandlücke, die zwischen der des Leiters und der des Isolators liegt. Diese Bandlücke ist so groß, dass in dem Material bei niedrigen Temperaturen kein elektrischer Strom fließt, da Elektronen nicht genügend Energie haben, um ins Leitungsband angeregt zu werden. Mit steigender Temperatur oder durch das Einbringen von Fremdatomen kann die Leitfähigkeit jedoch deutlich erhöht werden. Halbleiter wie Silizium und Germanium sind häufig eingesetzte Materialien in der Elektronikindustrie.

Isolatoren haben eine große Bandlücke, die dazu führt, dass das Valenzband vollständig besetzt ist und das Leitungsband leer ist. Dadurch können Elektronen nur schwer ins Leitungsband angeregt werden, selbst bei hohem Energieeintrag. Isolatoren wie Glas und Keramik zeigen daher eine sehr geringe Leitfähigkeit.

Im Folgenden sind beispielhaft die Bändermodelle mit den Valenz- und Leitungsbändern der drei genannten Klassen dargestellt.

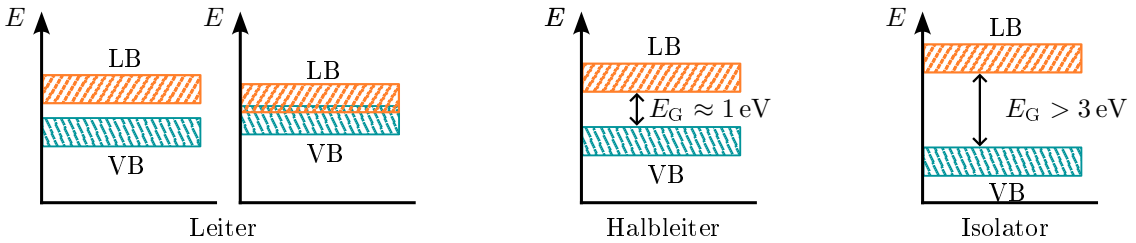


Abbildung 9.5: **Bändermodell verschiedener Halbleitermaterialien.** V.l.n.r.: Leiter ohne und mit Überlappung, Halbleiter und Isolator.

Merke:

- Ladungsträger können nur definierte Energieniveaus im Festkörper besetzen.
- Bei $T = 0\,\mathrm{K}$ ist das Valenzband das höchste besetzte Energieniveau, das darüberliegende Leitungsband beinhaltet keine freien Ladungsträger.
- Materialien können über die Bandlücke, in Leiter, Halbleiter und Isolatoren kategorisiert werden.

1.2 Halbleitermaterialien

Die Gitterstrukturen von Halbleitermaterialien spielen eine entscheidende Rolle in Bezug auf deren elektronischen und mechanischen Eigenschaften. Im Folgenden werden die Gitterstrukturen von Silizium und Galliumarsenid (GaAs) betrachtet. Silizium ist aufgrund seiner hohen Verfügbarkeit und dem damit verbundenen geringen Preis das am weitesten verbreitete Halbleitermaterial. Darüber hinaus lässt es sich sehr gut verarbeiten und seine elektrischen Eigenschaften lassen sich gut beeinflussen. Galliumarsenid hingegen dient als Beispiel für einen Verbindungshalbleiter aus Elementen der III. und V. Hauptgruppe des Periodensystems, entsprechend wird ein solcher Halbleiter auch als III/V-Verbindungshalbleiter bezeichnet. Die einzelnen Elemente weisen kein Halbleiterverhalten auf, erst bei besonderer Anordnung und besonderem Atomverhältnis bildet sich das Halbleiterverhalten aus.

Silizium hat eine Diamantgitterstruktur, bei der jedes Siliziumatom von vier benachbarten Atomen in einer tetraedrischen Anordnung umgeben ist. Diese Struktur führt zu einer stabilen und robusten Kristallstruktur, die eine hohe mechanische Stabilität aufweist. Darüber hinaus ermöglicht die Anordnung eine hohe Beweglichkeit der freien Elektronen in alle Raumrichtungen.

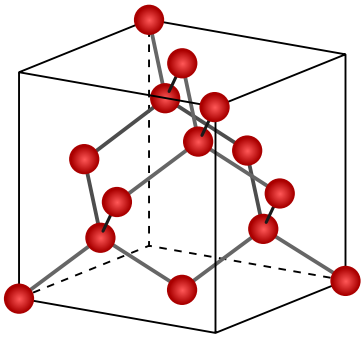


Abbildung 9.6: **Diamantgitterstruktur von Silizium.** Resultierende Gitterstruktur von Silizium.

Im Gegensatz dazu sind bei Galliumarsenid die Gallium- und Arsenatome so angeordnet, dass sie zwei ineinander verschobene kubisch flächenzentrierte Gitter darstellen, die sogenannte Zinkblende-Gitterstruktur. Die resultierende Anordnung ist identisch mit der Diamantgitterstruktur, jedoch mit dem regelmäßigen Wechsel zwischen zwei Ionenarten. Diese Struktur ermöglicht eine geringe Bandlücke, was zu einer geringen Anregungsenergie führt, die notwendig ist, um Elektronen zwischen Valenz- und Leitungsband zu verschieben.

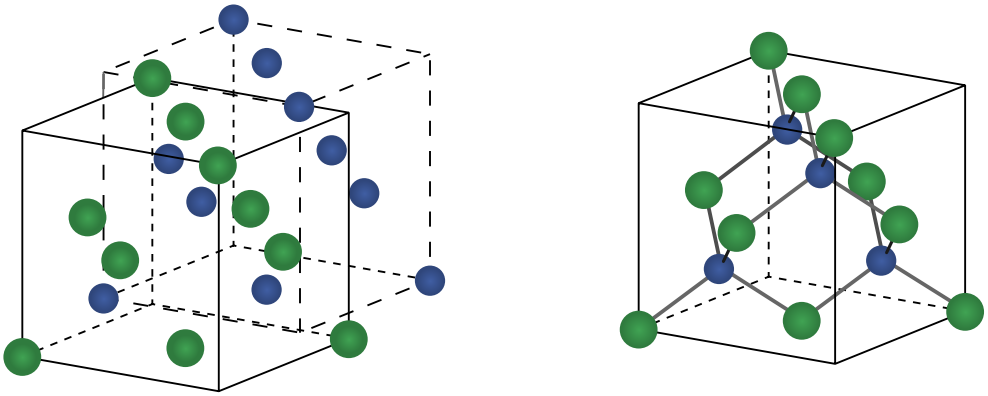


Abbildung 9.7: **Zinkblende-Gitterstruktur von GaAs.** Links: Zwei ineinander verschobene kubisch flächenzentrierte Gitter von verschiedenen Materialien. Rechts: Resultiernde Zinkblende-Gitterstruktur.

Merke:

- Silizium ist das am weitesten verbreitete Halbleitermaterial.
- Verbindungshalbleiter bestehen aus zwei Materialen, die in bestimmter Kombination Halbleiterverhalten aufweisen.
- Silizium ist aus der IV. Hauptguppe des Periodensystem, Verbindungshalbleiter typischerweise aus der III. und V. Hauptgruppe.

Die folgende Tabelle bietet einen Überblick über einige der wichtigsten Halbleitermaterialien und Verbindungshalbleiter sowie ihre wesentlichen Eigenschaften und Anwendungen. Diese Materialien spielen eine entscheidende Rolle in der modernen Elektrotechnik und werden in einer Vielzahl von Anwendungen eingesetzt, von Mikrochips und Solarzellen bis hin zu Hochfrequenzschaltungen und LED-Beleuchtung. Die Tabelle enthält Informationen über die Bandlücke, Ladungsträgerdichte (Eigenleitungsdichte), Elektronen- und Löcherbeweglichkeit sowie charakteristische Eigenschaften und Anwendungen jedes Materials. Die Beweglichkeit beschreibt die Geschwindigkeit, mit der sich Ladungsträger unter Einfluss eines elektrischen Feldes durch das Material bewegen. Bei Löchern handelt es sich um quasi-partielle Zustände, die als positive Ladungsträger betrachtet werden. Es handelt sich hierbei nicht um tatsächliche positive Ladungsträger, sondern um lokale Bereiche, die aufgrund eines fehlenden Elektrons als positiv geladen betrachtet werden können.

Material	E_G (eV)	n $\left(\frac{1}{cm^3}\right)$	μ_e $\left(\frac{cm^2}{V \cdot s}\right)$	μ_p $\left(\frac{cm^2}{V \cdot s}\right)$	**Eigenschaften**	**Anwendungen**
Silizium (Si)	1,1	$1 \cdot 10^{10}$	1500	450	Häufigste Halbleitermaterial	Mikrochips, Solarzellen, Sensoren
Germanium (Ge)	0,7	$2 \cdot 10^{13}$	3900	1900	Früher häufig in elektronischen Geräten verwendet	Transistoren, Infarot-Detektoren
Galliumarsenid (GaAs)	1,43	$2 \cdot 10^{6}$	8500	400	Direkter Bandübergang, Einsatz bei hohen Frequenzen	Hochfrequenzschaltungen, LEDs, Laserdioden
Indiumphosphid (InP)	1,35	$1 \cdot 10^{16}$	5000	200	Direkter Bandübergang, Hohe Lichtabsorption bei Wellenlängen im Bereich von $1{,}3 - 1{,}55\,\mu$m	Optoelektronik, Solarzellen
Galliumnitrid (GaN)	3,4	$1 \cdot 10^{-10}$	380	–	Hohe thermische und chemische Stabilität, Hohe elektronische Durchbruchsfeldstärke	Leistungselektronik, LED-Beleuchtung, Displays
Siliziumkarbid (SiC)	3,0	$1 \cdot 10^{-7}$	500	–	Extrem hohe thermische Stabilität, Hohe elektronische Durchbruchsfeldstärke	Leistungselektronik, Hochtemperaturanwendung

Tabelle 9.1: **Eigenschaften verschiedener Halbleitermaterialien.** Auflistung von physikalischen Größen wie der Bandlücke (E_G), Eigenleitungsdichte (n) bei $T = 300\,K$, Elektronenbeweglichkeit (μ_e) und Löcherbeweglichkeit (μ_p).

1.3 Ladungsträgertransport

Bei einer Temperatur von 0 K (absoluter Nullpunkt) weisen Halbleiter wie Silizium ein vollständig besetztes Valenzband mit dem Energieniveau E_V und ein leeres Leitungsband mit dem Energieniveau E_L auf. Dies bedeutet, dass alle Elektronen im Valenzband gebunden und keine freien Ladungsträger vorhanden sind. Das Bändermodell zeigt eine deutliche Bandlücke zwischen dem Valenz- und dem Leitungsband. Wenn die Temperatur über 0 K erhöht wird, steigt die Beweglichkeit der Elektronen im Kristallgitter. Einige Elektronen im Valenzband können durch thermische Anregung Energie erhalten und in das Leitungsband übergehen, wodurch freie Elektronen und Löcher erzeugt werden. Diese freien Ladungsträger tragen zur Leitfähigkeit des Halbleiters bei.

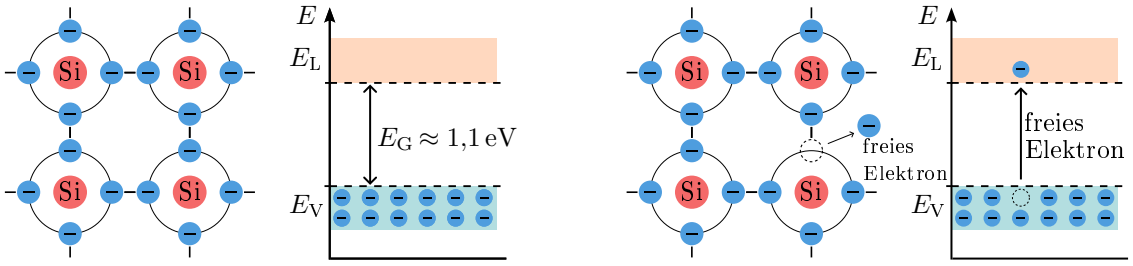


Abbildung 9.8: **Gitterstruktur und Bändermodell von Si.** Vereinfachte 2D-Betrachtung des Si-Gitters. Links: Reines Silizium bei $T = 0\,K$. Rechts: Reines Silizium bei $T > 0\,K$.

Bei der Zugabe von Phosphor zu Silizium führt dies dazu, dass das Phosphoratom fünf Valenzelektronen einbringt (n-dotiert) , eins mehr als Silizium. Das in diesem Fall überschüssige Elektron wird locker an das Kristallgitter gebunden und kann leicht von äußeren Energiequellen entfernt werden, wodurch es zu einem Donator von freien Elektronen wird. Diese Elektronen befinden sich im Donatorband (E_D), unmittelbar unterhalb des Leitungsbands. Bei einer Temperatur über 0 K verfügen die Elektronen aufgrund der thermischen Anregung über ausreichend Energie, um die Bandlücke zu überwinden und ins Leitungsband zu gelangen. Die durch den Phosphor bereitgestellten Elektronen erleichtern diesen Prozess. Daher erhöht sich die Leitfähigkeit des Materials.

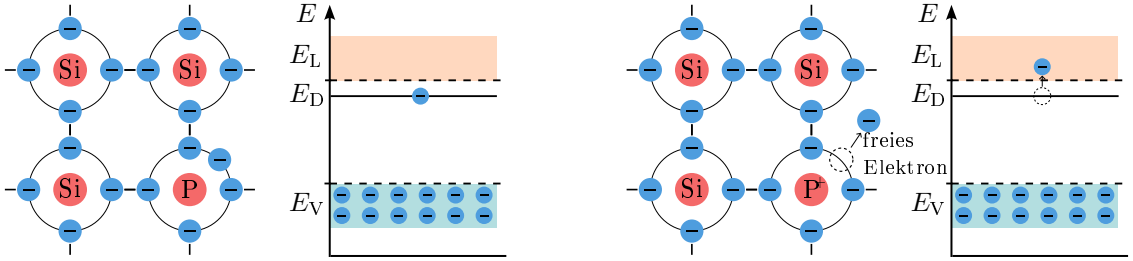


Abbildung 9.9: **Gitterstruktur und Bändermodell von n-dotiertem Si.** Links: N-dotiertes Silizium bei $T = 0\,K$. Rechts: N-dotiertes Silizium bei $T > 0\,K$.

Bei der Zugabe von Bor zu Silizium (p-Dotierung) hat das Boratom nur drei Valenzelektronen, eins weniger als Silizium. Dadurch entsteht im Kristallgitter ein Loch im Valenzband, das als Akzeptor von Elektronen wirkt. Bei 0 K sind jedoch keine thermisch erzeugten Löcher vorhanden. Bei einer Temperatur über 0 K führt die thermische Energie dazu, dass Elektronen aus dem Valenzband ins Akzeptorband (E_A) gelangen, wodurch Löcher im Valenzband zurückbleiben. Diese Löcher wirken wie positive Ladungsträger und erhöhen die Leitfähigkeit des Materials.

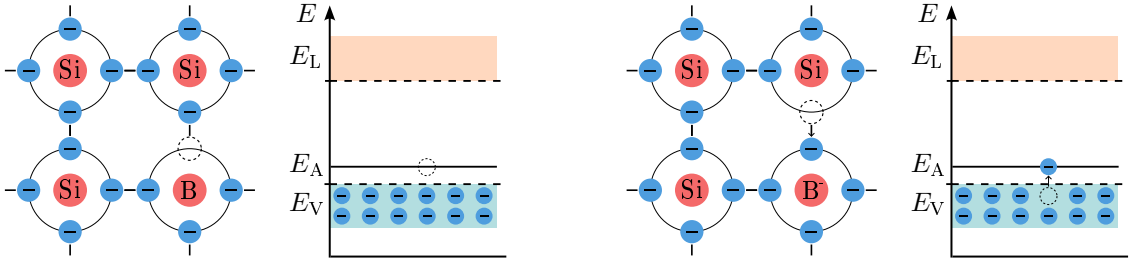


Abbildung 9.10: **Gitterstruktur und Bändermodell von p-dotiertem Si.** Links: P-dotiertes Silizium bei $T = 0\,K$. Rechts: P-dotiertes Silizium bei $T > 0\,K$.

Merke:

- Durch thermische Anregung können freie Elektronen entstehen, die zum Ladungsträgertransport beitragen.
- Dotierung ist das gezielte Einbringen von Fremdatomen mit mehr oder weniger Valenzelektronen als das Ausgangsmaterial.
- Für n-Dotierung kann Phosphor und für p-Dotierung Bor genutzt werden.

Neben den zuvor genannten Vorgängen innerhalb des Kristallgitters, die den Ladungsträgertransport durch zusätzliche Ladungsträger ermöglichen, sind zwei weitere wichtige Größen der Driftstrom und der Diffusionsstrom. Driftstrom in einem Halbleiter tritt aufgrund der Bewegung geladener Teilchen unter dem Einfluss eines äußeren elektrischen Feldes auf. Wenn ein elektrisches Feld an einem Halbleiter angelegt wird, wirkt eine Kraft auf die freien Ladungsträger (Elektronen und Löcher), die sie, je nach Vorzeichen oder Ladung, in Feldrichtung beschleunigt oder deren Bewegung verlangsamt. Für Elektronen im Leitungsband bedeutet dies, dass sie unter dem Einfluss des elektrischen Feldes in Richtung der positiven Elektrode (Anode) driften. Für Löcher im Valenzband bedeutet dies eine Drift in Richtung der negativen Elektrode (Kathode). Für eine bessere Vergleichbarkeit wird in der folgenden Abbildung das Loch als positiver Ladungsträger dargestellt. Die Driftgeschwindigkeit der Ladungsträger hängt von der Stärke des angelegten elektrischen Feldes und von der Beweglichkeit der Ladungsträger im Halbleitermaterial ab. Es ist wichtig zu beachten, dass der Driftstrom nur einen Teil des Gesamtstroms in einem Halbleiter ausmacht.

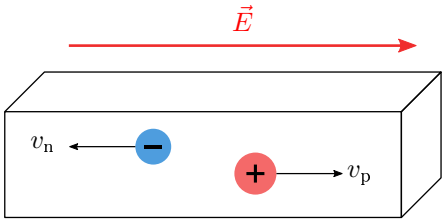


Abbildung 9.11: **Driftstrom innerhalb eines Halbleiters.** Darstellung mit der Geschwindigkeit v der Ladungsträger aufgrund der elektrischen Feldstärke E.

Der andere Teil des Stroms entsteht durch Diffusion , was die Bewegung von Ladungsträgern aufgrund von Konzentrationsunterschieden darstellt. In vielen Halbleiterbauelementen wie Dioden und Transistoren wirken Drift- und Diffusionsströme zusammen, um das Verhalten des Bauelements zu bestimmen. Beim Diffusionsstrom bewegen sich freie Elektronen oder Löcher von Bereichen hoher Konzentration zu Bereichen niedriger Konzentration, ähnlich wie bei der Diffusion von Teilchen in einem Konzentrationsgradienten. Elektronen im n-dotierten Halbleiter diffundieren von Regionen hoher zu Regionen niedriger Elektronenkonzentration. Umgekehrt bewegen sich bei einem p-dotierten Halbleiter Löcher von Regionen hoher Lochkonzentration zu Regionen niedriger Konzentration.

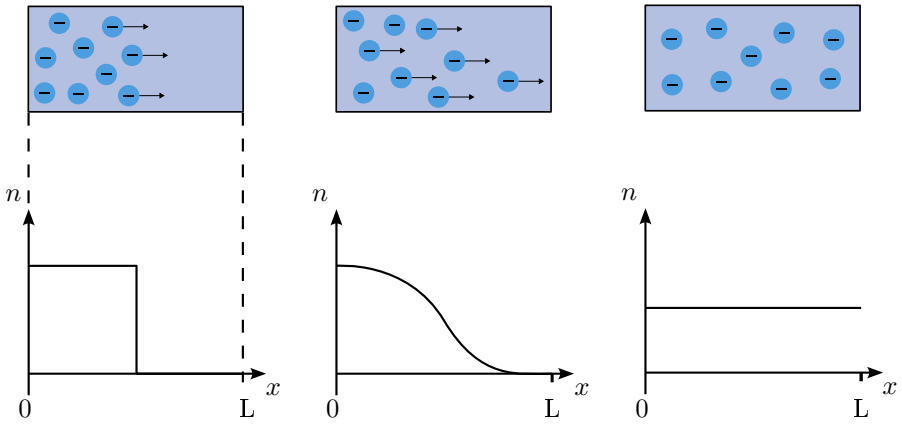


Abbildung 9.12: **Diffusionsstrom innerhalb eines Halbleiters.** Diffusion von Elektronen in einem n-dotierten Halbleiter in Richtung einer geringeren Konzentration. Mit der Länge L des Halbleiters, der Ladungsträgerkonzentration n und der Position x.

Abschließend wird in diesem Abschnitt der Ladungstransport im Bänderdiagramm bei einer angelegten Spannung betrachtet. Bislang wurde das Bänderdiagramm ausschließlich im Zustand des thermodynamischen Gleichgewichts analysiert. Es wird der allgemeine Fall betrachtet, in dem ein Strom durch den Halbleiter fließt. Als Beispiel dient ein homogener, n-dotierter Halbleiter. Anfänglich liegt keine Spannung am Halbleiter an, wodurch auch kein elektrischer Strom fließt. Das Bänderdiagramm über den Ort x zeigt daher einen Verlauf ähnlich dem in Abbildung 9.13 links, wobei mögliche Randeffekte an den Kontakten nicht berücksichtigt sind. Die Bänder eines Halbleiters ohne angelegte Spannung sind horizontal ausgerichtet. Sobald jedoch eine Spannung angelegt wird, verschiebt sich das Bänderdiagramm, was dazu führt, dass die Elektronen in Richtung niedrigerer Energie wandern.

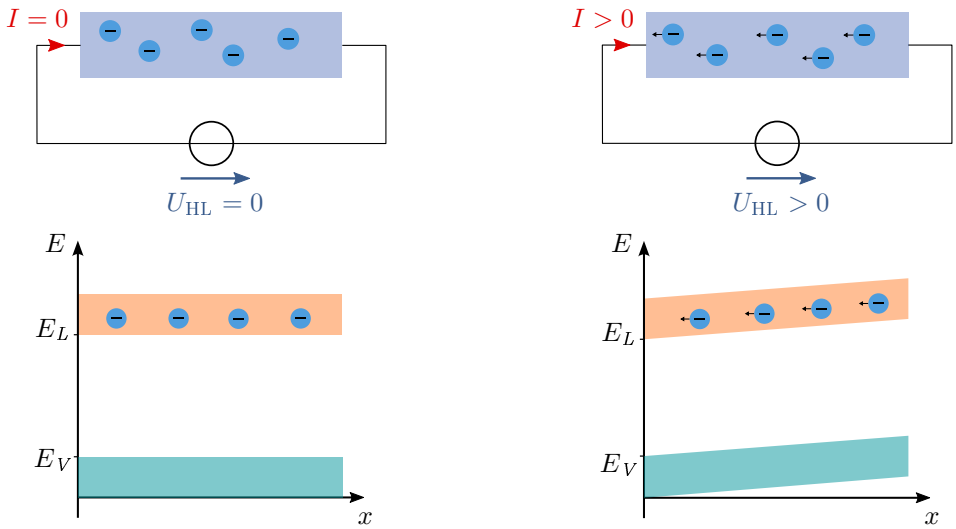


Abbildung 9.13: **Einfluss von Spannungen auf Halbleiter.** Links: Festkörper und Bändermodell ohne angelegte Spannung. Rechts: Verschiebung des Bändermodells aufgrund einer angelegten Spannung.

Merke:

- Driftstrom ist der Ladungsträgertransport aufgrund eines elektrischen Feldes.
- Diffusionsstrom ist die Bewegung von Ladungsträgern aufgrund eines Konzentrationsunterschiedes.
- Drift- und Diffusionsstrom ergeben zusammen den Gesamtstrom.
- Eine externe Spannung führt zu einer Verschiebung des Bändermodells.

1.4 pn-Übergang

Der pn-Übergang ist das zentrale Element von Halbleiterbauelementen wie Dioden und Transistoren. Er entsteht durch die Verbindung von zwei unterschiedlich dotierten Halbleiterschichten, einer p-dotierten und einer n-dotierten Schicht. Der Übergang zwischen diesen Schichten wird als pn-Übergang bezeichnet. Im pn-Übergang kommt es zur Diffusion von freien Ladungsträgern: Elektronen aus der n-dotierten Schicht diffundieren zur p-dotierten Schicht und Löcher aus der p-dotierten Schicht diffundieren zur n-dotierten Schicht. Dieser Diffusionsprozess führt dazu, dass sich im Übergangsbereich eine sogenannte Raumladungszone (RLZ) bildet. In Abbildung 9.14 ist dieser Vorgang dargestellt. Die RLZ ist eine schmale Region um den pn-Übergang herum, in der positive Ionen aus der n-Schicht und negative Ionen aus der p-Schicht verbleiben, nachdem die Diffusion abgeschlossen ist. In dieser Zone gibt es keine freien Ladungsträger, da die positiven und negativen Ladungen sich gegenseitig neutralisieren. Dadurch entsteht ein elektrisches Feld ($\vec{E}$), das sowohl einen Driftstrom erzeugt als auch die Diffusion von weiteren Ladungsträgern unterdrückt. Die Raumladungszone wirkt wie eine Sperrschicht und verhindert den Stromfluss in Sperrrichtung.

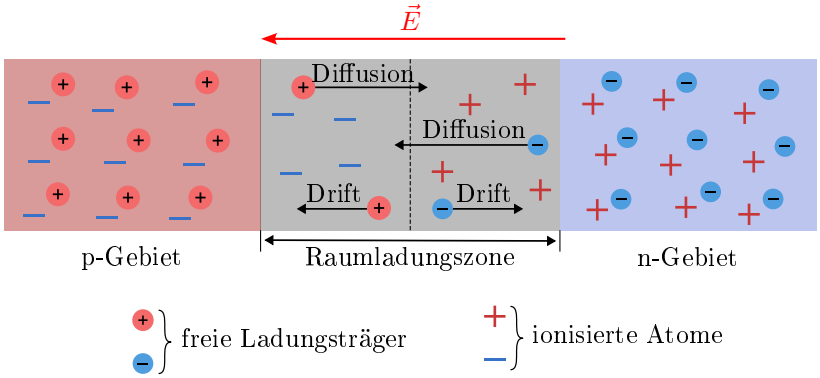


Abbildung 9.14: **Vorgänge innerhalb des pn-Übergangs.** Drift und Diffusion von Ladungsträgern im Halbleiter, zurückbleibende Ionen in der RLZ.

Wenn eine Spannung in Durchlassrichtung angelegt wird (siehe Abbildung 9.15 links), wird die RLZ verkleinert und der Übergang wird leitend. Elektronen aus der n-dotierten Seite wandern zur p-dotierten Seite, während Löcher von der p-dotierten Seite zur n-dotierten Seite diffundieren. Dadurch entsteht ein Stromfluss durch den pn-Übergang. Andersherum vergrößert eine Spannung entgegen der Durchlassrichtung die RLZ (siehe Abbildung 9.15 rechts). Die freien Ladungsträger werden durch die Spannungsquelle ausgeglichen. Der pn-Übergang ist daher ein Schlüsselelement in Halbleiterbauelementen, das die Richtung und Stärke des Stromflusses steuert. Seine Eigenschaften werden durch die Dotierungskonzentration, die Größe der Raumladungszone und die angelegte Spannung beeinflusst.

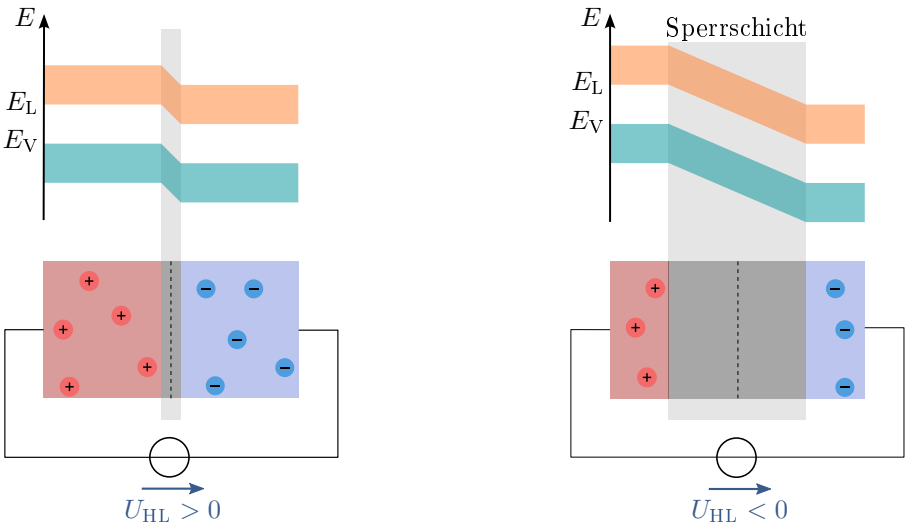


Abbildung 9.15: **Einfluss von Spannungen auf pn-Übergang.** Raumladungszone bei verschiedenen angelegten Spannungen. Links: Spannung in Durchlassrichtung. Rechts: Spannung in Sperrrichtung.

Merke:

- Der pn-Übergang kombiniert eine p- und n-dotierte Halbleiterschicht.
- Im Übergangsbereich, Raumladungszone genannt, sind keine freien Ladungsträger.
- In Durchlassrichtung wird die RLZ verkleinert, in Sperrrichtung wird diese vergrößert.

2 Bauelemente

In den folgenden Abschnitten werden verschiedene Arten von Halbleiterbauelementen genauer betrachtet, darunter Dioden, Leuchtdioden (LEDs), Bipolartransistoren und Feldeffekttransistoren. Dabei wird auf das elektrische Verhalten, den Aufbau, die wichtigsten Kenngrößen und deren vielfältige Anwendungen eingegangen.

Lernziele: Halbleiterbauelemente

Die Studierenden können

- Bauteile für verschiedene Anwendungen auswählen.
- den Aufbau verschiedener Halbleiterbauelemente beschreiben.
- Arbeitspunkte bestimmen und fehlende Bauteilwerte berechnen.
- Anwendungen einzelner Bauelemente nennen.

2.1 Diode

Die Diode ist das Halbleiterbauelement mit dem einfachsten Aufbau, bestehend aus nur einem pn-Übergang. Dadurch ergeben sich zwei Anschlüsse: Die sogenannte Anode am p-dotierten Bereich und die Kathode am n-dotierten Bereich. Wie bereits im Abschnitt 1.4 beschrieben, ermöglicht der pn-Übergang den Stromfluss in nur einer Richtung, weshalb Dioden oft zur Gleichrichtung und Spannungsstabilisierung eingesetzt werden.

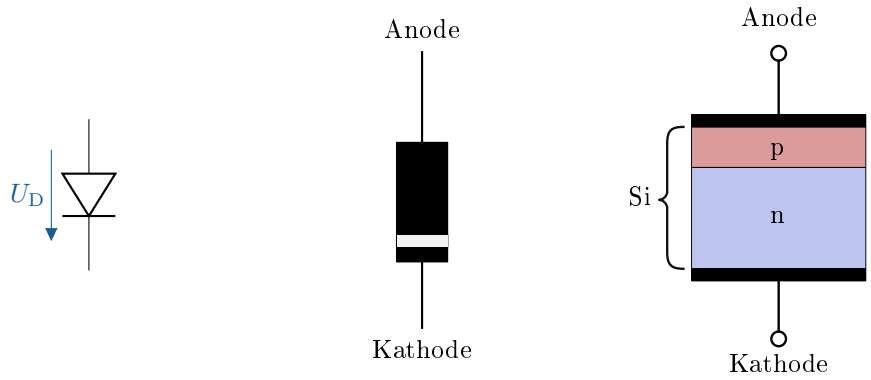


Abbildung 9.16: **Siliziumdiode.** V.l.n.r.: Schaltzeichen, Bauform und Querschnitt einer Siliziumdiode.

2.1.1 Elektrisches Verhalten

Das elektrische Verhalten von Dioden wird wesentlich durch ihre Kennlinie beschrieben, die stark nichtlinear ist. Diese Kennlinie stellt den durch die Diode fließenden Strom in Abhängigkeit von der extern angelegten Spannung dar. Charakteristische Bereiche der Kennlinie sind der Durchlass-, Sperr- und Durchbruchbereich.

- **Durchlassbereich:** Vom Betrieb im Durchlassbereich wird gesprochen, wenn eine positive Spannung in Richtung der Diode angelegt wird, also wenn das elektrische Potential an der Anode größer ist als das an der Kathode (Bereich rechts von der y-Achse, siehe Abbildung 9.17). Bei einer Spannung oberhalb der Schleusenspannung (U_S) steigt der Diodenstrom näherungsweise exponentiell an. Die Schleusenspannung ist eine materialspezifische Spannung, die mindestens benötigt wird, um die Raumladungszone so stark zu verringern, dass ein Stromfluss ermöglicht wird. Bei Siliziumdioden liegt diese typischerweise bei 0,6 bis 0,7 V.
- **Sperrbereich:** Liegt vor, wenn die angelegte Spannung negativ ist (Bereich links von der y-Achse). In diesem Bereich fließt kaum Strom, da der Widerstand der Diode sehr groß ist.
- **Durchbruchbereich:** Bei einer Spannung oberhalb der Durchbruchspannung (U_{BR}) kommt es zu einem Durchbruch und es fließt schlagartig ein sehr hoher Strom. Ist die Diode nicht speziell für den Durchbruch ausgelegt, führt der hohe Strom zur Überlastung und folglich zur Zerstörung des Bauelements.

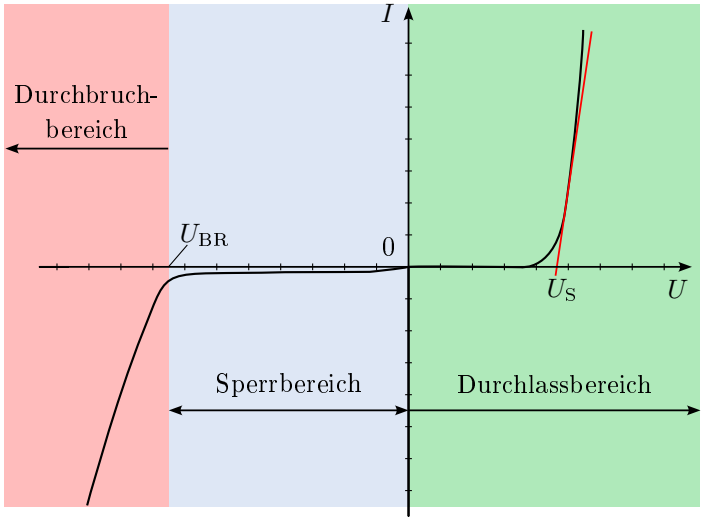


Abbildung 9.17: **Diodenkennlinie.** Relevante Bereiche v.l.n.r.: Durchbruchbereich, Sperrbereich und Durchlassbereich. (Angelehnt an Diode-IV-Curve.svg von H1voltage, CC BY-SA 3.0, https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Diode-IV-Curve.svg)

Das Ersatzschaltbild einer Siliziumdiode hilft, das Verhalten der Diode in verschiedenen Betriebszuständen besser zu verstehen. Es vereinfacht die reale Diode, indem es ihre wesentlichen Eigenschaften modelliert.
Komponenten des Ersatzschaltbilds:

- **Ideale Diode (D):** Leitet in Vorwärtsrichtung ohne Spannungsverlust und sperrt in Rückwärtsrichtung vollständig.
- **Schleusenspannung/Schwellenspannung (U_S/ U_{T0}):** Diese Spannung ist der Wert, bei dem ein messbarer Stromfluss durch die reale Diode vorliegt. Im Ersatzschaltbild wird diese durch eine ideale Spannungsquelle dargestellt.
- **Differenzieller Widerstand (r_D):** Der differenzielle Widerstand (r_D) beschreibt den Widerstand der Diode im Durchlassbereich. Er ist definiert als die Änderung der Spannung (Δu_D) geteilt durch die Änderung des Stroms (Δi_D) und modelliert die Nichtlinearität der Diode nach dem Erreichen der Schleusenspannung.

$$r_D = \frac{\Delta u_D}{\Delta i_D} \tag{9.1}$$

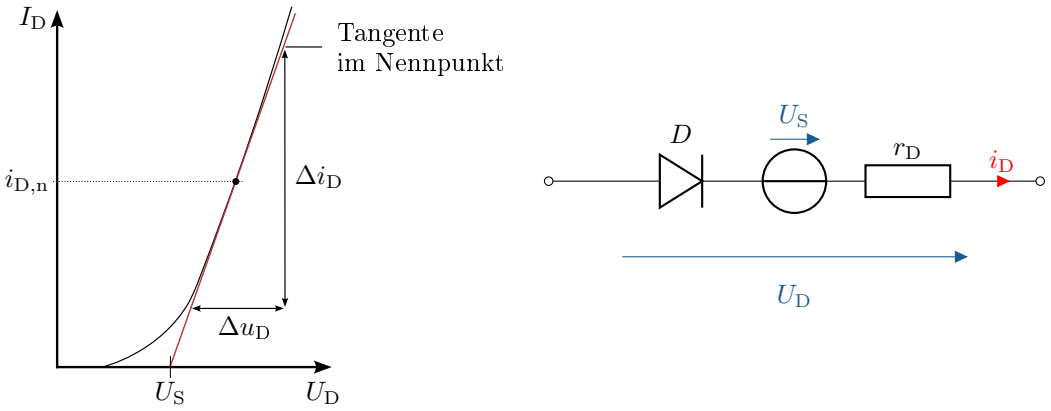


Abbildung 9.18: **Diodenkennlinie und Ersatzschaltbild.** Links: Diodenkennlinie mit Näherung für den differenziellen Widerstand. Rechts: Diodenersatzschaltbild mit der idealen Diode, Spannungsquelle und differenziellem Widerstand.

Die Bestimmung des Arbeitspunktes einer Diode ist ein wichtiger Schritt in der Schaltungsentwicklung, da er den stabilen Betriebszustand der Diode unter Berücksichtigung der angelegten Spannung und des Durchlassstroms definiert. Dabei ist es wichtig, die maximale Verlustleistung der Diode zu beachten, um sicherzustellen, dass sie nicht überhitzt und beschädigt wird. Sowohl grafische als auch mathematische Methoden können zur Bestimmung des Arbeitspunktes verwendet werden. Die grafische Methode basiert auf der Darstellung der Strom-Spannungs-Kennlinie der Diode und der Lastlinie der Schaltung. Der Arbeitspunkt ist der Schnittpunkt dieser beiden Linien. Es kann sowohl der Arbeitspunkt durch den vorgegebenen Widerstand ermittelt werden, als auch der Widerstand auf Basis des gewünschten Arbeitspunktes bestimmt werden. In beiden Fällen sollte der Arbeitspunkt unterhalb der Asymptote für die maximale Verlustleistung der Diode liegen.

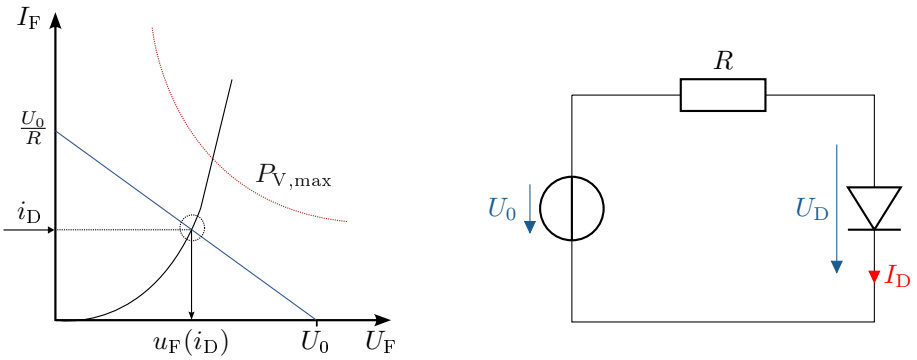


Abbildung 9.19: **Grafische Bestimmung des Arbeitspunktes.** Links: Diodenkennlinie (schwarz), Widerstandsgerade (blau) und Asymptote der maximalen Verlustleitung (rot) der Diode. Rechts: Schaltung der Diode mit Vorwiderstand.

Die mathematische Methode basiert auf der Lösung von Gleichungen, die den Durchlassstrom der Diode und den Spannungsabfall über der Last beschreiben. Der Arbeitspunkt wird durch das Gleichsetzen dieser beiden Ausdrücke bestimmt. Dabei ist es wichtig, die maximale Verlustleistung der Diode zu berücksichtigen, um sicherzustellen, dass sie innerhalb ihrer Spezifikationen betrieben wird.

Merke:

- Die Kennlinie der Diode ist stark nichtlinear.
- Das Verhalten der Kennlinie kann in drei Bereichen beschrieben werden: Den Durchbruch-, Sperr- und Durchlassbereich.
- Mittels idealer Diode, Spannungsquelle und Widerstand kann die reale Diode in verschiedenen Bereichen angenähert werden.

2.1.2 Aufbau

Wie bereits in der Einleitung beschrieben, besteht die Diode in der Regel aus einem einzelnen pn-Übergang. Neben der bisher betrachteten einfachen Siliziumdiode gibt es noch zahlreiche weitere Dioden. In diesem Abschnitt wird der bisher betrachtete Aufbau mit dem einer Schottky-Diode verglichen. Diese ist sehr verbreitet und kommt ohne pn-Übergang aus.

Die pn-Diode besteht aus zwei Halbleiterregionen, nämlich der p-dotierten (positiv geladenen) und der n-dotierten (negativ geladenen) Region, die sich an einer gemeinsamen Grenzfläche treffen. Die p-Seite wird als Anode und die n-Seite als Kathode bezeichnet. Typischerweise besteht der pn-Übergang aus Silizium oder Germanium. Die Elektronen aus der n-Seite rekombinieren mit den Löchern aus der p-Seite an der Grenzfläche, was zur Bildung einer Raumladungszone führt. Diese Raumladungszone bildet die Barriere für den Stromfluss in Sperrrichtung. Eine Schottky-Diode besteht aus einem Metall-Halbleiter-Übergang anstelle eines pn-Übergangs. Bei der Herstellung müssen keine verschiedenen Dotierungen eingebracht werden. Das Aufbringen einer geeigneten Metallschicht genügt bereits. Das Halbleitermaterial ist typischerweise n-dotiert. Der Übergang zwischen dem Metall und dem Halbleiter bildet eine Schottky-Barriere, die den Stromfluss blockiert. Durch eine geeignete Materialkombination kann sich an der Grenzfläche eine Raumladungszone ausbilden, ähnlich wie bei der Siliziumdiode. Diese Dioden sind für schnelle Schaltvorgänge und einem niedrigen Spannungsabfall in Durchlassrichtung optimiert.

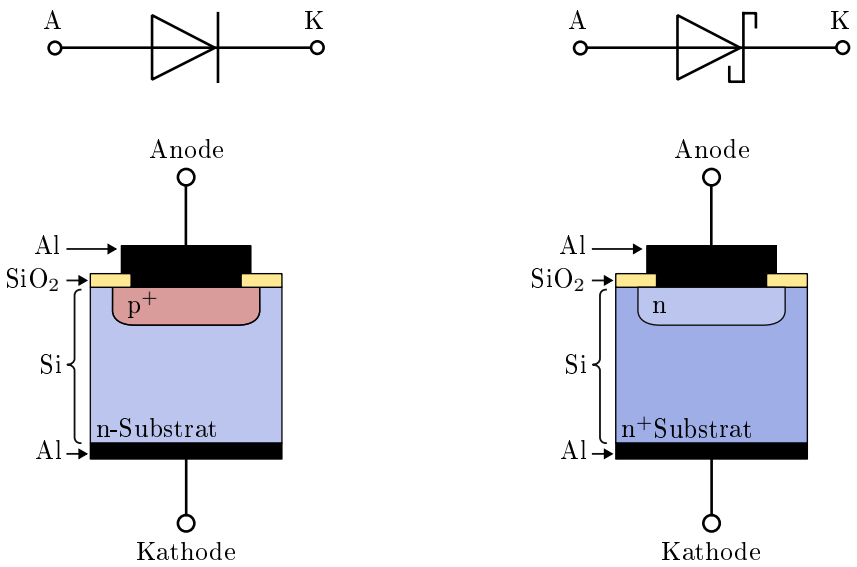


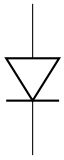
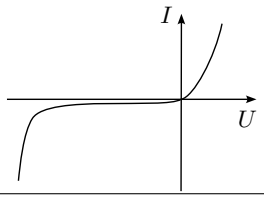
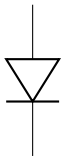
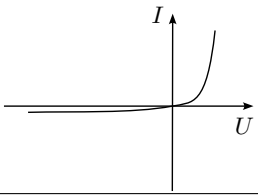
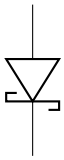
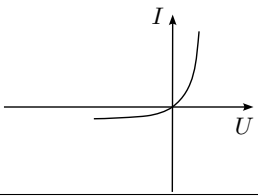
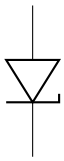
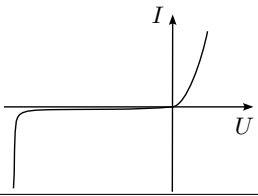
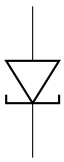
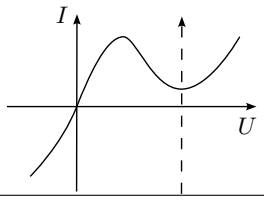
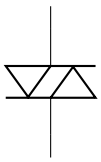
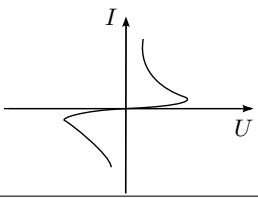
Abbildung 9.20: **Schichtaufbau von Dioden.** Aufbau und Vergleich einer klassischen Si-Diode (links) und Schottky-Diode (rechts). Siliziumdioxid (SiO_2) ist ein natürliches Oxid von Silizium und dient zur Isolierung. Aluminium (Al) ist ein typisches Metall für elektrische Kontakte.

Merke:

- Schottky-Dioden weisen keinen pn-Übergang auf, sondern einen Schottky-Kontakt.
- Bei geeigneter Materialkombination bildet sich zwischen Metall und Halbleiter eine RLZ aus.

2.1.3 Spezielle Dioden

Neben den bisher genannten Dioden gibt es noch eine Vielzahl weiterer Varianten, die durch ihren Aufbau verschiedene Eigenschaften aufweisen und entsprechende Anwendungen ermöglichen. Die folgende Tabelle gibt eine Übersicht über typische Dioden.

Bezeichnung	Symbol	Kennlinie	Eigenschaften	Anwendung
Gleichrichter-diode			hoher Durchlass-strom, große Sperrspan-nung	Gleichrichtung
Schaltdiode			kleiner Durchlass-widerstand, hoher Sperrwider-stand	kurze Umschaltzeiten
Schottkydiode			kleine Durchlasss-pannung, kleine Sperrspan-nung	HF-Gleichrichter, Freilaufdiode, Schaltnetzteile
Z-Diode			definierte Durch-bruchspannung	Stabilisierung von Spannungen, Begrenzung
Tunneldiode			negativer differen-tieller Widerstand	Entdämpfung von Schwingkreisen, HF-Oszillator
Diac			gesteuerter Durchbruch	Entdämpfung, Triggerdiode

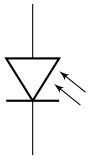
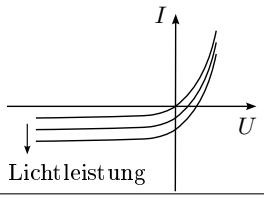
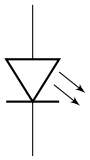
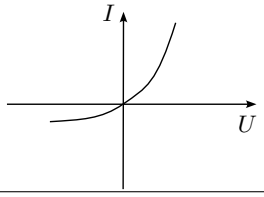
Bezeichnung	Symbol	Kennlinie	Eigenschaften	Anwendung
Photodiode			Strom ändert sich proportional zur Lichtleistung	Photoempfänger, Messtechnik, Solarzellen
LED, Laserdiode			Durchlassstrom erzeugt optische Strahlung	Beleuchtung, Strahlungsquelle

Tabelle 9.2: **Übersicht typischer Dioden.**

2.1.4 Anwendungen/Grundschaltungen

In diesem Abschnitt werden typische Anwendungen und Grundschaltungen von Dioden vorgestellt. Zu den behandelten Themen gehören Einweggleichrichter, Brückengleichrichter sowie Reihen- und Parallelschaltungen von Dioden. Einweggleichrichter und Brückengleichrichter sind wesentliche Schaltungen zur Umwandlung von Wechselstrom in Gleichstrom.

Einweggleichrichter

Ein Einweggleichrichter ist eine einfache Schaltung zur Umwandlung von Wechselstrom in Gleichstrom. Diese Schaltung besteht typischerweise aus einer einzigen Diode, die in Serie mit der Last angeschlossen ist. Die Hauptfunktion des Einweggleichrichters besteht darin, nur die positiven Halbwellen des Wechselstroms durchzulassen, während die negativen Halbwellen blockiert werden.
Während der positiven Halbwelle des Wechselstroms ist das Potential an der Anode höher als das an der Kathode, wodurch die Diode in Durchlassrichtung leitet. Dies ermöglicht den Stromfluss durch die Diode und die angeschlossene Last, wodurch eine positive Spannung an der Last anliegt. Während der negativen Halbwelle des Wechselstroms ist das Potential an der Anode niedriger als das an der Kathode, sodass die Diode in Sperrrichtung arbeitet und den Stromfluss blockiert. Infolgedessen fällt keine Spannung an der Last ab. In der folgenden Abbildung ist beispielhaft die Eingangsspannung und die resultierende Spannung an der Last dargestellt. Die Differenz der beiden Spannungen (Δu) entspricht dem Spannungsabfall über der Diode. Der Spannungsabfall wird in dem Beispiel mit der Schleusenspannung einer Siliziumdiode angenähert.

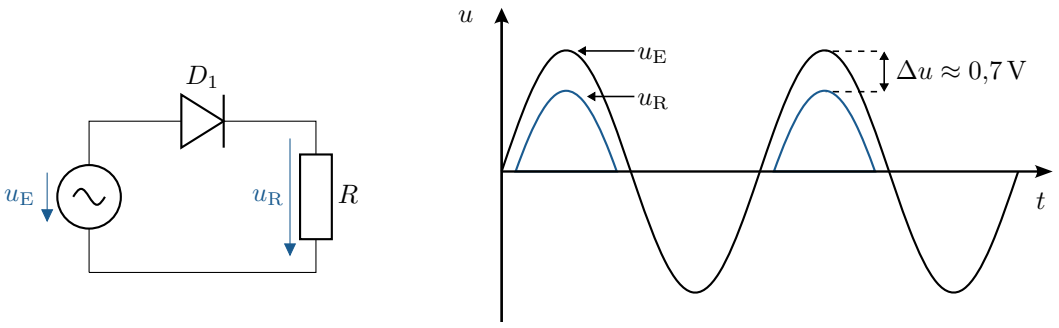


Abbildung 9.21: **Einweggleichrichter.** Links: Schaltkreis des Einweggleichrichters. Rechts: Spannungsverlauf der Eingangsspannung und Lastspannung des Einweggleichrichters.

Der Einweggleichrichter hat den Vorteil einer einfachen Schaltung und niedriger Kosten, was ihn

für grundlegende Anwendungen geeignet macht, bei denen eine einfache Gleichrichtung ausreicht. Allerdings weist diese Schaltung auch erhebliche Nachteile auf. Da nur die positiven Halbwellen des Wechselstroms genutzt werden, ist die Effizienz gering und die Ausgangsspannung hat eine starke Welligkeit, die als Brummspannung bezeichnet wird. Diese Welligkeit kann durch zusätzliche Filter- und Glättungsschaltungen reduziert werden. Um eine stabilere Gleichspannung zu erzeugen kann bereits ein Kondensator ausreichen.

Brückengleichrichter

Ein Brückengleichrichter ist eine weit verbreitete Schaltung zur Umwandlung von Wechselstrom in Gleichstrom. Diese Schaltung besteht aus vier Dioden, die in einer Brückenkonfiguration angeordnet sind. Der Brückengleichrichter nutzt beide Halbwellen des Wechselstroms, was zu einer effizienteren Gleichrichtung führt als bei Einweggleichrichtern.

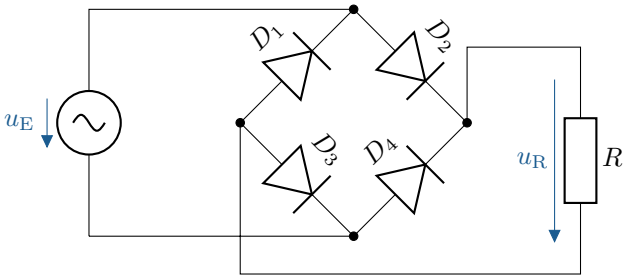


Abbildung 9.22: **Brückengleichrichter Schaltung.** Schaltkreis eines Brückengleichrichters mit angelegter Last R.

Während jeder Halbwelle des Wechselstroms leiten zwei der vier Dioden und bilden einen Pfad für den Stromfluss durch die Last. In der positiven Halbwelle leiten zwei Dioden den Strom in einer Richtung (Abbildung 9.23 links) und in der negativen Halbwelle leiten die anderen beiden Dioden den Strom in derselben Richtung durch die Last (Abbildung 9.23 rechts).

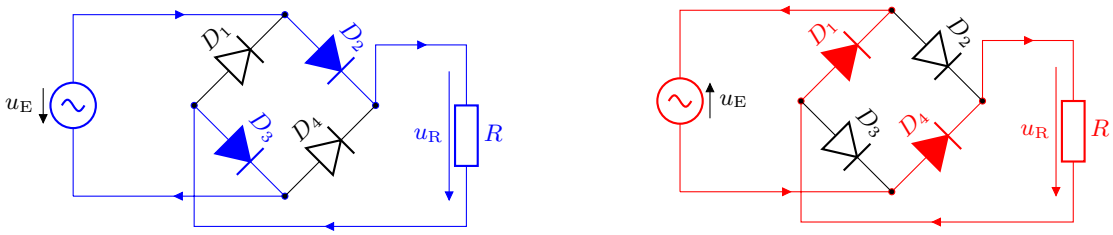


Abbildung 9.23: **Strompfade im Brückengleichrichter.** Links: Strompfad bei der positiven Halbwelle der Eingangsspannung. Rechts: Strompfad bei der negativen Halbwelle der Eingangsspannung.

Im Folgenden sind die resultierenden Spannungen, als Folge der beiden zuvor gezeigten Strompfade, dargestellt. Dieses Verhalten des Brückengleichrichters führt dazu, dass die Spannung über der Last immer die gleiche Polarität hat, was eine gleichgerichtete Ausgangsspannung erzeugt.

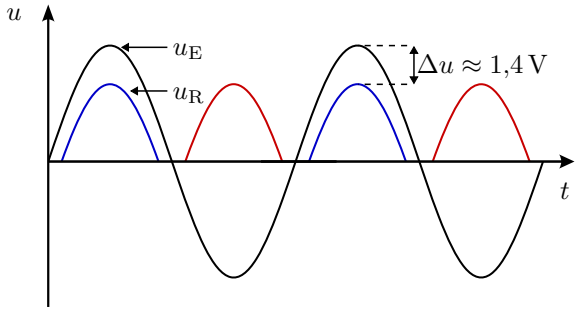


Abbildung 9.24: **Brückengleichrichter Signalverläufe.** Verlauf der Eingangsspannung und Lastspannung des Brückengleichrichters.

Die Ausgangsspannung hat deutlich kürzere Unterbrechungen im Vergleich zu einem Einweggleichrichter, was eine stabilere und glattere Gleichspannung zur Folge hat. Allerdings benötigt der Brückengleichrichter mehr Dioden als ein Einweggleichrichter, was zu höheren Kosten und einem größeren Spannungsabfall führt.

Merke:

- Dioden werden in Gleichrichtern eingesetzt, um Wechselspannungen in Gleichspannungen umzuformen.
- In Einweggleichrichtern wird nur eine Polarität der Halbwellen durchgelassen.
- Brückengleichter nutzen beide Polaritäten der Eingangsspannung.

Reihen- und Parallelschaltung
Die Reihen- und Parallelschaltung von Dioden sind grundlegende Methoden zur Anpassung der elektrischen Eigenschaften von Schaltungen. Diese Konfigurationen werden häufig verwendet, um die Spannungs- und Stromanforderungen von Dioden in verschiedenen Anwendungen zu erfüllen.

- **Reihenschaltung:** In einer Reihenschaltung werden mehrere Dioden hintereinander geschaltet. Die maximal zulässige Gesamtspannung ergibt sich aus der Summe der Sperrspannungen der einzelnen Dioden. Dies ermöglicht es, höhere Spannungen zu blockieren als mit einer einzelnen Diode. Diese Konfiguration wird oft in Hochspannungsanwendungen eingesetzt.
- **Parallelschaltung:** In einer Parallelschaltung werden mehrere Dioden parallel geschaltet, wobei die Anoden und Kathoden jeweils miteinander verbunden sind. Diese Konfiguration erhöht die maximale Strombelastbarkeit, da der Strom durch die Dioden aufgeteilt wird. Diese Methode wird oft verwendet, um den Strom zu verteilen und die Belastung einzelner Dioden zu reduzieren.

Durch die Kombination von Dioden in Reihen- oder Parallelschaltungen können die elektrischen Eigenschaften der Gesamtschaltung gezielt angepasst werden, um spezifische Anforderungen zu erfüllen.

2.2 Bipolartransistor

Der Bipolartransistor (engl.: BJT, bipolar junction transistor) ist ein wesentlicher Bestandteil vieler elektronischer Schaltungen. Er besteht aus drei Schichten von Halbleitermaterialien mit wechselnder Dotierung: dem Emitter (E), der Basis (B) und dem Kollektor (C). Die Funktionsweise eines Bipolartransistors basiert auf der Steuerung des Stromflusses zwischen Kollektor und Emitter durch den Basisstrom. Abhängig von der Reihenfolge der Dotierung wird zwischen npn- und pnp-Transistoren unterschieden. Die folgende Abbildung zeigt sowohl vereinfacht den Querschnitt, die Repräsentation mittels Dioden gemäß den pn-Übergängen und das jeweilige Schaltsymbol.

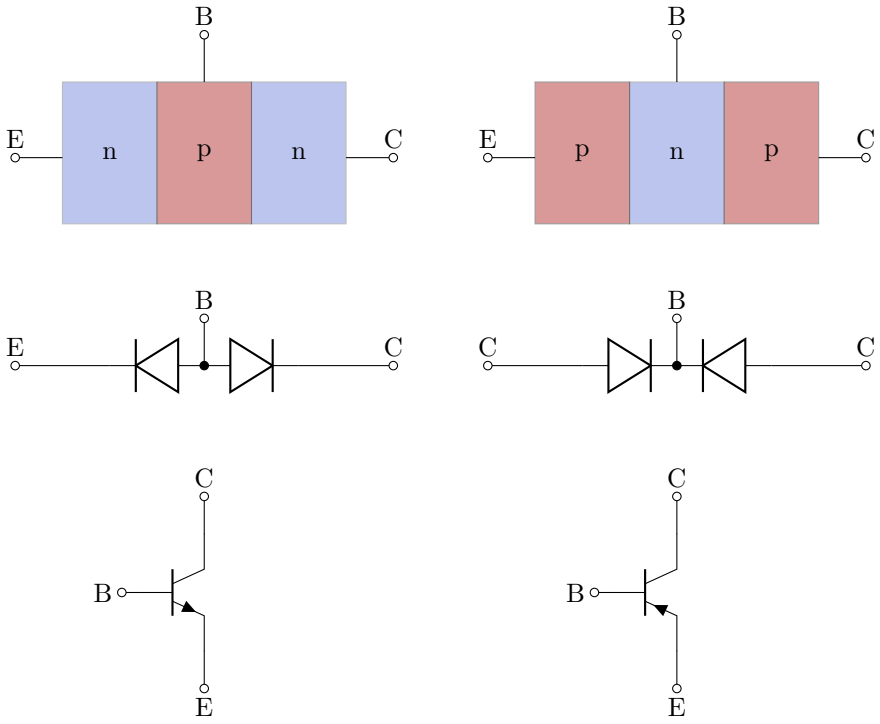


Abbildung 9.25: **Übersicht Bipolartransistoren.** Vereinfachte Darstellung des Querschnittes, Logik und Schaltzeichen von npn- und pnp-Transistoren.

2.2.1 Elektrisches Verhalten

Im Folgenden wird das elektrische Verhalten des häufiger verwendeten npn-Transistors anhand der unterschiedlich dotierten Halbleiterschichten und des zugehörigen Bändermodells betrachtet. Das Verhalten lässt sich entsprechend auch auf den pnp-Transistor übertragen. Gemäß dem Aufbau bilden sich zwischen den drei Schichten zwei pn-Übergänge. Das sperrende Verhalten der beiden Dioden im unbeschalteten Zustand ist sowohl an der ausgebildeten Raumladungszone (RLZ) als auch der hohen Energiedifferenz der Bänder in den verschiedenen Bereichen zu sehen. Die unterschiedlichen Höhen des zusammengesetzten Bändermodells lassen sich aus den Ferminiveaus der einzelnen Bereiche erklären. Im p-Bereich ist das Ferminiveau niedriger als im n-Bereich. Da das Ferminiveau über die einzelnen Bereiche hinweg jedoch konstant ist, ergeben sich die gezeigten Stufen im Bändermodell.

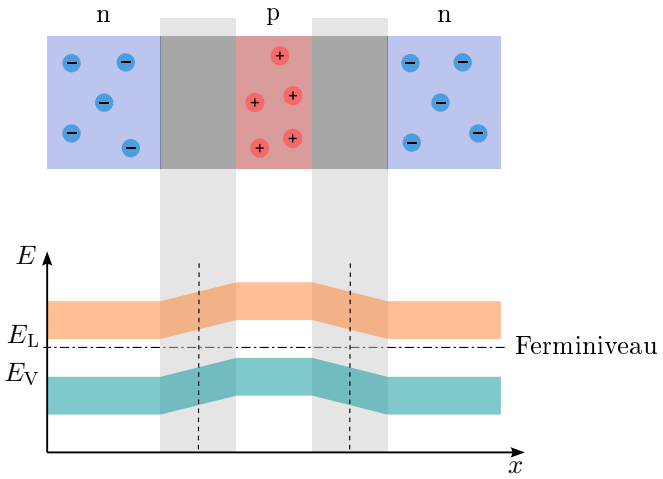


Abbildung 9.26: **Verhalten unbeschalteter Bipolartransistor.** Querschnitt eines unbeschalteten npn-Transistors und zugehöriges Bändermodell.

Wird eine positive Spannung zwischen Kollektor und Emitter angelegt befindet sich der pn-Übergang zwischen Basis und Emitter in Durchlassrichtung, der Übergang zwischen Basis und Kollektor ist jedoch in Sperrrichtung, weshalb kein Stromfluss möglich ist. Die durch die Spannungsquelle bereitgestellten Ladungsträger reduzieren die RLZ zwischen Basis und Emitter. Umgekehrt erhöhen die abfließenden Elektronen von der Kollektorseite die zugehörige RLZ. Zusätzlich ist in der folgenden Abbildung die starke Verschiebung der Bänder aufgrund der angelegten Spannung zu sehen.

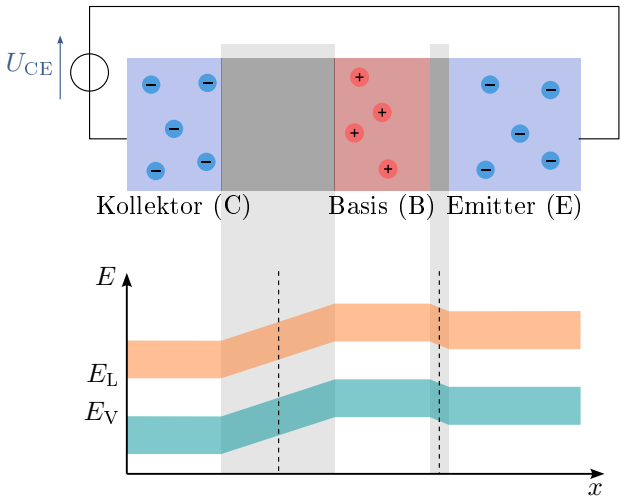


Abbildung 9.27: **Bipolartransistor mit Kollektor-Emitter-Spannung.** Querschnitt eines npn-Transistors und zugehöriges Bändermodell bei einer positiven Spannung zwischen Kollektor und Emitter.

Durch das Anlegen einer zusätzlichen positiven Spannung zwischen Basis und Emitter wird die RLZ in Richtung Emitter vollständig abgebaut. Die angelegte Spannung entspricht der Schleusenspannung des pn-Übergangs. Infolge dessen können Elektronen vom Emitter in die Basis gelangen. Diese Elektronen befinden sich unmittelbar vor der RLZ des Kollektor-Basis-Übergangs, welcher in Durchlassrichtung liegt. Folglich werden die Elektronen durch das ausgebildete elektrische Feld beschleunigt und können den Halbleiter vollständig durchqueren. Das durch die Elektronen einfach zu durchschreitende Potenzialgefälle zwischen Basis und Kollektor ist zusätzlich auch im Bändermodell zu sehen.

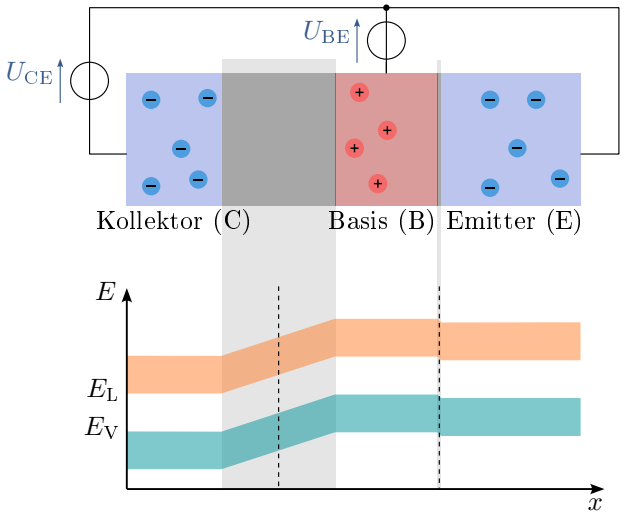


Abbildung 9.28: **Beschalteter Bipolartransistor.** Querschnitt eines npn-Transistors und zugehöriges Bändermodell bei einer positiven Spannung zwischen Kollektor und Emitter sowie Basis und Emitter.

Merke:

- Bipolartransistoren weisen zwei pn-Übergänge auf.
- Es gibt drei Anschlüsse: den Kollektor (C), die Basis (B) und den Emitter (E).

In der folgenden Abbildung sind die relevanten Ströme und Spannungen bei npn- und pnp-Transistoren eingezeichnet. Die Spannungen werden üblicherweise auf das Emitterpotenzial bezogen und die Ströme in Richtung der Transistoren eingezeichnet. Beim npn-Transistor ergibt sich somit für den Emitterstrom, welcher die Summe der beiden Teilströme darstellt, ein negativer Wert.

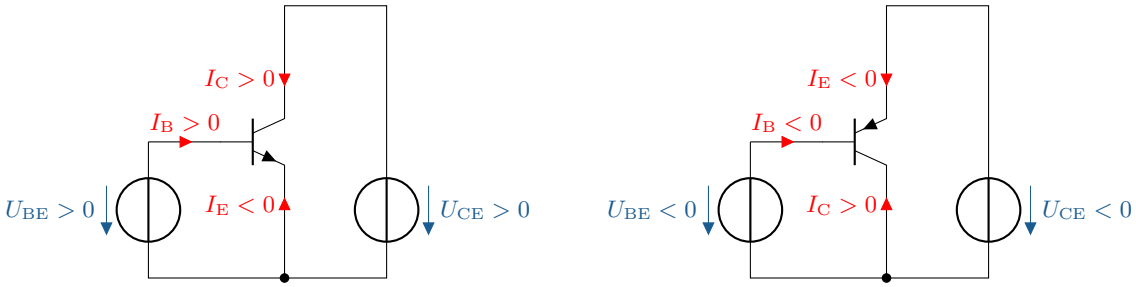


Abbildung 9.29: **Ströme und Spannungen beim Bipolartransistor.** Relevante Ströme und Spannungen bei npn und pnp Transistor.

Um das elektrische Verhalten zu beschreiben, wird der Kollektor- und Emitterstrom sowie die beiden zuvor genannten Spannungen betrachtet. Daraus ergeben sich vier Kopplungen: die Ströme als Folge der zugehörigen Spannungen sowie jeweils zwischen den beiden Strömen und den beiden Spannungen. Zunächst wird die Eingangskennlinie, der Basisstrom I_B als Folge der Basis-Emitter-Spannung U_{BE}, betrachtet. Wie der folgenden Abbildung zu entnehmen ist, entspricht der Verlauf dem einer Diodenkennlinie. Die dargestellte Kennlinie ist repräsentativ für eine definierte Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE}, bei einer Variation dieser Spannung wird der Verlauf gestreckt bzw. gestaucht. Es wird dann

auch vom Eingangskennlinienfeld gesprochen. Wie bereits von der Diodenkennlinie bekannt, kann der differentielle Widerstand r_{BE} über die Steigung im Arbeitspunkt bestimmt werden.

$$r_{\mathrm{BE}} = \frac{\Delta u_{\mathrm{BE}}}{\Delta i_{\mathrm{B}}} \tag{9.2}$$

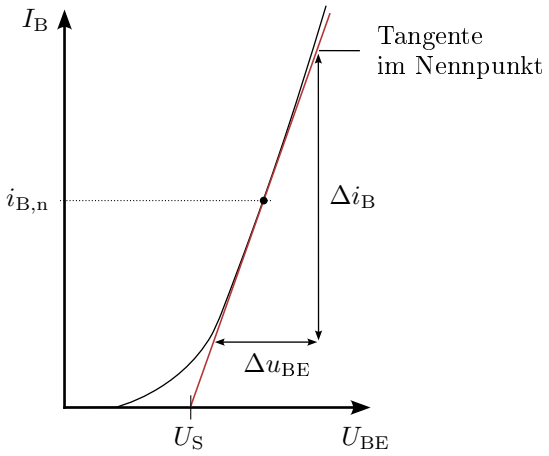


Abbildung 9.30: **Eingangskennlinie eines npn Transistors.** Kennzeichnung von relevanten Größen.

Merke:

- Die Eingangskennlinie $I_{\mathrm{B}} = f(U_{\mathrm{BE}})$ gleicht der einer Diode.
- Eine Änderung von U_{CE} führt zu einer Verschiebung der Kennlinie.

Bei der Ausgangskennlinie wird der Kollektorstrom I_{C} als Folge der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} betrachtet. Im aktiven Bereich ist der Einfluss von U_{CE} auf I_{C} kaum vorhanden und es kann von einem linearen Zusammenhang ausgegangen werden. Bei realen Bauteilen ist der Verlauf flacher als in der gezeigten Darstellung. Abhängig vom Basisstrom ergibt sich das gezeigte Ausgangskennlinienfeld (siehe Abbildung 9.31). Mittels der Steigung der Kennlinie kann der differentielle Widerstand r_{CE} bestimmt werden.

$$r_{\mathrm{CE}} = \frac{\Delta u_{\mathrm{CE}}}{\Delta i_{\mathrm{C}}} \tag{9.3}$$

Unterhalb des aktiven Bereichs, bei geringen Werten von U_{CE}, sind beide Dioden in Durchlassrichtung geschaltet und der Transistor geht in Sättigung mit einem sinkenden Kollektorstrom. Werden die Kennlinien bis in den negativen Bereich links von der y-Achse verlängert, schneiden sich diese an einem Punkt auf der x-Achse. Die zugrunde liegende Abhängigkeit wird als Early-Effekt bezeichnet und die Spannung entsprechend Early-Spannung (U_{Early}).

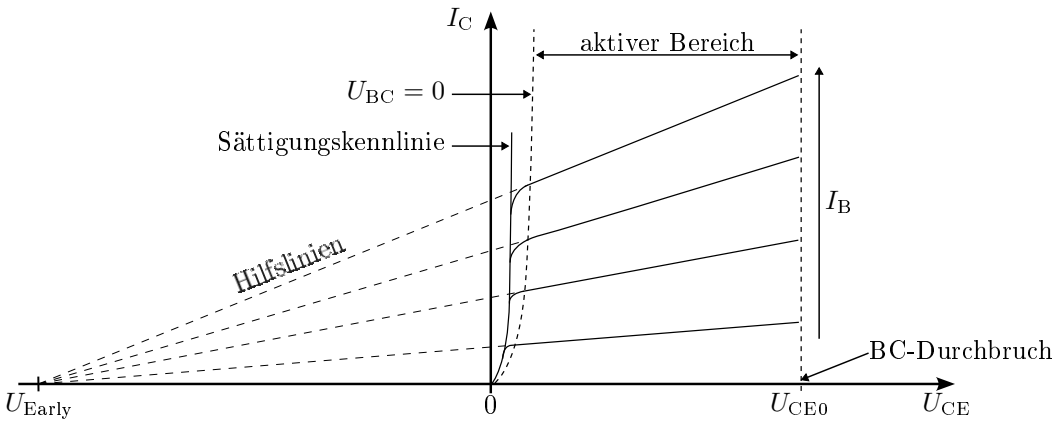


Abbildung 9.31: **Ausgangskennlinienfeld eines npn Transistors.** Kennzeichnung von relevanten Bereichen und Größen sowie grafische Ermittlung der Early-Spannung.

Merke:

- Die Ausgangskennlinie stellt $I_C = f(U_{CE})$ dar.
- Im aktiven Bereich flacht der Verlauf ab, der Einfluss von U_{CE} auf I_C sinkt.
- I_B beeinflusst die Höhe der Kennlinie.

Ein weiterer Zusammenhäng betrachtet die Auswirkung des Steuerstrom I_B auf I_C. Die Darstellung wird folglich als Stromsteuerungskennlinienfeld bezeichnet. Es ergibt sich die Kenngröße der Gleichstromverstärkung B sowie der differentielle Stromverstärkungsfaktor β im Arbeitspunkt.

$$B = \frac{I_C}{I_B} \tag{9.4}$$

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \tag{9.5}$$

Im letzten Fall, dem Rückwirkungskennlinienfeld, wird der Zusammenhang zwischen U_{BE} und U_{CE} betrachtet. Die Kopplungen sind abhängig vom eingestellten Basisstrom. Analog zur Beschreibung beim Strom kann bei den Spannungen die differentielle Gleichspannungsverstärkung D im Arbeitspunkt betrachtet werden.

$$D = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{CE}} \tag{9.6}$$

Beim Zusammenführen der vier Kennlinienfelder ergibt sich das folgende Vierquadranten-Kennlinienfeld (siehe Abbildung 9.32). Die Darstellung aller Kopplungen ermöglicht es beispielsweise, eine grafische Überführung eines gewünschten Arbeitspunktes am Ausgang auf den Eingang zu überführen und die dafür notwendigen Parameter zu ermitteln.

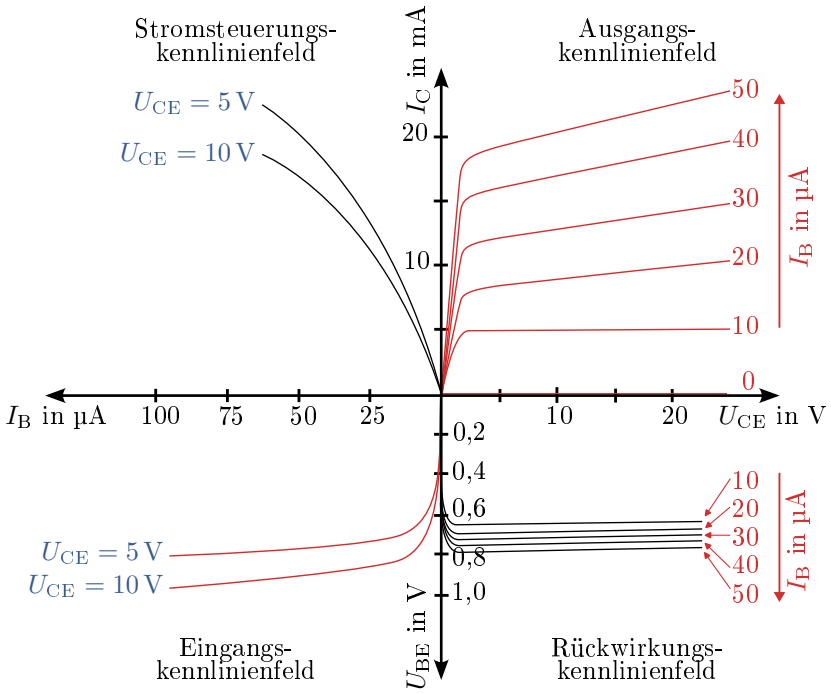


Abbildung 9.32: **Vierquadrantenkennlinienfeld eines npn Transistors.** Darstellung aller relevanten Bereiche und Größen.

Die differentiellen Größen zur mathematischen Beschreibung im Arbeitspunkt werden auch Kleinsignalparameter genannt. Mittels der Kleinsignalparameter können die folgenden Gleichungen aufgestellt und in einem Ersatzschaltbild dargestellt werden. Dieses kann für den Kleinsignalbetrieb bis ca. 1 MHz genutzt werden.

$$u_{BE} = r_{BE} \cdot i_B + D \cdot u_{CE} \tag{9.7}$$

$$i_C = \beta \cdot i_B + \frac{u_{CE}}{r_{CE}} \tag{9.8}$$

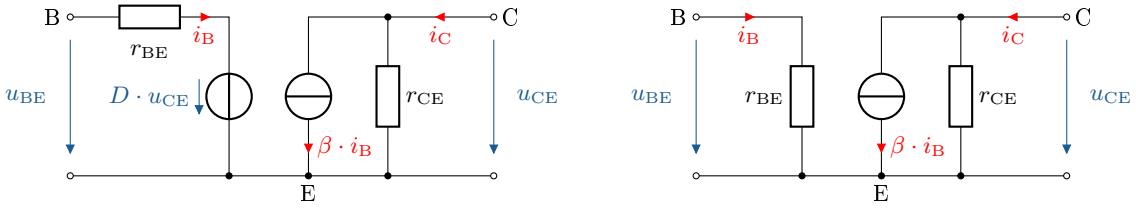


Abbildung 9.33: **Ersatzschaltbild eines Bipolartransistors.** Links: vollständiges Kleinsignalersatzschaltbild mit allen relevanten Komponenten und Größen. Rechts: Vereinfachung durch Vernachlässigung der differentiellen Stromverstärkung.

Da D typischerweise sehr klein ist, kann die Spannungsquelle in der Regel vernachlässigt werden.

Merke:

- Das Vierquadrantenkennlinienfeld zeigt die Strom-Spannungs-Kennlinien am Ein- und Ausgang sowie die Kopplungen dazwischen.
- Mittels der differentiellen Größen kann das Ersatzschaltbild aufgestellt werden.

2.2.2 Arbeitspunkt und Kleinsignalverhalten

Zur Bestimmung des Arbeitspunktes und der dafür notwendigen Parameter können die zuvor gezeigten Kennlinienfelder genutzt werden. Dazu betrachten wir im folgenden Beispiel die in Abbildung 9.34 dargestellte Schaltung.

Beispiel 9.1

Die Versorgungsspannung U_V beträgt 20 V. Über den Widerstand R_C, der einen ohmschen Verbraucher repräsentiert, soll die halbe Versorgungsspannung anliegen und ein Strom von 10 mA fließen.

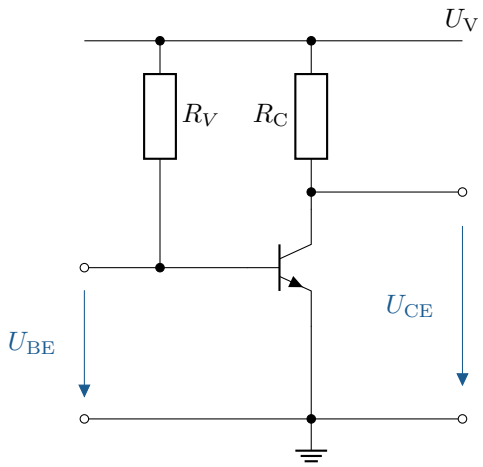


Abbildung 9.34: **Beispiel einer Transistorschaltung zur Bestimmung von relevanten Parametern.** Mit dieser Schaltung lassen sich die relevanten Parameter bestimmen.

Im ersten Schritt kann die Widerstandsgerade, ausgehend von der Betriebsspannung, in das Ausgangs- kennlinienfeld eingezeichnet werden. Der zweite notwendige Punkt stellt den gewünschten Arbeitspunkt A dar. Von diesem Punkt ausgehend kann der Arbeitspunkt in die anderen Quadranten übertragen werden.

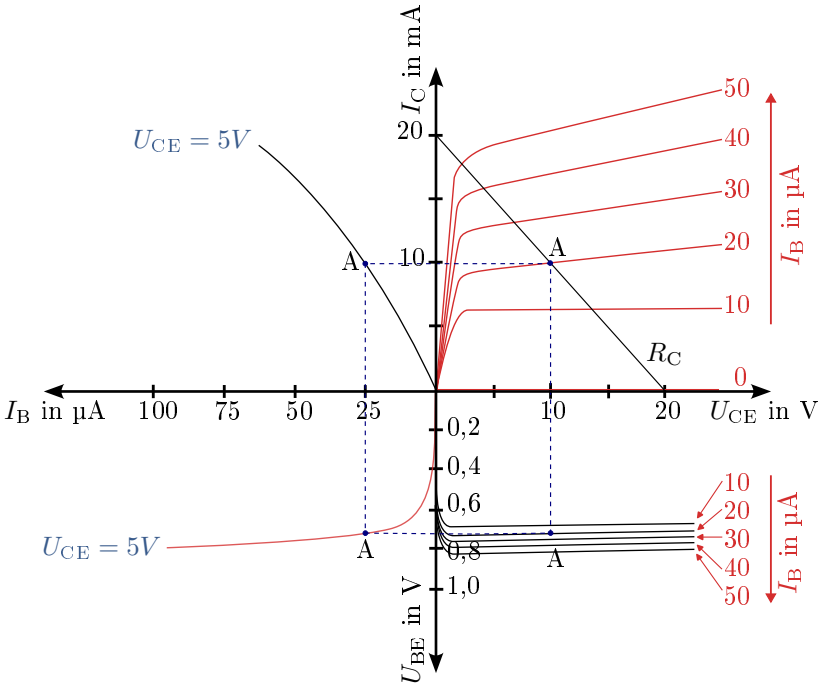


Abbildung 9.35: **Vierquadrantenkennlinienfeld mit Arbeitspunkt A.** Darstellung aller relevanten Bereiche und Größen inklusive Arbeitspunkte.

In den jeweiligen Quadranten ergeben sich die folgenden Arbeitspunkte und Kenngrößen.

Ausgang (bei: $I_B = 20\,\mu A$):

$$U_{CE} = 10\,V$$
$$I_C = 10\,mA$$
$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_{RC}} = \frac{U_V/2}{I_C} = \frac{10\,V}{10\,mA} = 1000\,\Omega$$

Stromsteuerung:

$$I_C = 10\,mA$$
$$I_B = 25\,\mu A$$
$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{10\,mA}{25\,\mu A} = 400$$

Eingang:

$$I_B = 25\,\mu A$$
$$U_{BE} = 0{,}72\,V$$
$$R_V = \frac{U_{RV}}{I_{RV}} = \frac{U_V - U_{BE}}{I_B} = \frac{20\,V - 0{,}72\,V}{25\,\mu A} = 771{,}2\,k\Omega$$

Rückwirkung:

$$U_{BE} = 0{,}72\,V$$
$$U_{CE} = 10\,V$$
$$D = \frac{U_{BE}}{U_{CE}} = \frac{0{,}72\,V}{10\,V} = 0{,}072$$

Bei Schwankungen des Basisstroms, sei es durch ein analoges Eingangssignal oder auch Störungen, können sich die daraus resultierenden Arbeitspunkte bzw. Bereiche ebenso über das Vierquadranten-Kennlinienfeld darstellen lassen. Das Verhalten ist in der folgenden Abbildung zu sehen. Eine Erhöhung der Basis-Emitter-Spannung (U_{BE}) bewirkt ebenso eine Erhöhung des Basisstroms (I_B), gemäß der Kopplung über die Stromsteuerungskennlinie steigt auch der Kollektorstrom (I_C), lediglich die Kollektor-Emitter-Spannung (U_{CE}) sinkt in diesem Beispiel.

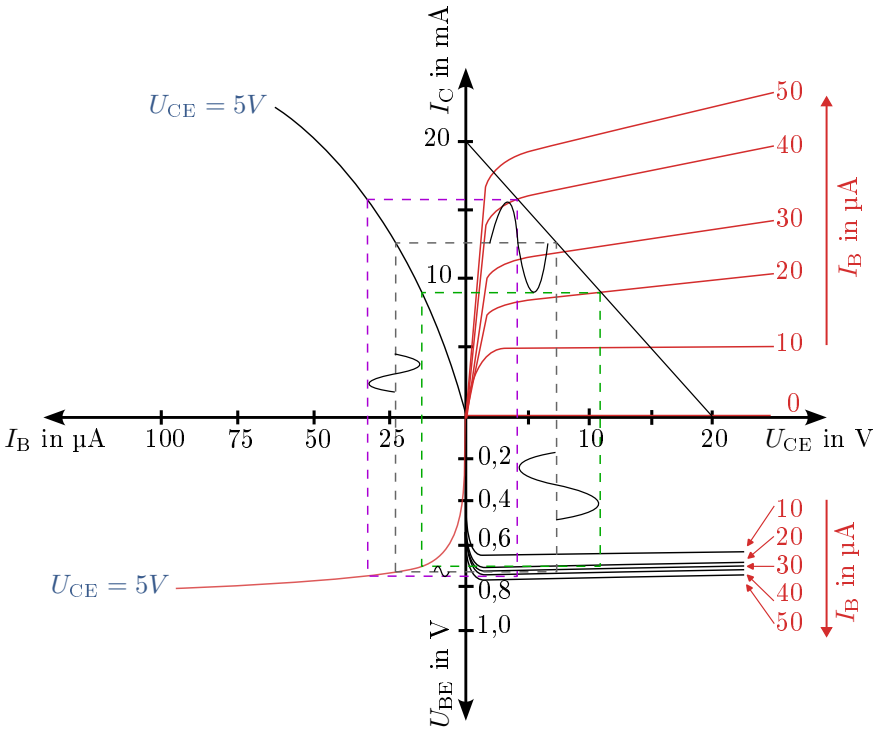


Abbildung 9.36: **Vierquadrantenkennlinienfeld bei AC Eingangssignal.** Darstellung aller relevanten Bereiche und Größen.

2.2.3 Aufbau

Bisher wurde der Bipolartransistor gemäß der linken Seite in Abbildung 9.37 gestapelt dargestellt, wobei die verschieden dotierten Gebiete direkt übereinander liegen und die Basis in der Mitte. Diese vereinfachte Darstellung ist in der Realität nicht direkt umsetzbar, da die verschiedenen Dotierungen nacheinander in eine Fläche eingebracht werden. Entsprechend können die unteren Schichten gemäß der linken Darstellung nicht direkt elektrisch kontaktiert werden. Eine typische Realisierung ist rechts in Abbildung 9.37 zu sehen. In einen n-dotierten Halbleiter wird nachträglich ein p-dotierter Bereich für die Basis eingebracht. Innerhalb dieser p-Wanne folgt das Einbringen weiterer Dotieratome, wodurch eine kleinere n-Wanne für den Emitter entsteht. Der gewünschte Schichtaufbau mit n-p-n ist somit unterhalb des Emittergebietes zu sehen. Die verschiedenen Gebiete können mittels leitender Verbindungen an der Oberfläche elektrisch kontaktiert werden.

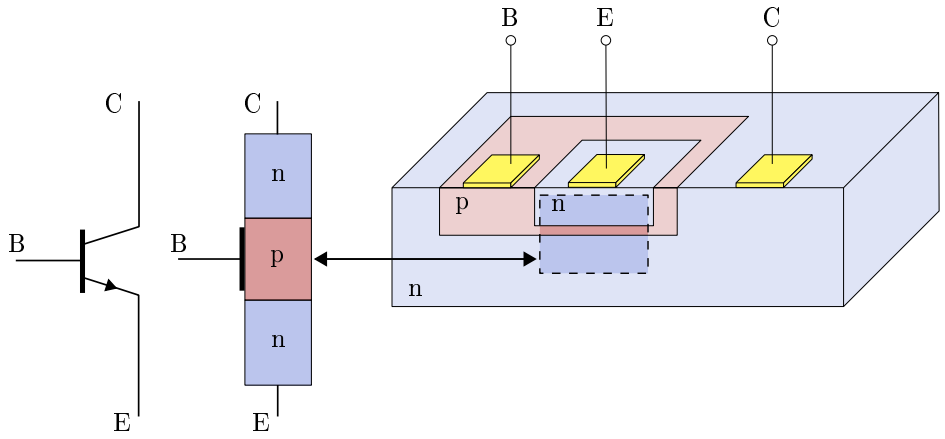


Abbildung 9.37: **Aufbau npn-Bipolartransistor.** Links: Idealer schematischer Aufbau eines npn-Bipolartransistors, angelehnt an dessen Schaltbild. Rechts: Realer Aufbau eines planaren npn-Transistors.

2.2.4 Anwendung/Grundschaltungen

Grundschaltungen

Bei Bipolartransistoren wird zwischen drei Grundschaltungen unterschieden: Emitter-, Kollektor- und Basisschaltung. Die Namensgebung erfolgt gemäß des Bezugspotentials der Ein- und Ausgangsspannung.

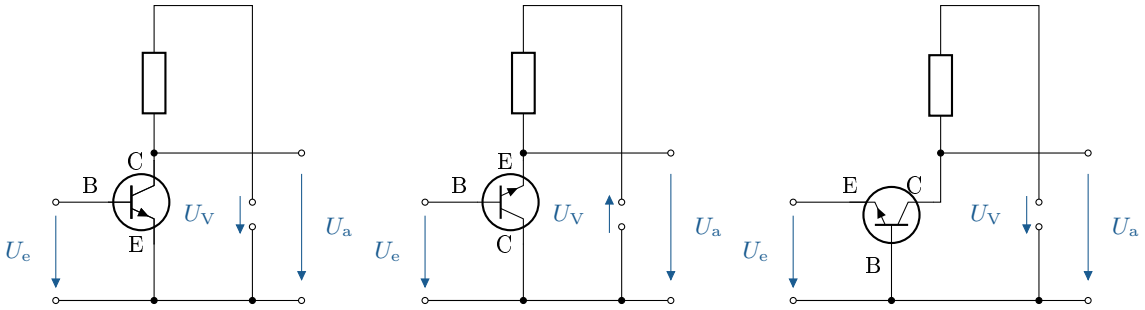


Abbildung 9.38: **Grundschaltungen npn-Bipolartransistor.** V.l.n.r.: Emitter-, Kollektor- und Basisschaltung.

Die häufigste Verwendung findet die bisher gezeigte Emitterschaltung, bei der der Transistor als invertierender Verstärker genutzt wird. Das invertierende Verhalten bezieht sich auf eine Phasendrehung von -180° des Ausgangssignals zum Eingangssignal. In der folgenden Abbildung werden die zugehörigen Ersatzschaltbilder dargestellt, die daraus resultierenden Eingeschaften sind in Tabelle 9.3 zusammengefasst. Der differentielle Widerstand r_{CE} liegt parallel zur Stromquelle $\beta \cdot i_B$. Da er sehr groß ist, wird er in der vereinfachten Betrachtung nicht berücksichtigt.

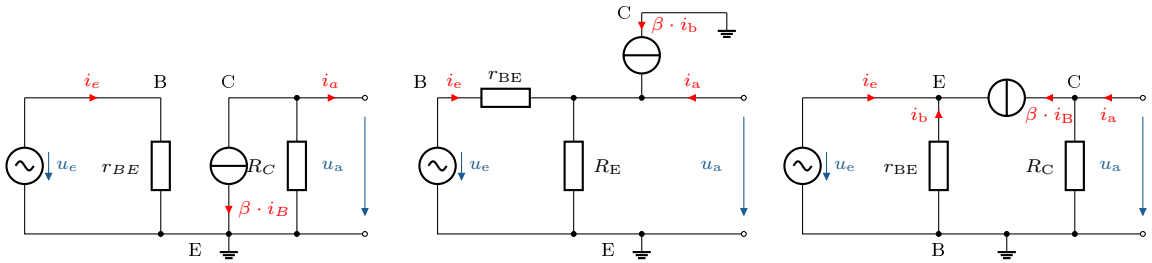


Abbildung 9.39: **Ersatzschaltbilder der Grundschaltungen.** V.l.n.r.: Emitter-, Kollektor- und Basisschaltung von npn-Transistoren.

Eigenschaft	**Emitterschaltung**	**Kollektorschaltung**	**Basisschaltung**
Eingangswiderstand r_e	mittel 1 kΩ	groß $>$ 100 kΩ	klein 50 Ω
Ausgangswiderstand r_a	mittel 10 kΩ	klein 50 Ω	groß 100 kΩ
Stromverstärkung v_i	groß 100	groß 100	klein <1
Spannungsverstärkung v_u	groß 100	klein <1	groß 100
Leistungsverstärkung v_p	sehr groß 1 k	groß 100	groß 100
Phasendrehung φ_u	gegenphasig 180°	gleichphasig 0°	gleichphasig 0°

Tabelle 9.3: **Elektrische Eigenschaften von Grundschaltungen.** Typische Werte der elektrischen Eingeschaften verschiedener Grundschaltungen von npn-Transistoren.

Transistor als Schalter

Sollen kleine elektrische Leistungen kontaktlos und schnell geschaltet werden, kann ein Bipolartransistor verwendet werden. Dieser nimmt zwei verschiedene Zustände ein: leitend und sperrend in der Kollektor-Emitter-Strecke. Im leitenden Fall ist die Strecke C-E niederohmig und stellt einen geschlossenen Schalter dar, im sperrenden Fall entsprechend umgekehrt. Der Zustand kann über die Basis-Emitter-Strecke gesteuert werden, es ergibt sich eine Emitterschaltung. Die folgende Abbildung zeigt die zugehörige Schaltung und die Spannungsverläufe.

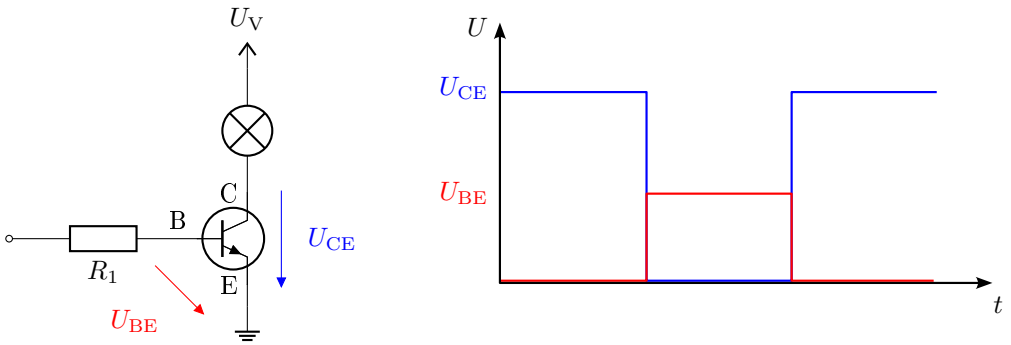


Abbildung 9.40: **Transistor als Schalter.** Links: Schaltbild mit Lampe als Verbraucher in der Kollektor-Emitter-Strecke. Rechts: Spannungsverläufe mit U_{CE} als Folge von U_{BE}.

Merke:

Im Vergleich zu einem elektromechanischen Schalter in Form eines Relais weisen Transistoren einen deutlich kleineren Bauraum und geringeren Preis auf. Durch den kontaktlosen Aufbau tritt zudem kein Kontaktprellen auf, was zu einer höheren Lebensdauer führt.

Darlington Transistor
Ist die notwendige Stromverstärkung eines einzelnen Transistors zu gering, besteht die Möglichkeit, einen Darlington-Transistor bzw. eine Darlington-Schaltung einzusetzen. Diese basiert auf zwei Transistoren, wobei der Emitter des ersten Transistors die Basis des zweiten Transistors speist. Näherungsweise ist die resultierende Stromverstärkung das Produkt der einzelnen Verstärkungen:

$$B \approx B_1 \cdot B_2 \tag{9.9}$$

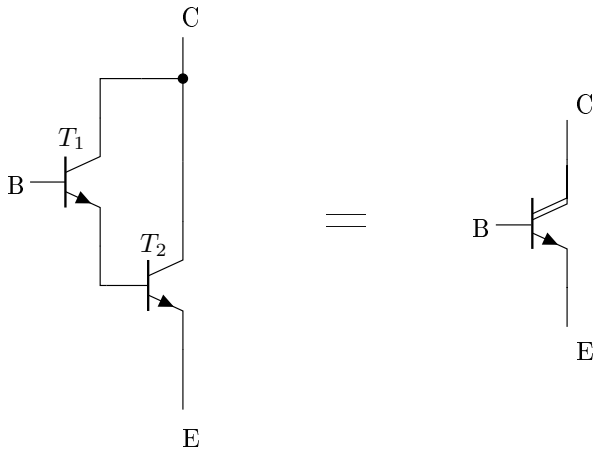


Abbildung 9.41: **Darlington Transistor.** Schaltung und Schaltsymbol eines npn-Darlington-Transistors.

2.3 Feldeffekttransistor

Neben dem Bipolartransistor gibt es einen weiteren weit verbreiteten Transistortyp, den sogenannten Feldeffekttransistor (FET). Sein Funktionsprinzip unterscheidet sich grundlegend vom Bipolartransistor. Während beim Bipolartransistor ein pn-Übergang durch einen Steueranschluss in den leitenden Zustand versetzt wird. Beim Feldeffekttransistor beeinflusst ein elektrisches Feld die Verteilung der freien Ladungsträger im Halbleiter. Dadurch wird der Widerstand im Bauelement verändert. Beim FET werden die drei Anschlüsse Gate (G), Source (S) und Drain (D) genannt. Das auch als Steuerelektrode bekannte Gate, das das elektrische Feld beeinflusst, kann unterschiedlich ausgeführt sein, was zu verschiedenen Transistortypen führt. Die folgende Abbildung zeigt eine Übersicht der verschiedenen Transistortypen, einschließlich Bipolartransistoren. Bei den FETs wird hauptsächlich zwischen drei Typen unterschieden: Sperrschicht-FETs (JFETs), selbstsperrende MOSFETs (Anreicherungstyp) und selbstleitende MOSFETs (Verarmungstyp). Der Zusatz MOS steht für Metall-Oxid-Semiconductor den ursprünglichen Schichtaufbau der Steuerelektrode.

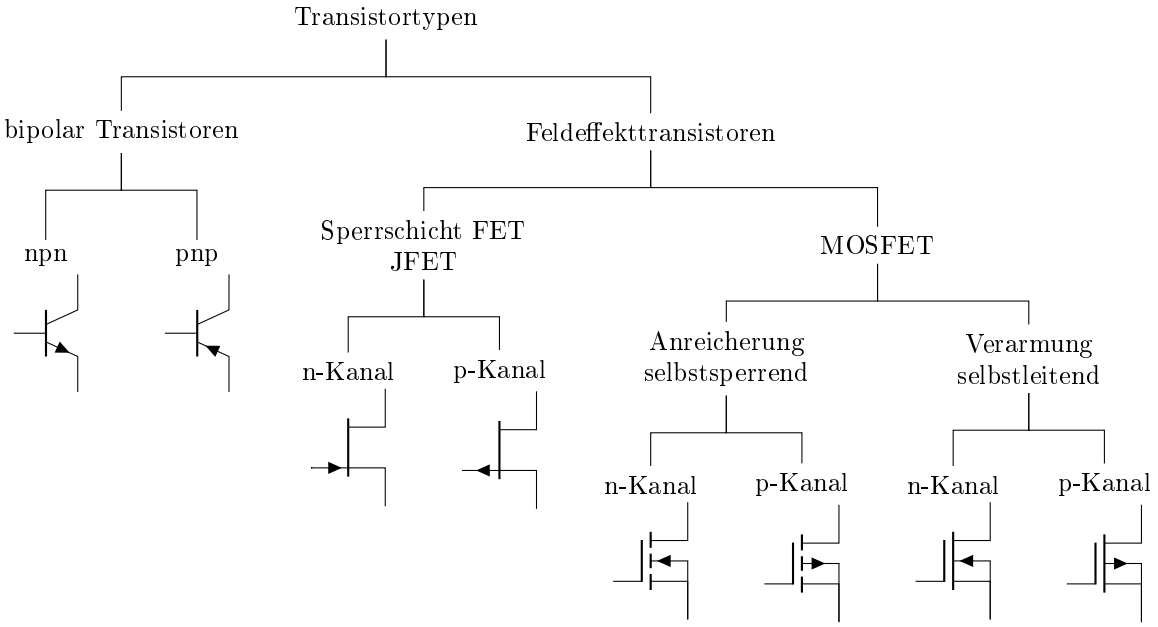


Abbildung 9.42: **Transistortypen.** Übersicht der gängigsten Transistortypen, sowohl bipolarer Transistoren als auch unipolarer Feldeffekttransistoren(FETs). Bei FETs wird zwischen JFETs und MOSFETs (selbstsperrend und selbstleitend) unterschieden, wobei bei jeden Typen zwischen n- und p-Kanal unterschieden wird.

2.3.1 Elektrisches Verhalten

Das allgemeine elektrische Verhalten von FETs unterscheidet sich stark von dem der bisher behandelten Bipolartransistoren, bei denen ein Basisstrom den Laststrom steuert. Dadurch wird eine geringere Leistung als beim Bipolartransistor benötigt. Beim FET wird gemäß dem Aufbau der Widerstand des Strompfades durch eine an das Gate angelegte Spannung und dem dadurch erzeugten elektrischen Feld gesteuert. Der Stromfluss wird somit nahezu leistungslos gesteuert.

Im Folgenden wird exemplarisch die Funktionsweise eines selbstsperrenden n-Kanal MOSFETs genauer betrachtet. Für das Verständnis und die resultierenden elektrischen Felder wird zusätzlich der vierte Anschluss Bulk (B) dargestellt. Dieser Anschluss ist bei Transistoren in der Regel bereits mit Source verbunden, weshalb sie gleichgesetzt werden können.

1. Ohne angelegte Gate-Spannung ($U_{GS} = 0\,V$)
Wenn keine Spannung zwischen Gate und Source (U_{GS}) anliegt, bilden sich an den pn-Übergängen Raumladungszonen, auch Verarmungszonen genannt. Es gibt keine freien Ladungsträger im Kanalbereich zwischen Drain und Source, weshalb kein Stromfluss möglich ist.

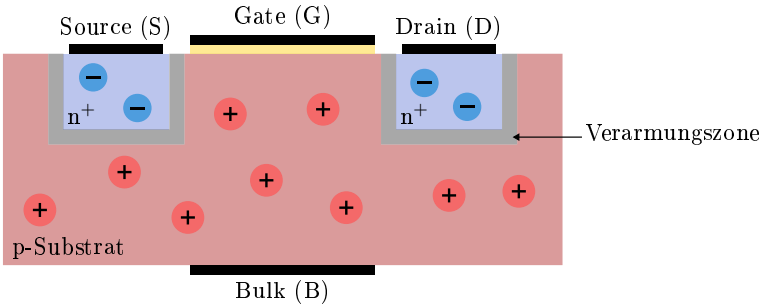


Abbildung 9.43: **Sperrbereich n-Kanal MOSFET.** Querschnitt eines n-Kanal MOSFETs (selbstsperrend) ohne angelegte Spannungen.

2. Positive Gate-Spannung ($U_{GS} > U_{th}$)
Wird eine positive Spannung zwischen Gate und Source angelegt, die größer als die Schwellenspannung (U_{th}) ist, zieht das elektrische Feld Elektronen aus dem p-dotierten Substrat in die Nähe des Gate-Oxids, was zur Bildung eines leitfähigen Kanals führt. Die sogenannte Inversionszone beinhaltet eine Anreicherung von freien Ladungsträgern mit entgegengesetztem Vorzeichen zu den primär in der Halbleiterschicht vorherrschenden Ladungsträgern.

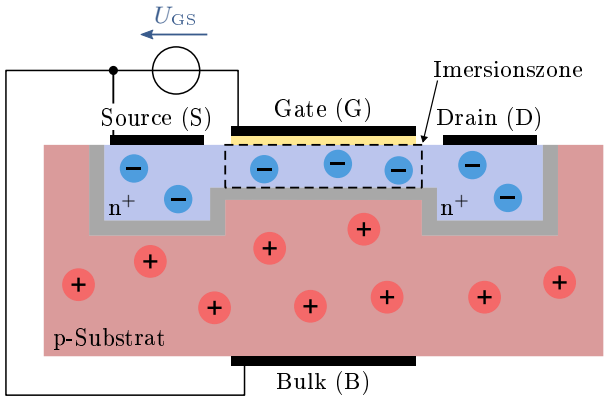


Abbildung 9.44: **Ohmscher Bereich n-Kanal MOSFET.** Querschnitt eines n-Kanal MOSFETs (selbstsperrend) mit angelegter Gate-Source-Spannung größer als der Schwellenspannung.

3. Stromfluss ($U_{DS} > 0\,V$)
Sobald ein n-Kanal gebildet ist, kann eine Spannung zwischen Drain und Source (U_{DS}) angelegt werden, um einen Stromfluss zu erzeugen. Die Elektronen bewegen sich vom Source zum Drain, wodurch ein Stromfluss (I_D) entsteht. Bei kleinen U_{DS} liegt der MOSFET im linearen Bereich, wobei der Stromfluss I_D proportional zu U_{DS} ist. Das Verhalten ähnelt einem Widerstand. Bei höheren U_{DS} erreicht der MOSFET den Sättigungsbereich, in dem I_D weitgehend unabhängig von weiteren Erhöhungen von U_{DS} wird. Der Stromfluss wird primär durch U_{GS} gesteuert.

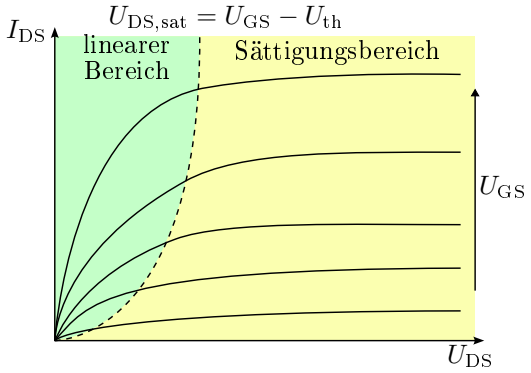


Abbildung 9.45: **Ausgangskennlinienfeld n-Kanal MOSFET (selbstsperrend).** Drainstrom als Folge der Drain-Source-Spannung bei verschiedenen Gate-Source-Spannungen. (Angelehnt an MOSFET-Kennlinie.svg von Biezl, CC BY-SA 2.5, https://commons.wikimedia.org/wiki/File:MOSFET-Kennlinie.svg)

Die Sättigung wird dadurch hervorgerufen, dass bei hoher Spannung die freien Ladungsträger aus dem Kanal verdrängt werden und der Kanal abgeschnürt wird. Die Ladungsträger können diesen Bereich noch durchqueren, jedoch ist keine weitere Steigerung von I_D durch U_{DS} möglich.

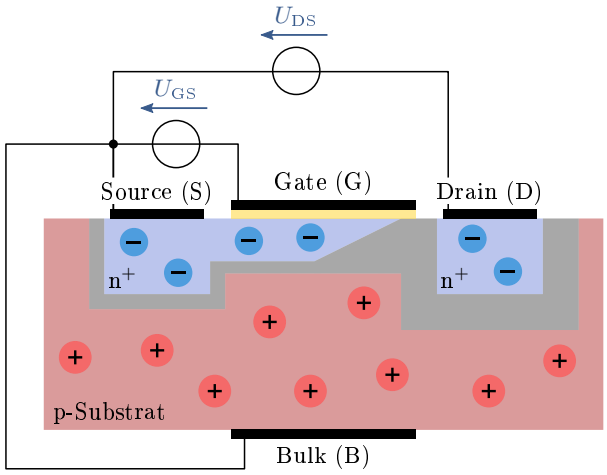


Abbildung 9.46: **Sättigungsbereich n-Kanal MOSFET.** Querschnitt eines n-Kanal MOSFETs (selbstsperrend) mit angelegter Spannung U_{GS} und U_{DS}.

Merke:

- MOSFETs besitzen drei Anschlüsse: Gate(G), Source(S) und Drain(D).
- Das elektrische Verhalten wird leistungslos gesteuert.
- Durch U_{GS} erfolgt eine Inversion der Ladungsträger unterhalb des Gates.

Nach der detaillierten Betrachtung des selbstsperrenden n-Kanal MOSFETs, wird in der folgenden Tabelle eine Zusammenfassung weiterer Arten von Feldeffekttransistoren bereitgestellt. In der Übersicht wird die Eingangskennlinie mit I_D als Funktion von U_{GS} und das Ausgangskennlinienfeld mit I_D als Funktion von U_{DS} bei verschiedenen Werten von U_{GS} dargestellt. Die einzelnen Verläufe unterscheiden sich in den Vorzeichen der Ströme und Spannungen, abhängig von der jeweiligen Dotierung. Zusätzlich unterscheiden sich die verschiedenen Typen über die Größe der Schwellenspannung U_{th}.

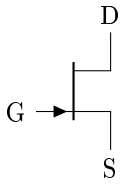
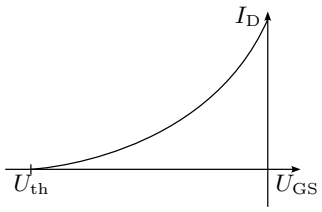
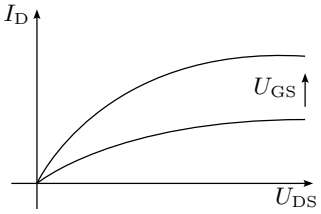
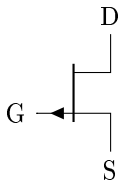
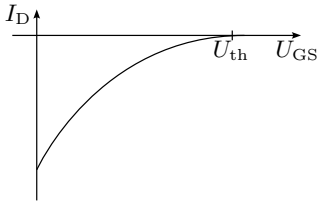
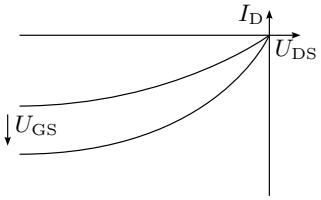
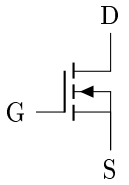
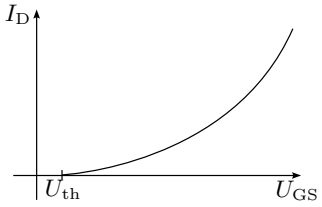
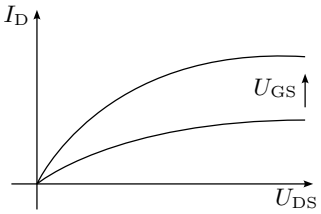
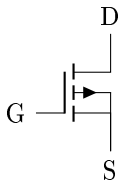
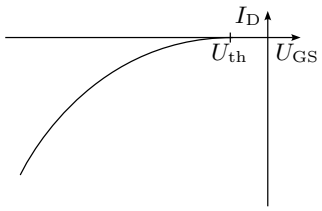
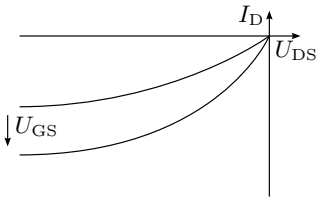
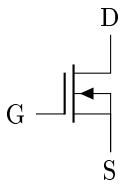
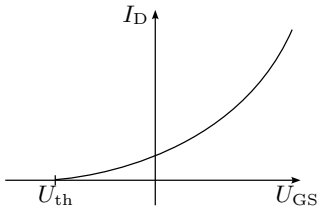
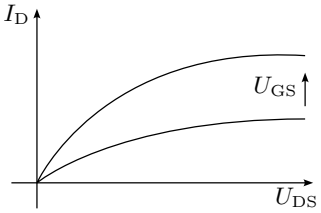
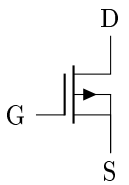
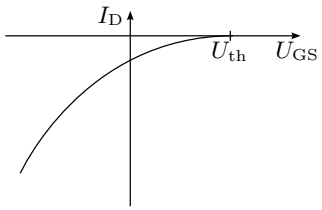
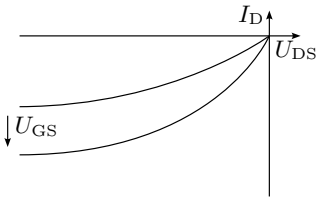
Type	Symbol	Eingangskennlinie	Ausgangskennlinienfeld
n-Kanal JFET			
p-Kanal JFET			
n-Kanal MOSFET selbstsperrend			
p-Kanal MOSFET selbstsperrend			
n-Kanal MOSFET selbstleitend			
p-Kanal MOSFET selbstleitend			

Tabelle 9.4: **Übersicht Feldeffekttransistoren.** Elektrisches Verhalten (Eingangskennlinie und Ausgangskennlinienfeld) verschiedener Feldeffekttransistoren.

Merke:

- Die Dotierung des Kanals gibt die notwendigen Vorzeichen der Ströme und Spannungen am Transistor vor.
- Die Eingangskennlinien können durch die Lage der Schwellenspannung U_{th} unterschieden werden.

2.3.2 Aufbau

Im vorherigen Abschnitt wurde bereits schematisch der Querschnitt eines n-Kanal MOSFETs gezeigt. Für viele Anwendungen und Logikschaltungen sind zusätzlich auch p-Kanal MOSFETs notwendig. Beide komplementären Varianten lassen sich mit dem gleichen Ausgangsmaterial realisieren, es wird dann von CMOS-Technik (engl.: Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) gesprochen. Im ersten Schritt der Herstellung muss für den p-Kanal MOSFET (PMOS) lokal eine n-Dotierung erfolgen, der restliche Aufbau entspricht dem eines n-Kanal MOSFET (NMOS) mit komplementärer Dotierung. Obwohl das M in MOSFET ursprünglich für Metall steht, ist das Gate-Material heutzutage aus fertigungstechnischen Gründen in der Regel aus leitfähigem Polysilizium. Die Elektroden und die Verschaltung der Gebiete und des Gates erfolgen beispielsweise mittels Aluminiumstrukturen.

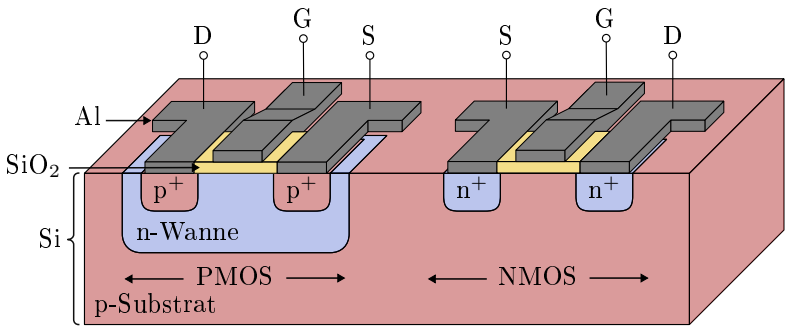


Abbildung 9.47: **Querschnitt CMOS Struktur.** Integration eines PMOS und NMOS in gemeinsamen p-dotierten Silizium-Substrat.

Die folgende Abbildung zeigt den möglichen Querschnitt eines n-Kanal JFETs. Im direkten Vergleich zum MOSFET ist der Aufbau, durch den Verzicht auf die Isolationsschicht am Gate deutlich einfacher. Obwohl die Funktionsweise eines MOSFETs früher beschrieben wurde, konnte der JFET aufgrund des einfacheren Aufbaus etwa 15 Jahre früher gefertigt werden. Die hochdotierten n^+-Gebiete dienen zur besseren Kontaktierung des n-Kanals und sind nicht zwingend erforderlich. Wesentlich sind somit nur drei dotierte Bereiche notwendig und deren elektrische Kontaktierung: Der n-Kanal mit Drain- und Source-Anschluss sowie das p-dotierte Gate ober- und unterhalb des Kanals.

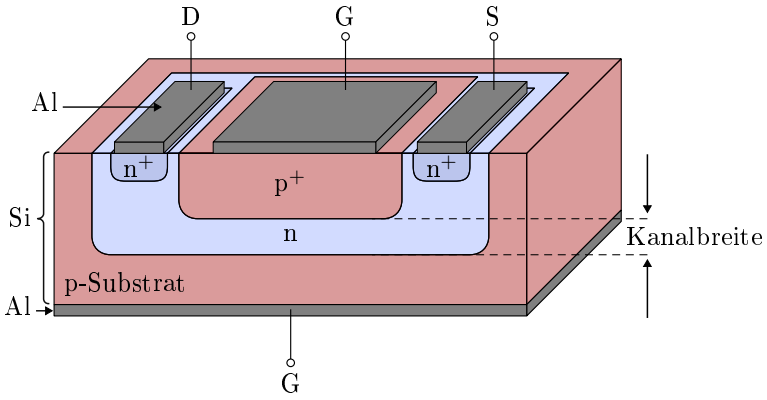


Abbildung 9.48: **Querschnitt n-Kanal JFET.** Allgemeiner Aufbau eines n-Kanal JFETs mit dotierten Gebieten und notwendigen Elektroden.

Merke:

- CMOS-Technik kombiniert komplementäre MOSFETs in einem Bauteil.
- JFETs weisen den einfachsten Aufbau von FETs auf.

2.3.3 Anwendungen/Grundschaltungen

Steuerbarer Widerstand

Durch den Betrieb des MOSFETs im linearen Bereich weist dieser einen variablen Widerstandswert auf, der elektronisch gesteuert werden kann. Der einstellbare Wert kann als Steuerelement für kompliziertere elektronische Schaltungen verwendet werden. Ein wichtiger Vorteil bei der Verwendung eines solchen Transistors liegt darin, dass das Steuersignal sehr gut von den Widerstandsklemmen isoliert ist. In der folgenden Abbildung ist gezeigt, wie im einfachsten Fall ein MOSFET als steuerbarer Widerstand in einem Spannungsteiler dient, sowie eine allgemeine Darstellung der dadurch repräsentierten Schaltung. Es ist zu beachten, dass die gezeigte Schaltung nur einen sehr begrenzten Einsatzbereich aufweist. Gründe dafür sind die begrenzte Linearität des Transistors, dessen geringer Widerstand sowie der Einfluss des Widerstandes R auf U_{DS}.

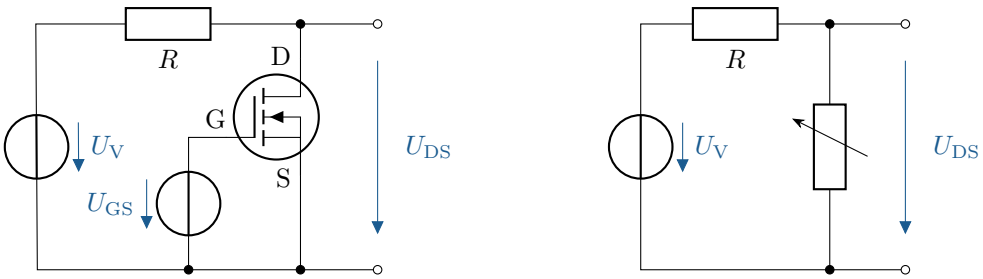


Abbildung 9.49: **MOSFET als steuerbarer Widerstand.** Links: Spannungsteiler mit MOSFET als steuerbares Element. Rechts: Spannungsteiler mit Repräsentation des MOSFETs als steuerbarer Widerstand.

Merke:

Der ohmsche Widerstand eines MOSFETs kann durch U_{GS} gesteuert werden, der Durchgangswiderstand ist allerdings gering und der Wertebereich sehr schmal.

Schalter

Ein MOSFET kann als Schalter betrieben werden, indem die Spannung U_{GS} gesteuert wird. Im eingeschalteten Zustand wird eine ausreichend positive Spannung (für n-Kanal MOSFETs) an das Gate angelegt, wodurch ein leitfähiger Kanal zwischen Source und Drain entsteht. Dadurch kann Strom durch den Transistor und die in Reihe geschaltete Last fließen. Im ausgeschalteten Zustand wird U_{GS} reduziert, was den leitfähigen Kanal entfernt und den Stromfluss stoppt.

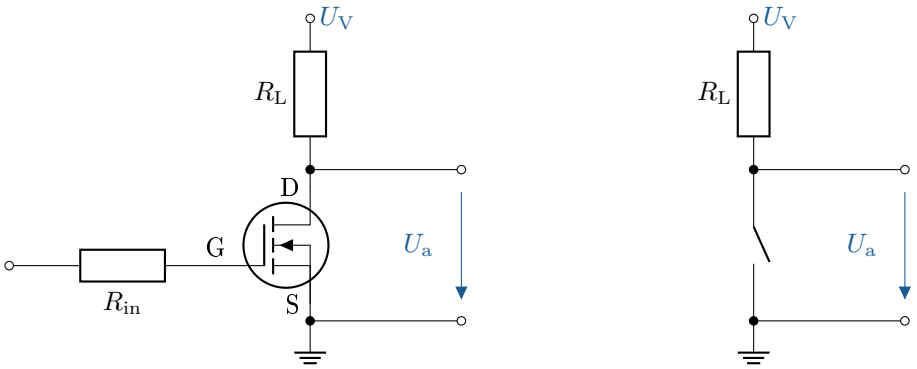


Abbildung 9.50: **MOSFET als Schalter.** Links: Schaltung mit MOSFET als steuerbaren Schalter. Rechts: Ersatzschaltbild mit der Repräsentation des MOSFETs als Schalter.

Merke:

Der große Vorteil von MOSFETs in diesem Szenario ist ihre hohe Schaltgeschwindigkeit, der niedrige Widerstand im leitenden Zustand sowie der hohe Eingangswiderstand am Gate.

Typische Anwendungen für MOSFETs als Schalter sind Schaltnetzteile, Motorsteuerungen, Logikschaltungen und allgemein als Ersatz für Relais. Der Arbeitsbereich liegt dabei jeweils im Sättigungsbereich.

Inverter

Wie bereits im Abschnitt Aufbau beschrieben, beinhalten CMOS-Strukturen sowohl p-Kanal als auch n-Kanal MOS-Transistoren. Ein typisches darauf basierendes Grundelement ist ein Inverter, auch bekannt als NOT-Gatter. Das Eingangssignal E wird auf die parallel geschalteten Gates geführt. Als Ausgangssignal dient das Potential zwischen den in Reihe geschalteten Drain-Source-Strecken. Die Schaltung ergibt sich gemäß Abbildung 9.51 links. Es ergeben sich die beiden folgenden Zustände:

1. Eingangssignal 0 V (low):

- $Transistor_2$ (T_2) ist leitend, da U_{GS2} negativ ist.
- $Transistor_1$ (T_1) ist sperrend, da U_{GS1} null ist.
- Der Strom kann von der Versorgungsspannung durch T_2 zum Ausgang fließen bzw. an Q liegt 5 V an (high Signal).

2. Eingangssignal 5 V (high):

- T_2 ist sperrend, da U_{GS2} null ist.
- T_1 ist leitend, da U_{GS1} positiv ist.
- Der Strom kann von dem Ausgang durch T_1 zum Ground fließen bzw. an Q liegt 0 V an (low Signal).

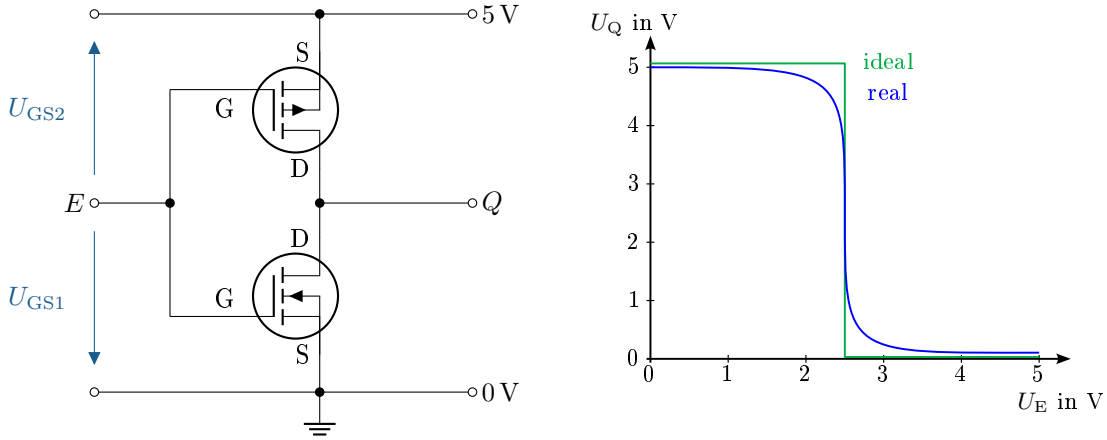


Abbildung 9.51: **MOSFET als Inverter.** Links: Schaltkreis eines CMOS Inverters. Rechts: Spannungskennlinie mit realem Ausgangssignal (blau) und idealem Ausgangssignal (grün).

Gemäß dem beschriebenen Verhalten ergibt sich ein diskretisiertes Ausgangssignal, das invers zum Eingangssignal ist (siehe Abbildung 9.51 rechts). Es ist zu beachten, dass das gewünschte Verhalten nur bei Spannungen nahe 0 V bzw. der Versorgungsspannung zuverlässig eintritt. Bei beispielsweise der halben Versorgungsspannung ist der Wert des Ausgangssignals nicht genau definiert und die Transistoren können sowohl leitend als auch sperrend sein bzw. einen Zustand dazwischen annehmen. Zusätzlich ist dieser Zustand zu vermeiden, da die Versorgungsspannung kurzgeschlossen wird und ein großer Stromfluss möglich ist.

A Übungsaufgaben

A.1 Beschreibung des Bändermodells

Beschreiben Sie ausführlich das Bändermodell von Festkörpern und seine Bedeutung für die Unterscheidung zwischen Leiter, Halbleiter und Isolator. Gehen Sie dabei insbesondere auf die folgenden Aspekte ein:

- relevante Bänder und deren Besetzung mit Ladungsträgern.
- die Bedeutung der Bandlücke und wie diese die elektrischen Eigenschaften von Materialien beeinflusst.
- Einfluss von Temperaturänderungen auf die Leitfähigkeit.

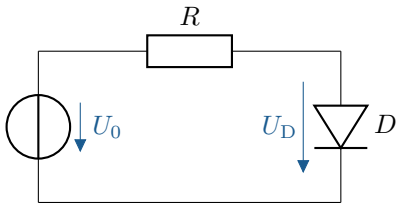
A.2 Die Raumladungszone im pn-Übergang

Untersuchen Sie die Eigenschaften und die Bildung der Raumladungszone in pn-Übergängen von Halbleitern. Beantworten Sie die folgenden Aspekte in Ihrer Ausarbeitung:

- Was ist die Raumladungszone und wie entsteht diese im pn-Übergang?
- Wie ist der Verlauf des elektrischen Feldes im Halbleiter?
- Welche inneren Vorgänge wirken auf die freien Ladungsträger?
- Wie verändert sich die Raumladungszone bei einer angelegten Spannung in Durchlass- und Sperrrichtung?

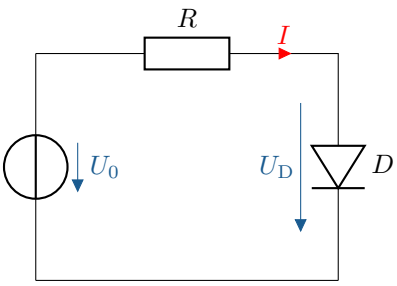
A.3 Berechnung des Spannungsabfalls einer Diode

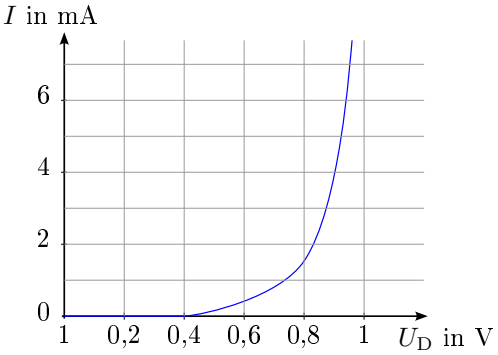
Gegeben ist eine Reihenschaltung aus einer Gleichspannungsquelle, einem Widerstand und einer Siliziumdiode mit einer Schleusenspannung von $U_\mathrm{S} = 0{,}7\,\mathrm{V}$. Welche Spannung fällt näherungsweise über dem Widerstand R ab, wenn die Versorgungsspannung $U_0 = 5\,\mathrm{V}$ beträgt?



A.4 Bestimmung des Arbeitspunkts und der Leistung einer Diode

Eine Diode hat die folgende Kennlinie im Durchlassbereich. Sie wird in Reihe mit einer idealen Spannungsquelle $U_0 = 1\,\mathrm{V}$ und einem Widerstand mit dem Wert von $R = 200\,\Omega$ geschaltet.





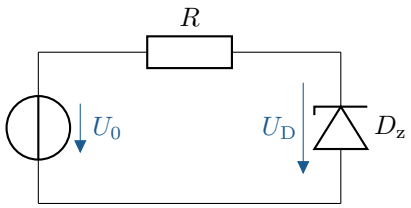
a) Welcher Strom I und welche Spannung U_D stellen sich ein? Lösen Sie das Problem graphisch.

b) Welche elektrische Leistung wird an der Diode umgesetzt?

c) Wie muss R gewählt werden, damit sich ein Strom von 3 mA einstellt?

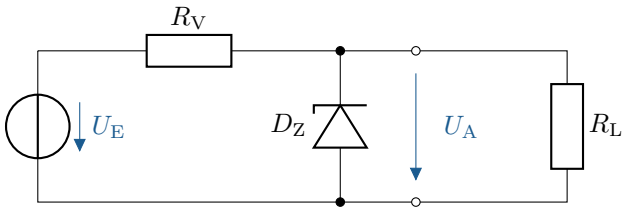
A.5 Dimensionierung des Vorwiderstands einer Zenerdiode

Die Zenerspannung der Diode beträgt $U_\mathrm{D} = 6\,\mathrm{V}$ und die Diode darf eine maximale Verlustleistung von $P_\mathrm{tot} = 400\,\mathrm{mW}$ nicht überschreiten. Die maximale Eingangsspannung beträgt $U_0 = 12\,\mathrm{V}$.
Wie groß muss der Widerstand R mindestens sein, damit die Diode nicht zerstört wird?



A.6 Einsatz einer Zenerdiode zur Spannungsstabilisierung

Mit Hilfe einer Zenerdiode soll ein Lastwiderstand $R_\mathrm{L} = 160\,\Omega$ mit einer stabilisierten Spannung von $U_\mathrm{A} = 8\,\mathrm{V}$ versorgt werden.
Dem Datenblatt der Zenderdiode ist zu entnehmen, dass bei einer Zenerspannung von $-8\,\mathrm{V}$ ein Zenerstrom von $-0{,}45\,\mathrm{A}$ fließt.

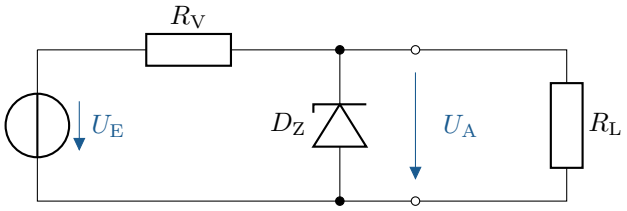


a) Berechnen Sie den Vorwiderstand R_V, sodass sich bei einer Eingangsspannung von $U_\mathrm{E} = 10\,\mathrm{V}$ eine Ausgangsspannung von $U_\mathrm{A} = 8\,\mathrm{V}$ einstellt.

b) Wie groß sind die Leistungen, die an R_V, R_L und an der Diode D_Z umgesetzt werden?

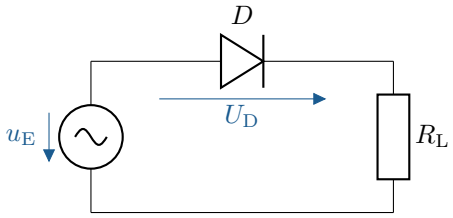
A.7 Ermittlung der Betriebsgrenzen einer Zenerdiode

Gegeben ist die folgende Schaltung mit einer Zenerdiode und zwei Widerständen. Die eingesetzte Zenerdiode besitzt eine Zenerspannung von $U_Z = 8\,V$. Die maximale Verlustleistung der Diode beträgt $P_{tot} = 8\,W$. Die Diode arbeitet im stabilisierenden Bereich, wenn der Strom durch sie mindestens $5\,mA$ beträgt. Zusätzlich sind die folgenden Werte gegeben: $U_E = 20\,V \pm 10\%$ und $R_V = 10\,\Omega$.
Welchen minimalen und maximalen Widerstandswert darf der Lastwiderstand R_L nicht unter- bzw. überschreiten, damit die Diode einerseits im stabilisierenden Bereich arbeitet und andererseits nicht überlastet wird?



A.8 Einsatz einer Diode zur Leistungsreduzierung

In einer einfachen Schaltung wird eine Diode zur Leistungsreduktion eingesetzt. Der Widerstand $R_L = 1\,k\Omega$ stellt eine Heizlast dar. Die Netzspannung beträgt $230\,V$ Effektivwert bei einer Frequenz von $50\,Hz$.

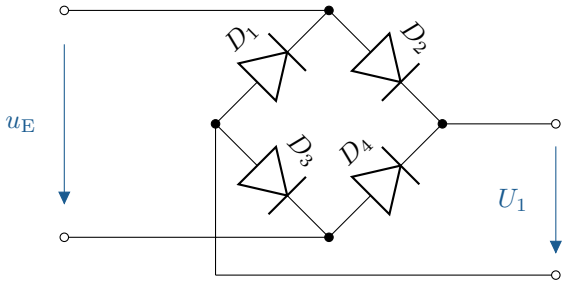


a) Welche mittlere Leistung wird in R_L und in der Diode umgesetzt, wenn die Diode als idealer Gleichtrichter wirkt (d.h. nur eine Halbwelle durchlässt)?

b) Wie groß wäre die mittlere Leistung bei überbrückter Diode (volle Netzspannung an R_L)?

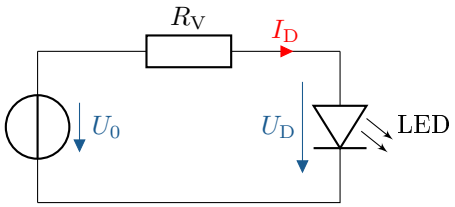
A.9 Spannungsverlauf in einer Brückengleichrichterschaltung

Skizzieren Sie die Spannung U_1 der gegebenen Schaltung. Beachten Sie, dass es sich bei u_E um eine Wechselspannung handelt.



A.10 Berechnung des Vorwiderstands einer LED

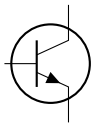
Wie bei allen Dioden muss auch bei Leuchtdioden (LEDs) der Strom begrenzt werden. Dazu wird ein Vorwiderstand in Reihe geschaltet, wie in der unten gezeigten Schaltung.
Die eingesetzte LED besitzt eine Durchlassspannung von $U_\mathrm{D} = 2{,}2\,\mathrm{V}$. Die ideale Helligkeit wird bei einem Strom von $I_\mathrm{D} = 30\,\mathrm{mA}$ erreicht. Die Eingangsspannung beträgt $U_0 = 5\,\mathrm{V}$.



Welchen der folgenden Widerstandswerte würden Sie für R verwenden, um die LED möglichst nahe an ihrem optimalen Betriebspunkt (d.h. mit optimaler Helligkeit) zu betreiben?
$15\,\Omega$, $33\,\Omega$, $68\,\Omega$, $150\,\Omega$, $180\,\Omega$

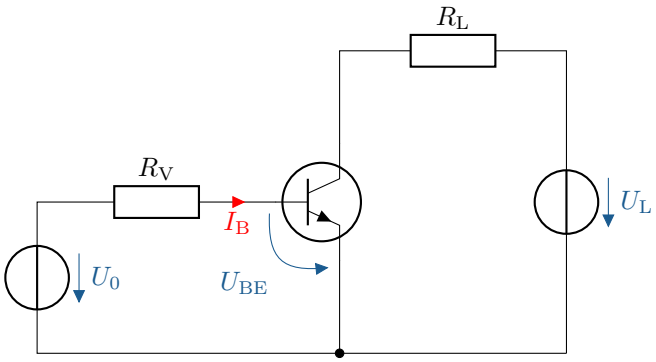
A.11 Identifikation eines Bauteils anhand des Schaltzeichens

Was für ein Bauelement wird mit folgendem Symbol gekennzeichnet?



A.12 Ermittlung von Basis-Emitter-Spannung und Basisstrom

Gegeben ist die abgebildete Transistorschaltung mit den folgenden Parametern: $U_0 = 5\,\mathrm{V}$, $U_L = 15\,\mathrm{V}$, $R_\mathrm{V} = 100\,\mathrm{k\Omega}$ und $R_\mathrm{V} = 500\,\Omega$.

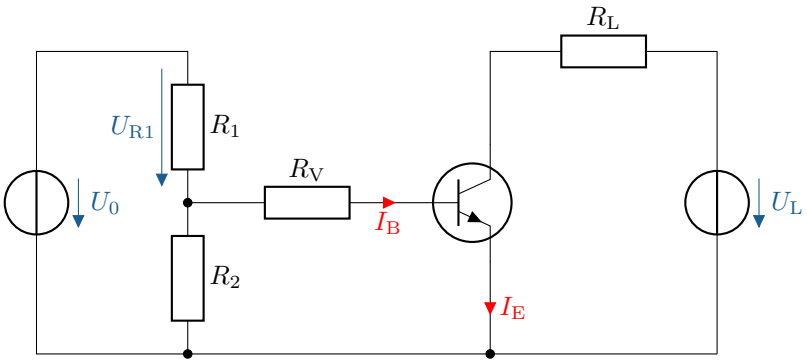


a) Wie groß ist die Spannung U_BE näherungsweise, wenn es sich um einen Siliziumtransistor handelt?

b) Wie groß ist der Strom I_B?

A.13 Berechnung der Widerstände einer Transistorschaltung

Gegeben ist die abgebildete Transistorschaltung mit den folgenden Parametern: $U_0 = 5\,\mathrm{V}$, $U_{\mathrm{R1}} = 0{,}6\,\mathrm{V}$, $U_{\mathrm{L}} = 15\,\mathrm{V}$, $R_1 = 300\,\Omega$, $R_2 = 2\,\mathrm{k}\Omega$ und $R_{\mathrm{V}} = 500\,\Omega$. Damit der gezeichnete Siliziumtransistor schaltet, braucht er einen Basisstrom von $50\,\mu\mathrm{A}$ um durchzuschalten.

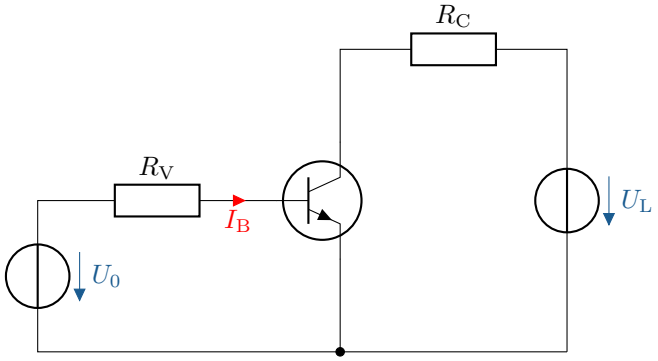


a) Wie groß muss der Widerstand R_{V} gewählt werden, damit der Transistor durchschaltet?

b) Angenommen der Spannungsabfall des Transistors U_{CE} beträgt 7,5 V, wie groß ist der Strom durch I_{E}?

A.14 Schaltverhalten eines Transistors

Gegeben ist die abgebildete Transistorschaltung mit den folgenden Parametern: $U_0 = 5\,\mathrm{V}$ und $U_L = 15\,\mathrm{V}$. Damit der gezeigte Siliziumtransistor schaltet, benötigt er einen Basisstrom von $I_{\mathrm{B}} = 50\,\mu\mathrm{A}$, um in den leitenden Zustand zu gelangen.



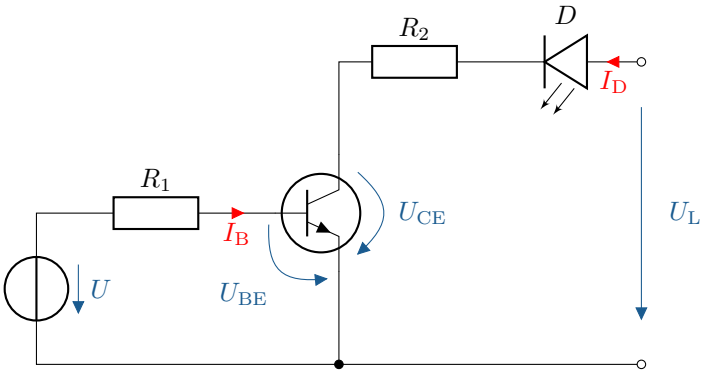
a) Wie groß muss der Vorwiderstand R_{V} gewählt werden, damit der Transistor durchschaltet?

b) Der Transistor hat einen Stromverstärkungsfaktor $\beta = 180$ und einen Kollektorwiderstand $R_{\mathrm{C}} = 200\,\Omega$. Wie groß sind der Kollektorstrom I_{C} und der Spannungsabfall zwischen Kollektor und Emitter U_{CE}?

A.15 Transistorschaltung mit LED

Mithilfe eines Bipolartransistor soll eine LED betrieben werden. Dabei muss durch die LED ein Strom von $I_{\mathrm{D}} = 30\,\mathrm{mA}$ fließen, damit sie ihre optimale Leuchtkraft erreicht.

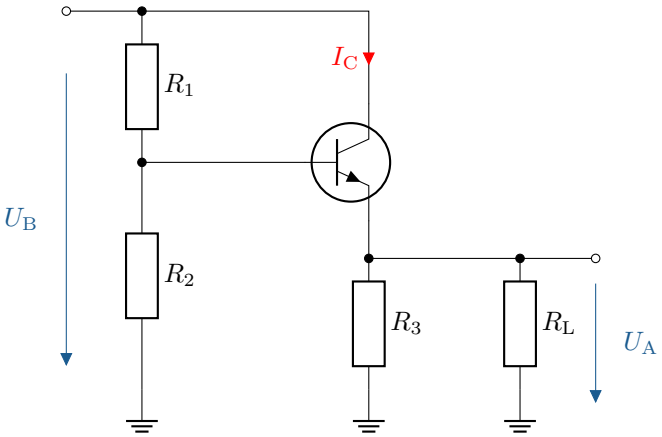
Der verwendete Transistor besitzt einen Stromverstärkungsfaktor von $\beta = 50$ und im durchgeschalteten Zustand eine Kollektor-Emitter-Spannung von $U_{CE} = 0{,}3\,V$. Zusätzlich sind die folgenden Parameter gegeben: $R_1 = 3{,}3\,k\Omega$, $R_2 = 270\,\Omega$ und $U_L = 9\,V$.



Welche Spannung U muss an der Basis anliegen, damit der Transistor durchschaltet?

A.16 Analyse des Arbeitsbereichs eines Transistors

Der Stromverstärkungsfaktor des verwendeten Siliziumtransistors beträgt $\beta = 150$ und die Versorgungsspannung liegt bei $U_V = 15\,V$. Die Schaltung soll so dimensioniert werden, dass der Kollektorstrom $I_C = 2\,mA$ beträgt.

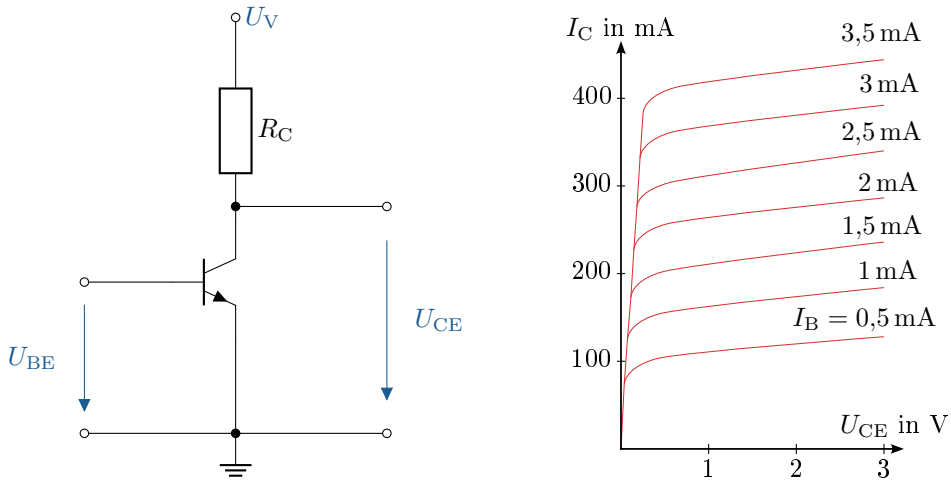


a) Dimensionieren Sie den Widerstand R_3 so, dass bei einer Spannung am Ausgang von $U_A = 3\,V$ der Strom durch R_3 genau 75% des Emitterstroms beträgt.

b) Bestimmen Sie die Widerstände R_1 und R_2, unter der Annahme, dass die Kollektor-Basis-Spannung $U_{BE} = 0{,}6\,V$ beträgt und durch R_2 etwa das 9-fache des Basisstroms I_B fließt.

A.17 Berechnungen in einer Transistorschaltungen

Gegeben ist die folgende Schaltung mit dem Ausgangskennlinienfeld eines Transistors.



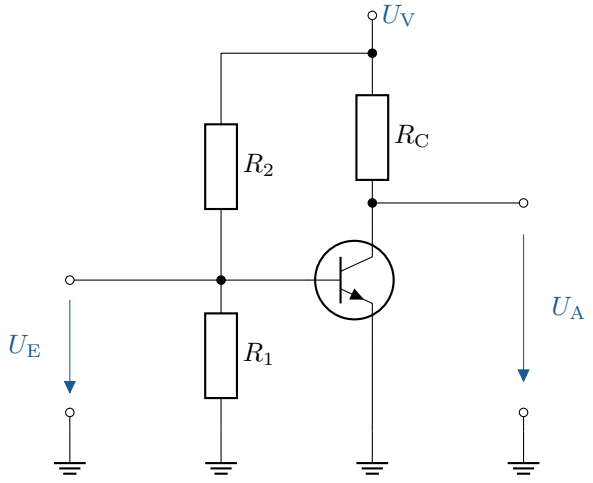
a) Wie groß ist der maximale Kollektorstrom des idealen Transistors (bei $R_{CE} = 0\,\Omega$), wenn der Kollektorwiderstand $R_C = 7{,}5\,\Omega$ beträgt und die Versorgungsspannung $U_V = 3\,V$ ist?

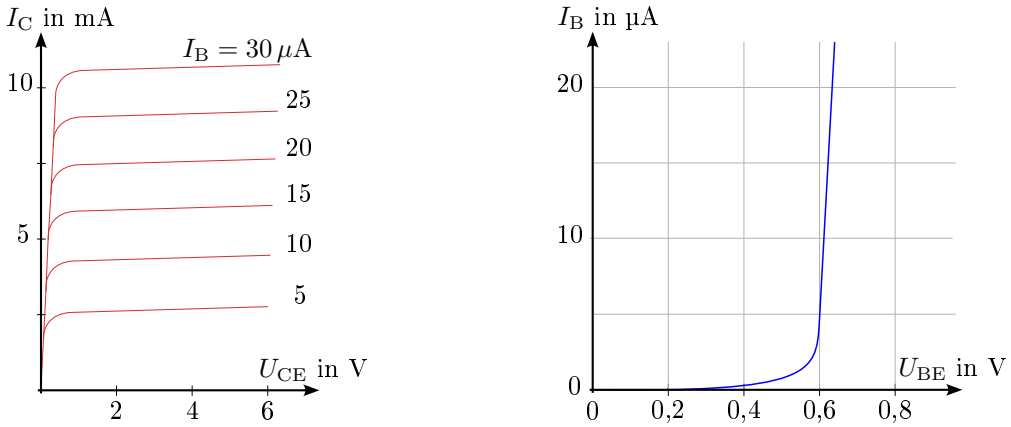
b) Bestimmen Sie U_{CE}, U_{RC} und I_C des realen Transistors bei einem Basisstrom von $I_B = 2\,mA$. Tragen Sie dazu die Widerstandsgerade in das Kennlinienfeld ein.

c) Für einen neuen Arbeitspunkt fallen nur noch 1,7 V über dem Kollektorwiderstand R_C ab, der Basisstrom beträgt weiterhin 2 mA. Bestimmen Sie den neuen Widerstand R_C.

A.18 Berechnung der Stromverstärkung einer Transistorschaltung

Gegeben ist die folgende Schaltung mit dem Kennlinienfeld des Transistors. Die Versorgungsspannung beträgt $U_V = 6\,V$. Der Arbeitspunkt liegt bei der halben Betriebsspannung.



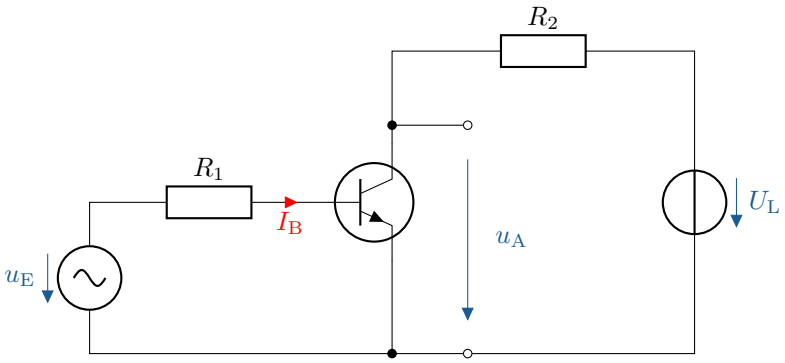


Bestimmen Sie die folgenden Werte aus dem Kennlinienfeld:

- Die Paare I_B/U_{BE} und I_C/U_{CE} im Arbeitspunkt
- Die Stromverstärkung β

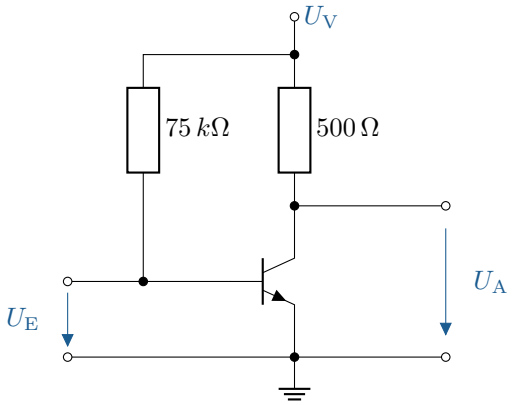
A.19 Verhalten eines Transistors bei Wechselspannung

Was passiert wenn an einen Transistor eine reine Wechselspannung angelegt wird?



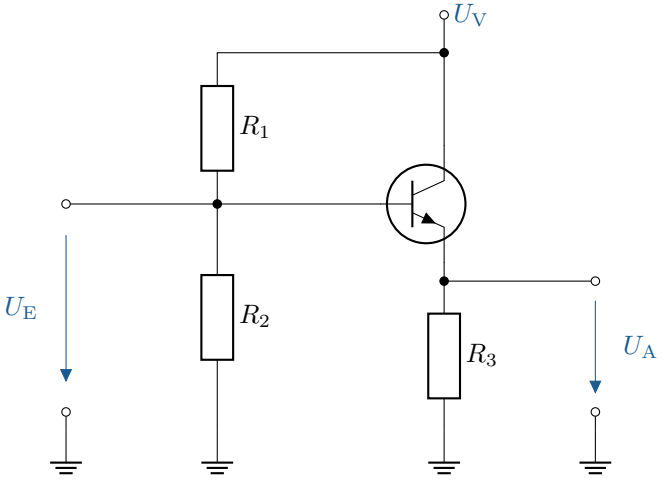
A.20 Erstellung eines Kleinsignal-Ersatzschaltbilds

Zeichnen Sie das Kleinsignalersatzschaltbild der gegebenen Schaltung.



A.21 Erstellung eines Kleinsignal-Ersatzschaltbilds

Zeichnen Sie das Kleinsignalersatzschaltbild der gegebenen Schaltung.

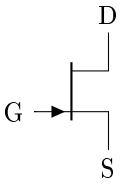


A.22 Bestimmung der Gate-Source-Spannung eines Feldeffekttransistors

Bei welcher Spannung an Source-Gate leitet ein Sperrschichttransistor den meisten Strom?

A.23 Untersuchung des Stromflusses im Feldeffekttransistor (FET)

Wo fließt bei dem dargestellten Transistor der meiste Strom?

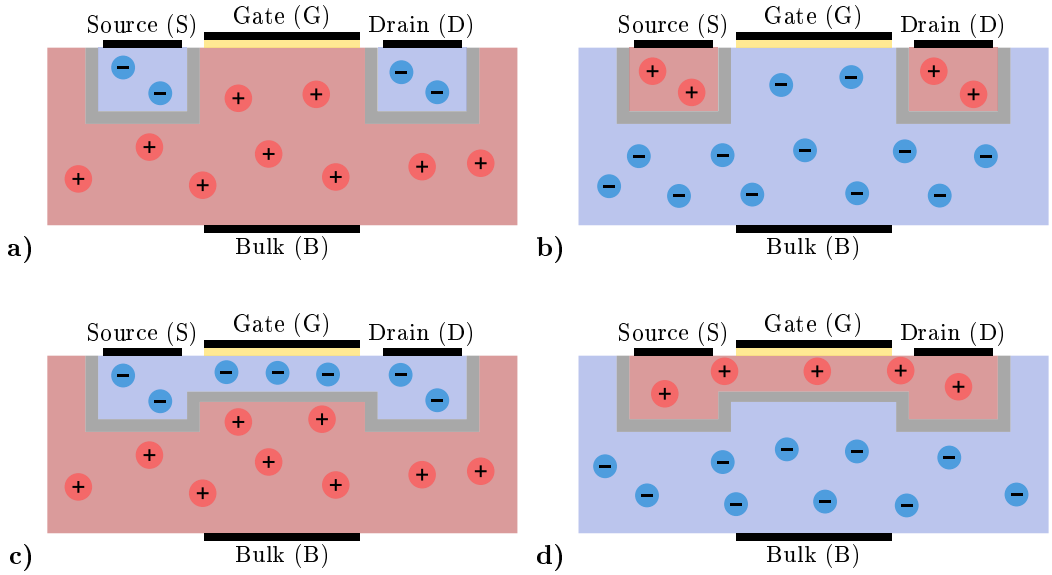


A.24 Interpretation der Kennlinie eines Sperrschichttransistors

In welche zwei Bereiche lässt sich die Ausgangskennlinie des Sperrschichttransistors unterteilen?

A.25 Erkennung von Dotierungsmustern bei Transistoren

Ohne das Anlegen einer Spannung ergeben sich die folgenden Verteilungen von p- und n-Gebieten. Um was für einen Typ von Transistor handelt es sich?



A.26 Erklärung des Funktionsprinzips der CMOS-Technologie

Was sagt das C in CMOS aus?

a) Unterscheidung von Anreicherungs- und Verarmungstyp

b) Die Verwendung von JFETs und MOSFETS in einer Schaltung

c) Spiegelt den Verlauf der Transferkennlinie wieder

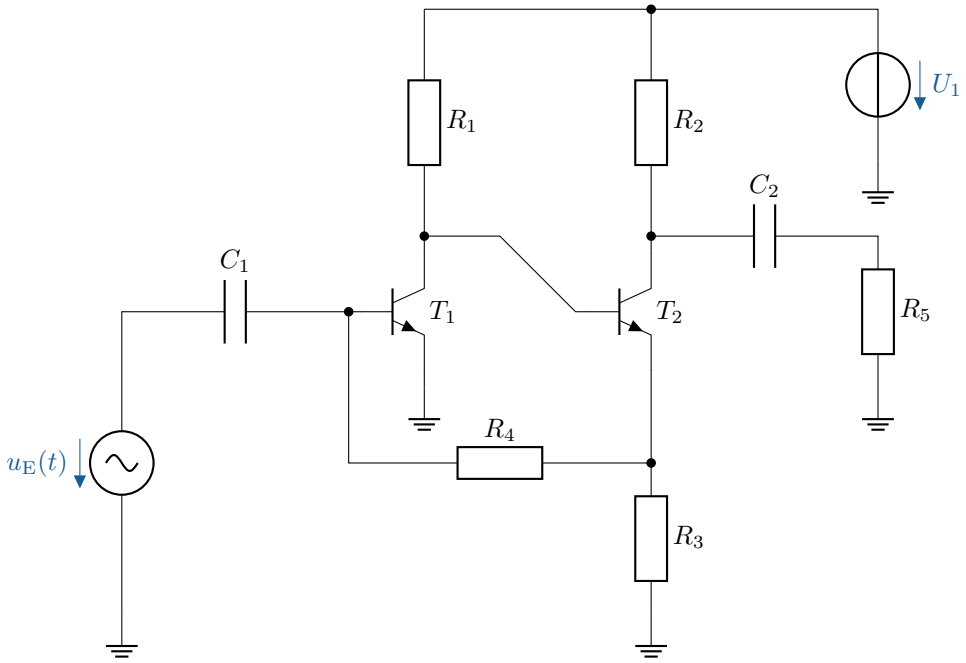
d) Weißt auf die Spannungsempfindlichkeit von MOSFETs hin

e) In einer Schaltung werden sowohl p- als auch n-Kanal Transistoren verwendet

A.27 Transistor-Verbundverstärker

Zwei npn-Bipolartransistoren bilden zusammen einen rauscharmen Verstärker für Signale im Bereich unter $1\,\mu$V. Die Versorgungsspannung beträgt $U_1 = 10\,$V. Am Kollektor des Transistors T_2 liegt eine Spannung von $4\,$V gegenüber Masse an. Im Arbeitspunkt von T_1 und T_2 kann für die Basis-Emitter-Spannungen jeweils $U_{BE} = 600\,$mV angenommen werden. Die Kollektorströme I_C sind sehr groß gegenüber den Basisströmen I_B anzunehmen, daher gilt näherungsweise $I_C = I_E$. Zusätzlich sind die folgenden Parameter gegeben:

$R_1 = 10\,\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\,\text{k}\Omega$, $R_3 = 2\,\text{k}\Omega$, $R_4 = 300\,\text{k}\Omega$, $R_5 = 10\,\text{M}\Omega$
$C_1 = 1\,\mu$F, $C_2 = 1\,\mu$F
$U_1 = 10\,$V, $\hat{u}_E = 0{,}1\,$mV



a) Wie groß ist der maximale Strom durch R_2 im Arbeitspunkt ($I_{R2} = I_{C,\,T2}$)?

b) Wie groß ist der Strom durch R_3 näherungsweise, wenn $R_4 >> R_3$?

c) Wie groß ist die Spannung, die über R_3 abfällt?

d) Wie groß ist die Gleichspannung an der Basis von T_2 ($U_{B,\,T2} = U_{CE,\,T1}$)?

e) Wie groß ist der Strom durch R_1 ($I_{R1} = I_{C,\,T1}$)?

f) Erläutern Sie die Arbeitspunktstabiliserung der gesamten Schaltung auf Grund der Gegenkopplung über R_4.

g) Wie groß ist die Steilheit S von T_1, wenn zusätzlich $U_T = 26\,\text{mV}$ gegeben ist?

h) Wie groß ist die Spannungsverstärkung $A_V = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta U_{BE}}$, der ersten Transistorstufe?

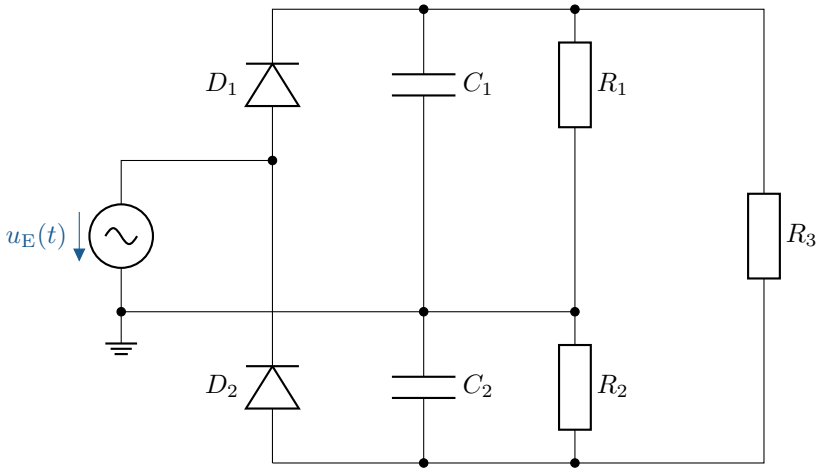
i) Wie groß ist die Spannungsverstärkung A_V der zweiten Transistorstufe, unter Verwendung der Definition $A_{V,T2} = \frac{\Delta U_C}{\Delta U_B}$? Zur Lösung müssen zusätzlich die Widerstände R_2 und R_3 berücksichtigt werden.

j) Wie groß ist die Spannungsverstärkung der beiden Stufen T_1 und T_2 zusammen?

k) Zeichnen Sie das Kleinsignal-Ersatzschaltbild der gesamten Schaltung. Ersetzen Sie darin die beiden Transistoren im Arbeitspunkt jeweils durch eine steuerbare Stromquelle $S = \beta \cdot i_B$ und einen differentiellen Eingangswiderstand r_{BE}.

A.28 Gleichrichterschaltung

Hier eine Gleichrichterschaltung mit pn-Silizium-Dioden. Die Spannungsquelle V_1 liefert sinusförmige 50 Hz Wechselspannung mit einer Amplitude von 5 V.



a) Welche Gleichspannungen treten über R_1,R_2 und R_3 auf?

b) Welche Funktionen haben die Kondensatoren C_1 und C_2?

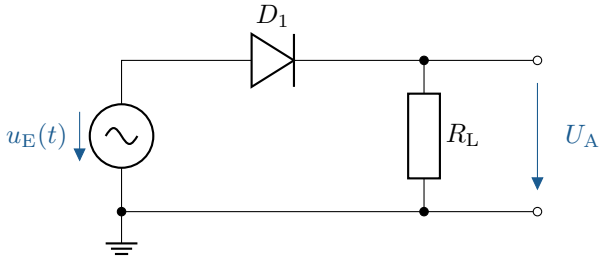
c) Was ist der besondere Vorteil dieser Gleichrichterschaltung, z.B. für Anwendungen mit Operationsverstärkern?

d) Skizzieren Sie eine andere Spannungs-Verdopplungs-Schaltung, bei der die maximale positive Gleichsspannung (Ausgangsspannung) gegenüber Massepotential der speisenden Wechselspannung V_1 zur Verfügung steht.

A.29 Untersuchung eines einfachen Gleichrichters

Analysieren Sie den folgenden Gleichrichter. Zusätzlich sind die folgenden Parameter gegeben:

$\hat{u}_E = 5\,V$, $R_L = 1\,k\Omega$ und eine Durchlassspannung von $U_f = 0{,}7\,V$.



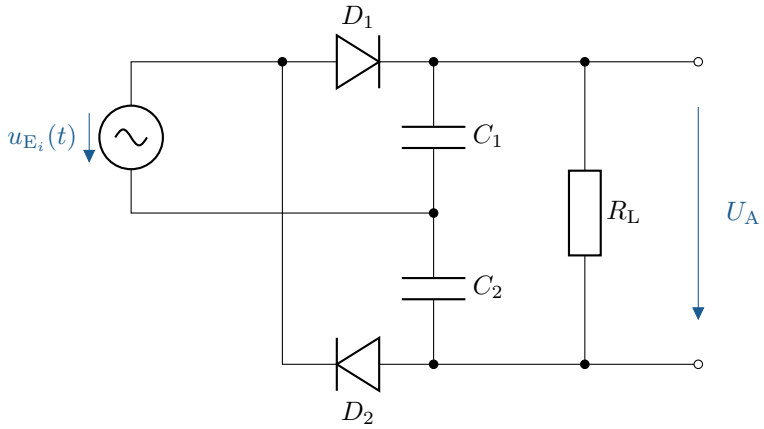
a) Berechnen Sie die Ausgangsspannung U_A.

b) Bestimmen Sie den durch den Lastwiderstand R_L fließenden Strom I_L.

A.30 Analyse einer Spannungsverdoppler-Schaltung

Analysieren Sie die Funktion der dargestellten Delon-Schaltung zur Spannungsverdopplung und berechnen Sie die Ausgangsspannung für verschiedene Eingangsspannungen. Zusätzlich sind die folgenden Parameter gegeben:

$U_{E1,eff} = 110\,V$, $U_{E2,eff} = 230\,V$ und der Durchlassspannung von $U_f = 0{,}7\,V$.



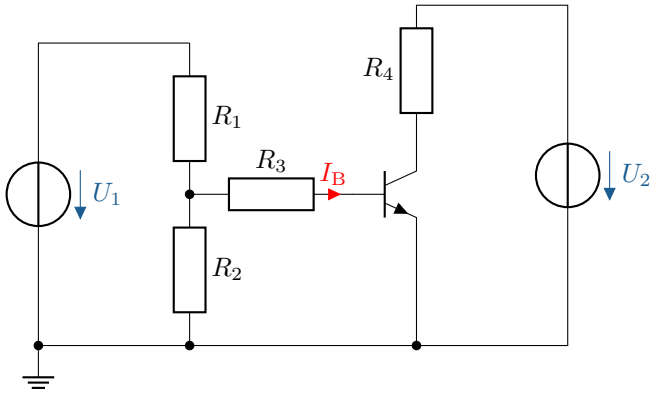
a) Erklären Sie das Funktionsprinzip der Delon-Schaltung und wie diese die Eingangsspannung verdoppelt.

b) Berechnen Sie die theoretische Leerlauf-Ausgangsspannung U_A für die gegebenen Eingangsspannungen.

c) Diskutieren Sie, wie sich die Ausgangsspannung U_A unter Lastbedingungen verhält und welche Faktoren die Spannungsstabilität beeinflussen.

A.31 Grundverhalten eines npn-Bipolartransistors

Analysieren Sie das Grundverhalten eines Bipolartransistors in einer Basisschaltung. Der npn-Transistor weist einen Stromverstärkungsfaktor von $\beta = 100$ auf, es wird ein Basisstrom von $I_B = 20\,\mu A$ angenommen.



a) Berechnen Sie den Kollektorstrom I_C.

b) Bestimmen Sie die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE}, wenn der Kollektorwiderstand $R_4 = 1\,k\Omega$ und die Versorgungsspannung $U_2 = 12\,V$ beträgt.

A.32 Zeichnung und Berechnung einer Kollektorschaltung

a) Zeichnen Sie die folgende Schaltung: Beschalten Sie einen npn-Transistor mit einem Basisvorwiderstand von $R_B = 4{,}7\,k\Omega$, einem Emitterwiderstand von $R_E = 1\,k\Omega$ und einer Spannungsversorgung von $U_0 = 15\,V$. Schalten Sie eine 10 V-Z-Diode in Sperrrichtung von der Basis auf Masse.

Verwenden Sie nur eine Spannungsversorgung, welche sowohl die Basis als auch den Kollektor versorgt.

b) Berechnen Sie die Emitterspannung U_{E}, und den Emitterstrom I_{E}.

c) Berechnen Sie die Leistung am Emitterwiderstand P_{RE}.

B Lösungen zu den Übungsaufgaben

B.1 Beschreibung des Bändermodells

Das Bändermodell erklärt die Energiezustände, die Elektronen in Festkörpern einnehmen können. In einem einzelnen Atom sind die Elektronenzustände diskrete Energielevel. Siehe: Abschnitt 1.1

B.2 Die Raumladungszone im pn-Übergang

Die RLZ ist eine schmale Region um den pn-Übergang herum, in der positive Ionen aus der n-Schicht und negative Ionen aus der p-Schicht verbleiben, nachdem die Diffusion abgeschlossen ist. In dieser Zone gibt es keine freien Ladungsträger, da die positiven und negativen Ladungen sich gegenseitig neutralisieren. Dadurch entsteht ein elektrisches Feld ($\vec{E}$), das sowohl einen Driftstrom erzeugt als auch die Diffusion von weiteren Ladungsträgern unterdrückt. Die Raumladungszone wirkt wie eine Sperrschicht und verhindert den Stromfluss in Sperrrichtung. Siehe: Abschnitt 1.4

B.3 Berechnung des Spannungsabfalls einer Diode

Da es sich um eine Siliziumdiode handelt, beträgt die Schleusenspannung und der daraus resultierende Spannungsabfall am Bauteil ungefähr 0,6 bis 0,7 V.

In der Reihenschaltung ergibt sich der folgende Zusammenhang:

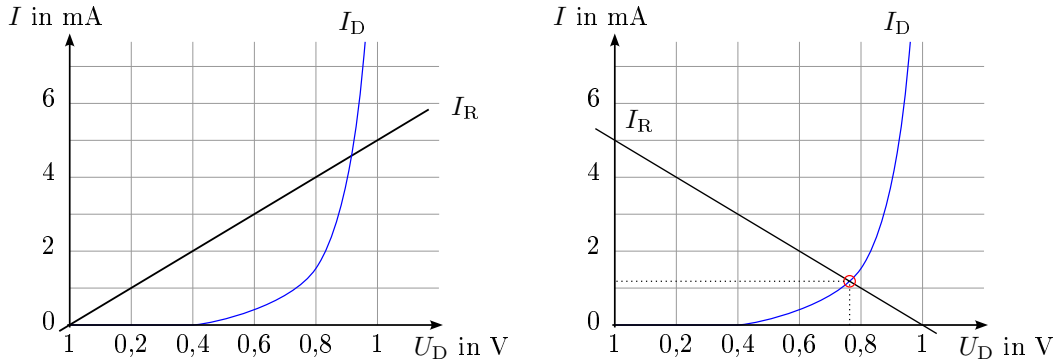
$$U_0 = U_{\mathrm{R}} + U_{\mathrm{D}}$$

$$U_{\mathrm{R}} = U_0 - U_{\mathrm{D}} = 5\,\mathrm{V} - 0{,}7\,\mathrm{V} = 4{,}3\,\mathrm{V}$$

Siehe: Abschnitt 2.1.1

B.4 Bestimmung des Arbeitspunkts und der Leistung einer Diode

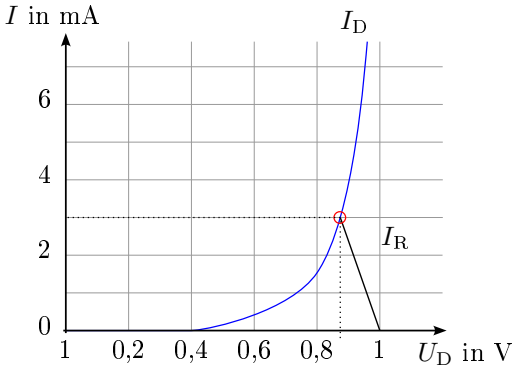
a) Im ersten Schritt wird die Wirkung der Spannungsquelle auf den Widerstand R betrachtet. Bei $U_0 = 1\,\mathrm{V}$ fließen durch den Widerstand R ein Strom von $I_{\mathrm{R}} = \frac{U_0}{R} = \frac{1\,\mathrm{V}}{200\,\Omega} = 5\,\mathrm{mA}$. Es kann die Widerstandgerade vom Ursprung aus zu dem Punkt (1 V, 5 mA) eingezeichnet werden (linke Abbildung).
Gemäß des Aufbaus der Schaltung muss die Widerstandsgerade im nächsten Schritt gespiegelt werden, es entsteht die rechte Darstellung. Der Schnittpunkt beider Linien entspricht dem Arbeitspunkt (U_{AP}, I_{AP}), dieser lautet: (0,75 V, 1,2 mA).



b) Die Leistung ergibt sich aus dem zuvor ermittelten Arbeitspunkt.

$$P = U_{\mathrm{AP}} \cdot I_{\mathrm{AP}} = 0{,}75\,\mathrm{V} \cdot 1{,}2\,\mathrm{mA} = 0{,}9\,\mathrm{mW}$$

c) Ausgehend vom Punkt $(1\,\mathrm{V}, 0\,\mathrm{mA})$ zum Schnittpunkt mit der Diodenkennlinie bei $I = 3\,\mathrm{mA}$ ergibt sich die gesuchte Widerstandsgerade.



Es kann der Schnittpunkt $(0{,}86\,\mathrm{V}, 3\,\mathrm{mA})$ abegelesen werden.

$$U_{\mathrm{R}} = U_0 - U_{\mathrm{D}} = 1\,\mathrm{V} - 0{,}86\,\mathrm{V} = 0{,}14\,\mathrm{V}$$
$$I = 3\,\mathrm{mA}$$
$$R = \frac{U_{\mathrm{R}}}{I} = \frac{0{,}14\,\mathrm{V}}{3\,\mathrm{mA}} = 46{,}67\,\Omega$$

Siehe: Abschnitt 9.17

B.5 Dimensionierung des Vorwiderstands einer Zenerdiode

Die Spannung am Widerstand ergibt sich zu:

$$U_{\mathrm{R}} = U_0 - U_{\mathrm{D}} = 12\,\mathrm{V} - 6\,\mathrm{V} = 6\,\mathrm{V}$$

Die maximale Verlustleistung der Diode ist:

$$P_{\mathrm{tot}} = U_{\mathrm{D}} \cdot I = 400\,\mathrm{mW}$$

Daraus folgt der maximale Strom durch die Diode:

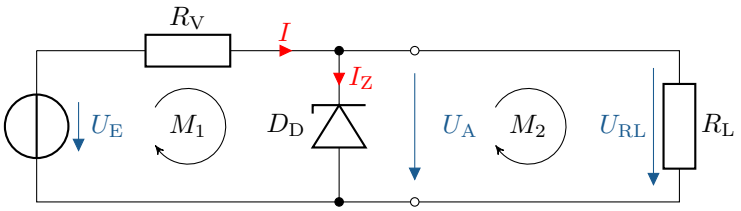
$$I = \frac{400\,\mathrm{mW}}{6\,\mathrm{V}} = 66{,}7\,\mathrm{mA}$$

Um diesen Strom nicht zu überschreiten, ergibt sich der Mindestwert für den Widerstand:

$$R = \frac{U_\mathrm{R}}{I} = \frac{6\,\mathrm{V}}{66{,}7\,\mathrm{mA}} \approx 90\,\Omega$$

Siehe: Abschnitt 2.1.3

B.6 Einsatz einer Zenerdiode zur Spannungsstabilisierung



a)

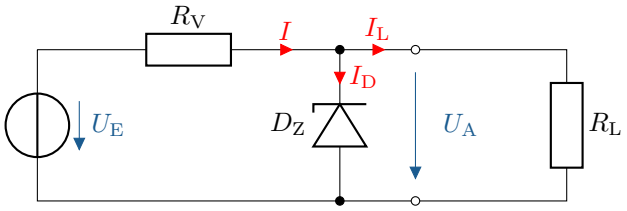
$$I_\mathrm{RL} = \frac{8\,\mathrm{V}}{160\,\Omega} = 0{,}05\,\mathrm{A}$$
$$I = 0{,}05\,\mathrm{A} + 0{,}45\,\mathrm{A} = 0{,}5\,\mathrm{A}$$
$$U_\mathrm{RV} = 10\,\mathrm{V} - 8\,\mathrm{V} = 2\,\mathrm{V}$$
$$R_\mathrm{V} = \frac{2\,\mathrm{V}}{0{,}5\,\mathrm{A}} = 4\,\Omega$$

b)

$$P_\mathrm{RV} = 2\,\mathrm{V} \cdot 0{,}5\,\mathrm{A} = 1\,\mathrm{W}$$
$$P_\mathrm{RL} = 8\,\mathrm{V} \cdot 0{,}05\,\mathrm{A} = 0{,}4\,\mathrm{W}$$
$$P_\mathrm{DZ} = 8\,\mathrm{V} \cdot 0{,}45\,\mathrm{A} = 3{,}6\,\mathrm{W}$$

Siehe: Abschnitt 2.1.3

B.7 Ermittlung der Betriebsgrenzen einer Zenerdiode



Gegeben sind:

$$U_\mathrm{max} = 22\,\mathrm{V} \text{ und } U_\mathrm{min} = 18\,\mathrm{V}$$

Fall 1: Bei $U_{\max} = 22\,\mathrm{V}$

$$U_{\mathrm{RV}} = 22\,\mathrm{V} - 8\,\mathrm{V} = 14\,\mathrm{V}$$
$$I = \frac{14\,\mathrm{V}}{10\,\Omega} = 1{,}4\,\mathrm{A}$$
$$I = I_{\mathrm{D}} + I_{\mathrm{L}}$$
$$I_{\mathrm{D,\ max}} = \frac{8\,\mathrm{W}}{8\,\mathrm{V}} = 1\,\mathrm{A}$$
$$I_{\mathrm{L}} = 1{,}4\,\mathrm{A} - 1\,\mathrm{A} = 0{,}4\,\mathrm{A}$$
$$R_{\mathrm{L}} = \frac{8\,\mathrm{V}}{0{,}4\,\mathrm{A}} = 20\,\Omega \Rightarrow R_{\mathrm{L,\ max}} = 20\,\Omega$$

Fall 2: Bei $U_{\min} = 18\,\mathrm{V}$

$$U_{\mathrm{RV}} = 18\,\mathrm{V} - 8\,\mathrm{V} = 10\,\mathrm{V}$$
$$I = \frac{10\,\mathrm{V}}{10\,\Omega} = 1\,\mathrm{A}$$
$$I_{\mathrm{D,\ min}} = 5\,\mathrm{mA}$$
$$I_{\mathrm{L}} = 1\,\mathrm{A} - 5\,\mathrm{mA} = 0{,}995\,\mathrm{A}$$
$$R_{\mathrm{L}} = \frac{8\,\mathrm{V}}{0{,}995\,\mathrm{A}} \approx 8\,\Omega \Rightarrow R_{\mathrm{L,\ min}} \approx 8\,\Omega$$

Siehe: Abschnitt 2.1.3

B.8 Einsatz einer Diode zur Leistungsreduzierung

a) Bei einem idealen Ventil: Nach dem Erreichen der Flussspannung verhält sich die Diode wie ein perfekter Leiter ohne Widerstand.
Da nur eine Halbwelle der Wechselspannung durchgelassen wird, halbiert sich die Leistung im Lastwiderstand. Die Diode selbst setzt keine Leistung um:

$$P_{\mathrm{D}} = 0\,\mathrm{W}$$

Die mittlere Leistung im Lastwiderstand beträgt:

$$P_{\mathrm{RL}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(U_{\mathrm{eff}})^2}{R_{\mathrm{L}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(230\,\mathrm{V})^2}{1\,\mathrm{k}\Omega} = 26{,}45\,\mathrm{W}$$

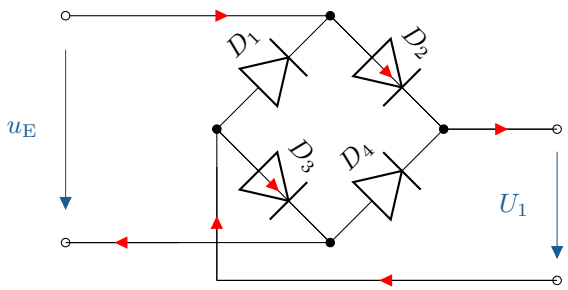
b) Bei überbrückter Diode liegt die volle Wechselspannung am Lastwiderstand an:

$$P_{\mathrm{RL}} = \frac{U_{\mathrm{eff}}^2}{R_{\mathrm{L}}} = \frac{230\,\mathrm{V}^2}{1\,\mathrm{k}\Omega} = 52{,}9\,\mathrm{W}$$

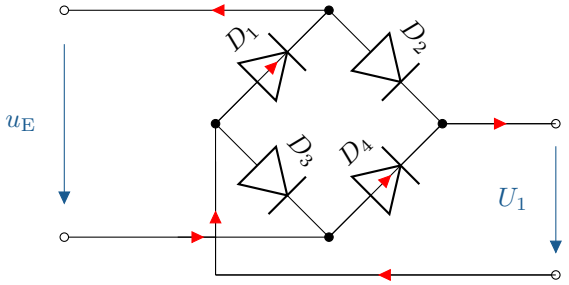
Siehe: Abschnitt 2.1.4

B.9 Spannungsverlauf in einer Brückengleichrichterschaltung

- Bei einer negativen Halbwelle fließt der Strom über D_2 und D_3.



- Bei einer positiven Halbwelle fließt der Strom über D_4 und D_1.



Siehe: Abschnitt 2.1.4

B.10 Berechnung des Vorwiderstands einer LED

Berechnung der Spannung am Vorwiderstand:

$$U_\mathrm{V} = U_0 - U_\mathrm{D} = 5\,\mathrm{V} - 2{,}2\,\mathrm{V} = 2{,}8\,\mathrm{V}$$

Berechnung des optimalen Vorwiderstands für $I_\mathrm{D} = 30\,\mathrm{mA}$:

$$R_\mathrm{V} = \frac{U_\mathrm{V}}{I_\mathrm{D}} = \frac{2{,}8\,\mathrm{V}}{30\,\mathrm{mA}} = 93{,}3\,\Omega$$

Berechnung des Stroms bei Auswahl eines konkreten Widerstandswertes:

$$I_\mathrm{D} = \frac{U_\mathrm{V}}{R} = \frac{2{,}8\,\mathrm{V}}{150\,\Omega} = 18{,}7\,\mathrm{mA}$$

Berechnung bei zwei Widerständen in Parallelschaltung mit zusätzlichem Serienwiderstand:

$$R_\mathrm{ges} = \frac{150\,\Omega \cdot 180\,\Omega}{150\,\Omega + 180\,\Omega} + 15\,\Omega = 96{,}8\,\Omega$$
$$I_\mathrm{D} = \frac{2{,}8\,\mathrm{V}}{96{,}8\,\Omega} = 28{,}9\,\mathrm{mA}$$

Alternative Reihenschaltung:

$$R_\mathrm{ges} = 4 \cdot 15\,\Omega + 33\,\Omega = 93\,\Omega$$

Fazit: Ein kombinierter Widerstand aus $4 \cdot 15\,\Omega + 33\,\Omega = 93\,\Omega$ oder eine Parallelschaltung mit $150\,\Omega \parallel 180\,\Omega + 15\,\Omega = 96{,}8\,\Omega$ führt zu einem Strom nahe dem optimalen Wert von 30 mA.
Empfohlene Wahl: Kombination mit Gesamtwiderstand nahe $93\,\Omega$.

Siehe: Abschnitt 2.1.3

B.11 Identifikation eines Bauteils anhand des Schaltzeichens

Beim dargestellten Bauelement handelt es sich um einen npn-Transistor. Siehe: Abschnitt 9.25

B.12 Ermittlung von Basis-Emitter-Spannung und Basisstrom

a) Diese Spannung ist eine materialbedingte Eigenschaft des Silizium-Transistors und bleibt nahezu konstant, unabhängig von der Basisspannung U_{B}. Ein npn-Transistor hat im leitenden Zustand eine typische Basis-Emitter-Spannung von:

$$U_{\mathrm{BE}} \approx 0{,}6\,\mathrm{V} \text{ bis } 0{,}7\,\mathrm{V}$$

Obwohl $U_0 = 5\,\mathrm{V}$ ist, begrenzt der Transistor die Spannung U_{BE} auf ca. 0,6 V, sobald der Transistor leitend ist. Der überschüssige Spannungsabfall wird durch andere Ströme und Bauteile der Schaltung ausgeglichen.

b)

$$I_{\mathrm{B}} = \frac{5\,\mathrm{V} - 0{,}6\,\mathrm{V}}{100\,\mathrm{k\Omega}} = 44\,\mu\mathrm{A}$$

Siehe: Abschnitt 2.2 und 9.29

B.13 Berechnung der Widerstände einer Transistorschaltung

a)

$$\frac{5\,\mathrm{V}}{2\,\mathrm{k\Omega} + 0{,}3\,\mathrm{k\Omega}} = \frac{U_1}{300\,\Omega} \Rightarrow U_1 = 300\,\Omega \cdot \frac{5\,\mathrm{V}}{2\,\mathrm{k\Omega} + 0{,}3\,\mathrm{k\Omega}} = 0{,}65\,\mathrm{V}$$

$$5\,\mathrm{V} = 0{,}65\,\mathrm{V} + U_{\mathrm{RV}} + 0{,}6\,\mathrm{V}$$

$$U_{\mathrm{RV}} = 5\,\mathrm{V} - 0{,}65\,\mathrm{V} - 0{,}6\,\mathrm{V} = 3{,}75\,\mathrm{V}$$

$$R_{\mathrm{V}} = \frac{3{,}75\,\mathrm{V}}{50\,\mu\mathrm{A}} = 75\,\mathrm{k\Omega}$$

b)

$$I_{\mathrm{C}} = \frac{15\,\mathrm{V} - 7{,}5\,\mathrm{V}}{500\,\Omega} = 15\,\mathrm{mA}$$

$$I_{\mathrm{E}} = I_{\mathrm{C}} + I_{\mathrm{B}} = 15\,\mathrm{mA} + 50\,\mu\mathrm{A} = 15{,}05\,\mathrm{mA}$$

$$\frac{I_{\mathrm{C}}}{I_{\mathrm{B}}} = \beta = 300$$

Siehe: Abschnitt 2.2 und 9.29

B.14 Schaltverhalten eines Transistors

a) Berechnung des Vorwiderstands für den Basisstrom:

$$R_{\mathrm{V}} = \frac{U}{I} = \frac{5\,\mathrm{V} - 0{,}6\,\mathrm{V}}{50\,\mu\mathrm{A}} = \frac{4{,}4\,\mathrm{V}}{50\,\mu\mathrm{A}} = 88\,\mathrm{k\Omega}$$

b) Berechnung des Kollektorstroms mit Stromverstärkungsfaktor:

$$\beta = \frac{I_\mathrm{C}}{I_\mathrm{B}}$$
$$I_\mathrm{C} = \beta \cdot I_\mathrm{B} = 180 \cdot 50\,\mu\mathrm{A} = 9\,\mathrm{mA}$$

Berechnung des Spannungsabfalls am Kollektorwiderstand:

$$U_\mathrm{RC} = I_\mathrm{C} \cdot R_\mathrm{C} = 9\,\mathrm{mA} \cdot 200\,\Omega = 1{,}8\,\mathrm{V}$$

Berechnung der Spannung zwischen Kollektor und Emitter:

$$U_\mathrm{CE} = 15\,\mathrm{V} - 1{,}8\,\mathrm{V} = 13{,}2\,\mathrm{V}$$

Siehe: Abschnitt 2.2 und 9.29

B.15 Transistorschaltung mit LED

Berechnung des Kollektorstroms bei bekannter Spannung und Lastwiderstand:

$$I_\mathrm{C} = \frac{U}{R}$$
$$I_\mathrm{C} = \frac{9\,\mathrm{V} - 0{,}3\,\mathrm{V}}{270\,\Omega} = 32{,}2\,\mathrm{mA}$$

Berechnung des benötigten Basisstroms mit dem Stromverstärkungsfaktor $\beta = 50$:

$$I_\mathrm{B} = \frac{I_\mathrm{C}}{\beta}$$
$$I_\mathrm{B} = \frac{32{,}2\,\mathrm{mA}}{50} = 0{,}644\,\mathrm{mA}$$

Spannungsabfall am Vorwiderstand:

$$U_\mathrm{V} = 0{,}644\,\mathrm{mA} \cdot 3{,}3\,\mathrm{k\Omega} = 2{,}12\,\mathrm{V}$$

Gesamte Basisspannung (inkl. U_BE):

$$U = U_\mathrm{V} + U_\mathrm{BE} = 2{,}12\,\mathrm{V} + 0{,}6\,\mathrm{V} = 2{,}72\,\mathrm{V}$$

Antwort: Die Basisspannung muss 2,72 V betragen, damit der Transistor durchschaltet.

Siehe: Abschnitt 2.2 und 9.29

B.16 Analyse des Arbeitsbereichs eines Transistors

a) Berechnung des Basisstroms über den Stromverstärkungsfaktor:

$$I_\mathrm{B} = \frac{I_\mathrm{C}}{\beta} = \frac{2\,\mathrm{mA}}{150} = 13{,}3\,\mu\mathrm{A}$$
$$I_\mathrm{E} = I_\mathrm{C} + I_\mathrm{B} = 2\,\mathrm{mA} + 13{,}3\,\mu\mathrm{A} = 2{,}013\,\mathrm{mA}$$
$$I_{\mathrm{R}_3} = 0{,}75 \cdot I_\mathrm{E} = 0{,}75 \cdot 2{,}013\,\mathrm{mA} = 1{,}51\,\mathrm{mA}$$
$$R_3 = \frac{3\,\mathrm{V}}{1{,}51\,\mathrm{mA}} = 1{,}99\,\mathrm{k\Omega}$$

b) Berechnung des Stroms durch R_2:

$$I_{R_2} = 9 \cdot I_B = 9 \cdot 13{,}3\,\mu A = 0{,}12\,mA$$
$$R_2 = \frac{U_a + U_{BE}}{I_{R_2}} = \frac{3\,V + 0{,}6\,V}{0{,}12\,mA} = 30\,k\Omega$$

Berechnung des Stroms durch R_1, welcher gleich I_{R_2} ist:

$$R_1 = \frac{U_{BE}}{I_{R_1}} = \frac{0{,}6\,V}{0{,}12\,mA} = 5{,}6\,k\Omega$$

Siehe: Abschnitt 2.2.1

B.17 Berechnungen in einer Transistorschaltungen

a) Berechnung des maximalen Kollektorstroms bei idealem Transistor ($R_{CE} = 0$):

$$I_C = \frac{U_V}{R_C} = \frac{3\,V}{7{,}5\,\Omega} = 400\,mA$$

b) Bestimmung der Spannungen und des Kollektorstroms laut Kennlinienfeld:

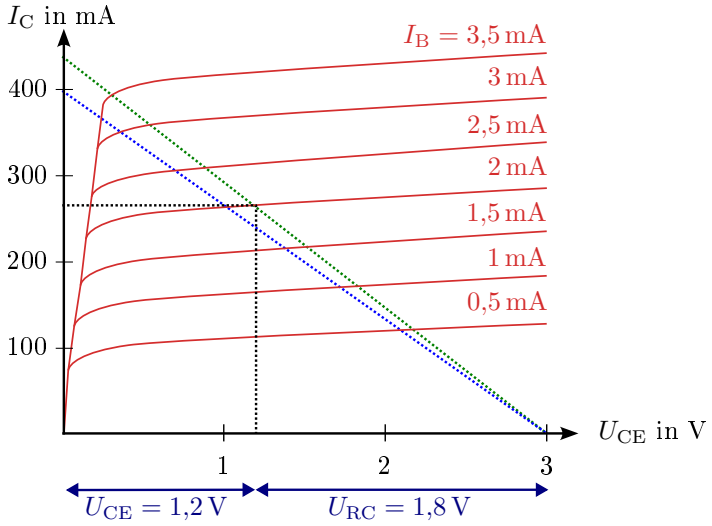


Abbildung 9.55: Kennlinienfeld mit eingezeichneter Widerstandsgerade

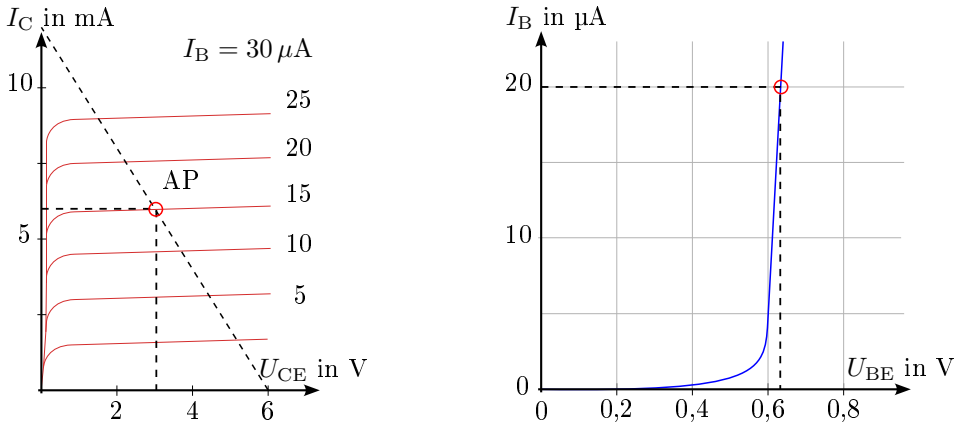
$$U_{CE} = 1{,}2\,V$$
$$U_{RC} = 1{,}8\,V$$
$$I_C = \frac{U_{RC}}{R_C} = \frac{1{,}8\,V}{7{,}5\,\Omega} = 240\,mA$$

c) Berechnung des neuen Widerstandswerts bei gleichem I_C und neuer Spannung $U_{RC} = 1{,}7\,V$:

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{1{,}7\,V}{240\,mA} = 7{,}08\,\Omega$$

Siehe: Abschnitt 2.2.1

B.18 Berechnung der Stromverstärkung einer Transistorschaltung



Gegeben sind folgende Werte im Arbeitspunkt:

$$U_{CC} = 6\,V$$
$$U_{CE} = 3\,V$$
$$I_C = 6\,mA$$
$$U_{BE} = 0{,}62\,V$$
$$I_B = 20\,\mu A$$

Berechnung der Stromverstärkung β:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{6\,mA}{20\,\mu A} = 300$$

Siehe: Abschnitt 2.2.1

B.19 Verhalten eines Transistors bei Wechselspannung

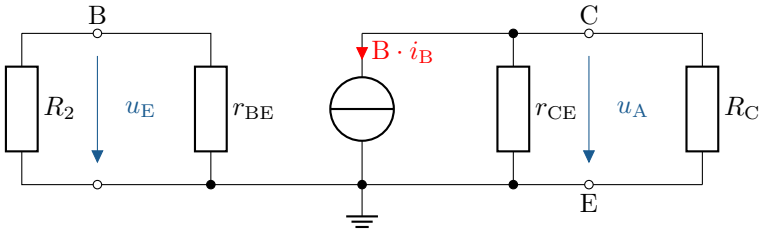
Wenn an einen Transistor eine reine Wechselspannung angelegt wird, tritt kein kontinuierlicher Verstärkungsbetrieb auf.

Das führt zu folgenden Effekten:

- Verzerrungen im Ausgangssignal, da nur die positiven Halbwellen verstärkt werden.
- Die negative Halbwelle wird abgeschnitten, was einer Gleichrichtung des Signals ähnelt.
- Es erfolgt keine lineare Verstärkung, da der Transistor zwischen Sperr- und Sättigungszustand wechselt.

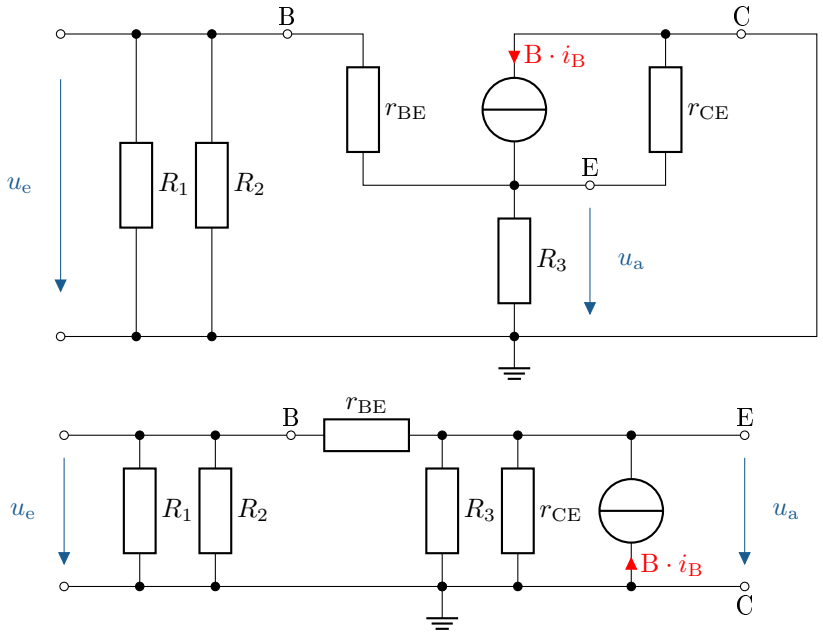
Siehe: Abschnitt 2.1.4

B.20 Erstellung eines Kleinsignal-Ersatzschaltbilds



Siehe: Abschnitt 9.33 und 9.39.

B.21 Erstellung eines Kleinsignal-Ersatzschaltbilds



Siehe: Abschnitt 9.33 und 9.39.

B.22 Bestimmung der Gate-Source-Spannung eines Feldeffekttransistors

In der Regel beträgt $U_{BE} = 0{,}7\,\mathrm{V}$.

Siehe: Abschnitt 2.3.1

B.23 Untersuchung des Stromflusses im Feldeffekttransistor (FET)

Zwischen Gate und Source. Siehe: Abschnitt 2.3.1

B.24 Interpretation der Kennlinie eines Sperrschichttransistors

In Sättigungs- und Widerstandsbereich.

Siehe: Abschnitt 2.3.1

B.25 Erkennung von Dotierungsmustern bei Transistoren

a) n-Kanal selbstsperrend (Verarmungstyp) Siehe: Abschnitt 9.43

b) p-Kanal selbstsperrend (Verarmungstyp) Siehe: Abschnitt 9.43

c) n-Kanal selbstleitend (Anreicherungstyp) Siehe: Abschnitt 9.44

d) p-Kanal selbstleitend (Anreicherungstyp) Siehe: Abschnitt 9.44

B.26 Erklärung des Funktionsprinzips der CMOS-Technologie

e) In einer Schaltung werden sowohl p- als auch n-Kanal Transistoren verwendet

Siehe: Abschnitt 2.3.2

B.27 Transistor-Verbundverstärker

a)

$$I_{\mathrm{C}} = \frac{6\,\mathrm{V}}{10\,\mathrm{k\Omega}} = 0{,}6\,\mathrm{mA}$$

b)

$$I_{\mathrm{C,T2}} = 0{,}6\,\mathrm{mA}$$

c)

$$U_{\mathrm{R3}} = 0{,}6\,\mathrm{mA} \cdot 2\,\mathrm{k\Omega} = 1{,}2\,\mathrm{V}$$

d)

$$1{,}2\,\mathrm{V} + 0{,}6\,\mathrm{V} = 1{,}8\,\mathrm{V}$$

e)

$$I_{\mathrm{C,T1}} = \frac{8{,}2\,\mathrm{V}}{10\,\mathrm{k\Omega}} = 0{,}82\,\mathrm{mA}$$

f) Eine Erhöhung von I_{C} führt zu einem Spannungsanstieg über R_4, dadurch sinkt die Basisspannung von T_1, was I_{C} wieder reduziert. Die negative Rückkopplung stabilisiert den Arbeitspunkt.

g)

$$S = \frac{I_{\mathrm{C,T1}}}{U_{\mathrm{T}}} = \frac{0{,}82\,\mathrm{mA}}{26\,\mathrm{mA}} = 31{,}54\,\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}}$$

h)

$$A_{\mathrm{V}} = S \cdot (-R_{\mathrm{C}}) = -315$$

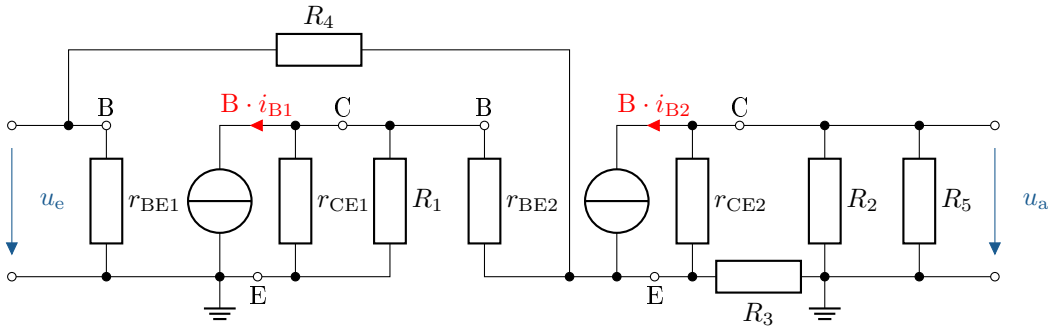
i)

$$A_V = -\frac{R_C}{R_E} = \frac{10\,k\Omega}{2\,k\Omega} = -5$$

j)

$$-5 \cdot -315 = 1575 \approx 1600$$

k) Ersatzschaltbild



Siehe: Abschnitt 2.2.4

B.28 Gleichrichterschaltung

a) $U_{R1} = 4{,}3\,V \Rightarrow$ da $0{,}7\,V$ über D_1 abfallen

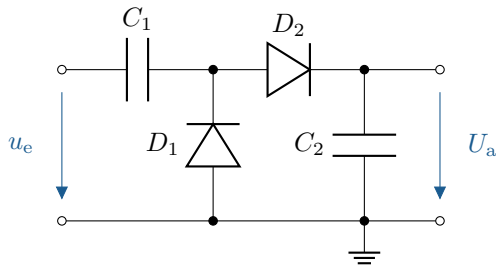
$U_{R2} = -4{,}3\,V \Rightarrow$ da gleiches für die negative Halbwelle

$U_{R3} = 8{,}6\,V \Rightarrow$ da R_3 beide Spannungswerte aufnimmt

b) Die Kondensatoren C_1 und C_2 haben einerseits die Funktionen die Signale zu glätten, sowohl von der negativen als auch der positiven Halbwelle.

c) Der Vorteil dieser Gleichrichtung ist, das sowohl positive als auch negative Spannungen abgegriffen werden können.

d) Schaltung



Siehe: Abschnitt 9.22

B.29 Untersuchung eines einfachen Gleichrichters

a) Berechnung der Ausgangsspannung U_A

Die gegebene Schaltung besteht aus einer Diode in Vorwärtsrichtung und einem Lastwiderstand. Die Ausgangsspannung U_A entspricht der Eingangsspannung abzüglich der Durchlassspannung:

$$U_\mathrm{A} = U_\mathrm{E} - U_\mathrm{f}$$

Einsetzen der Werte:

$$U_\mathrm{A} = 5\,\mathrm{V} - 0{,}7\,\mathrm{V} = 4{,}3\,\mathrm{V}$$

b) Bestimmung des Laststroms I_L

Der durch den Lastwiderstand R_L fließende Strom berechnet sich nach dem Ohmschen Gesetz:

$$I_\mathrm{L} = \frac{U_\mathrm{A}}{R_\mathrm{L}}$$

Einsetzen der Werte:

$$I_\mathrm{L} = \frac{4{,}3\,\mathrm{V}}{1\,\mathrm{k\Omega}} = 4{,}3\,\mathrm{mA}$$

Siehe: Abschnitt 2.1.4

B.30 Analyse einer Spannungsverdoppler-Schaltung

a) Funktionsprinzip der Delon-Schaltung
Die Schaltung arbeitet als Kaskaden-Gleichrichter. Während der positiven Halbwelle der Wechselspannung lädt sich C_1 über D_1 auf die Eingangsspitzen-Spannung $\hat{U}_\mathrm{E}$ auf. Während der negativen Halbwelle lädt sich C_2 über D_2 auf. Dadurch addieren sich die Spannungen von C_1 und C_2, wodurch am Ausgang eine theoretische Gleichspannung von ca. $2 \cdot \hat{U}_\mathrm{E}$ entsteht.

b) Berechnung der Leerlauf-Ausgangsspannung U_A Die Eingangsspannung ist als Effektivwert U_E gegeben. Die Spitzenwertspannung beträgt:

$$\hat{U}_\mathrm{E} = \sqrt{2} \cdot U_\mathrm{E}$$

Da die Schaltung eine Spannungsverdopplung erzeugt, ergibt sich die Leerlauf-Ausgangsspannung:

$$U_\mathrm{A} = 2 \cdot (\hat{U}_\mathrm{E} - U_\mathrm{D}) = 2 \cdot (\sqrt{2} \cdot U_\mathrm{E} - 0{,}7\,\mathrm{V})$$

Für $U_\mathrm{E} = 110\,\mathrm{V}$:

$$U_\mathrm{A} = 2 \cdot (\sqrt{2} \cdot 110\,\mathrm{V} - 0{,}7\,\mathrm{V}) \approx 308\,\mathrm{V}$$

Für $U_\mathrm{E} = 230\,V$:

$$U_\mathrm{A} = 2 \cdot (\sqrt{2} \cdot 230\,\mathrm{V} - 0{,}7\,\mathrm{V}) \approx 644\,\mathrm{V}$$

c) Verhalten unter Lastbedingungen Im Leerlauf bleibt die Ausgangsspannung hoch. Unter Last fällt die Spannung ab, abhängig vom Innenwiderstand der Kondensatoren, der Belastung R_Last und den Diodenverlusten. Der Spannungsabfall hängt von der Restwelligkeit ab, die durch die Lade- und Entladezeiten der Kondensatoren beeinflusst wird. Ein großer Laststrom reduziert die Spannung, da die Kondensatoren sich schneller entladen.

Faktoren, die die Spannung beeinflussen:

- Innenwiderstand der Dioden
- Kapazität der Kondensatoren C
- Belastung durch R_Last
- Netzfrequenz (50 Hz oder 60 Hz)

B.31 Grundverhalten eines npn-Bipolartransistors

a) Berechnung des Kollektorstroms I_C Der Kollektorstrom eines Bipolartransistors ergibt sich aus der Beziehung:

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

mit den gegebenen Werten:

$$I_C = 100 \cdot 20\,\mu A = 2\,mA$$

b) Bestimmung der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} Die Kollektor-Emitter-Spannung ergibt sich aus der Gleichung:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C \cdot R_4$$

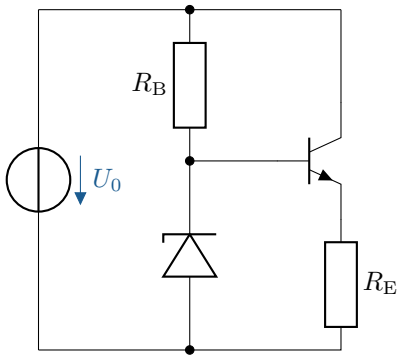
Einsetzen der Werte:

$$U_{CE} = 12\,V - (2\,mA \cdot 1\,k\Omega) = 12\,V - 2\,V = 10\,V$$

Siehe: Abschnitt 9.25

B.32 Zeichnung und Berechnung einer Kollektorschaltung

a) Schaltung:



b) Berechnung der Emitterspannung U_E
Die Zenerdiode fixiert die Basisspannung des Transistors auf $U_Z = 10\,V$. Die Basis-Emitter-Spannung beträgt $U_{BE} = 0{,}7\,V$.

$$U_E = U_Z - U_{BE} = 10\,V - 0{,}7\,V = 9{,}3\,V$$

$$I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{9{,}3\,V}{1\,k\Omega} = 9{,}3\,mA$$

c) Berechnung der Leistung am Emitterwiderstand P_{RE}

$$P_{RE} = I_E^2 \cdot R_E = (9{,}3\,mA)^2 \cdot 1\,k\Omega = 86{,}49\,mW$$

Siehe: Abschnitt 9.38

Index

B

Bändermodell 1
Bandlücke 2

C

CMOS 36

D

Diffusionsstrom 8
Dotierung 3, 7
Driftstrom 8

E

Early-Effekt 23
Energieniveau 1

F

Ferminiveau 3

G

Gitterstruktur 4

L

Leitungsband 2

P

Pauli-Prinzip 2

R

Raumladungszone 10

S

Schleusenspannung 12

V

Valenzband 2