



Technische Universität Berlin
Fakultät IV Elektrotechnik und Informatik
Institut für Hochfrequenz-
und Halbleiter-Systemtechnologien
Fachgebiet Halbleiterbauelemente
Einsteinufer 19, Sekr. E 2, 10587 Berlin



Laborskript

Halbleiterbauelemente Praktikum

Texte von
Theodor Borsche, René Fischer, Christian Gallrapp, Michael Sadowski und anderen

Betreuer:
Prof. Christian Boit
M.Sc. Norbert Herfurth
Anne Beyreuther

Stand 23. Oktober 2018

Inhaltsverzeichnis

0	Einführung in die Laborgeräte	6
0.1	Einführung	6
0.2	Die verwendeten Messgeräte	7
0.3	Versuch	14
0.4	Quickstart AutoMessung	17
1	Die PCD-Methode (Minoritätsträgerlebensdauerermessung)	23
1.1	Einleitung	23
1.2	Theorie	23
1.3	Die PCD-Methode.	31
1.4	Protokoll	37
1.5	Rechenaufgaben.	38
1.6	Versuch	39
1.7	Vorbereitungsaufgaben	41
1.8	Anhang	42
2	Die Diodenkennlinie	46
2.1	Einleitung	46
2.2	Theorie	46
2.3	Versuch	57
2.4	Vorbereitungsaufgaben	59
3	Kapazitätsmessung am MOS-Varaktor	60
3.1	Einleitung	60
3.2	Theorie	60
3.3	Rechenaufgaben.	70
3.4	Versuch	71
3.5	Vorbereitungsaufgaben	72
4	Der MOS-Transistor (MOSFET)	73
4.1	Einleitung	73
4.2	Theorie zum MOS-Transistor	73

4.3	Theorie zum CMOS	83
4.4	CMOS Inverter	84
4.5	Versuchsaufbau	87
4.6	Vorbereitungsaufgaben	89
5	Bipolartransistor in Basisschaltung	91
5.1	Einleitung	91
5.2	Theorie	91
5.3	Versuch	104
5.4	Vorbereitungsaufgaben	105
6	Der beleuchtete pn-Übergang	107
6.1	Einleitung	107
6.2	Theorie	108
6.3	Versuch	120
6.4	Vorbereitungsaufgaben	123

Sicherheitsvorschriften für die Durchführung experimenteller Arbeiten

Bei experimentellen Arbeiten am „Institut für Hochfrequenz- und Halbleiter-Systemtechnologien Fachgebiet: Halbleiterbauelemente“ im Spannungsbereich der SELV (*Safety Extra Low Voltage* - früher „Schutzkleinspannung“) und Netzspannung bestehen erhöhte Gefahren. Jeder muss sich deshalb über die vorhandenen Gefahren im Klaren sein und ist verpflichtet, die erforderlichen Maßnahmen zu treffen, um sich und andere vor Schäden zu schützen.

Voraussetzung für eine wirksame Unfallverhütung ist, dass alle Laboreinrichtungen in einwandfreiem Zustand erhalten werden. Wer durch Vorsatz oder Grobfahrlässigkeit einen Unfall verursacht, ist dafür voll haftbar.

Einschlägige Bestimmungen sind:

- VDE 0100 / Teil 723 (Unterrichtsräume mit Experimentierständen)
- VDE 0105 / Teil 1 (Bestimmungen über den Betrieb von Starkstromanlagen)
- Unfallverhütungsvorschrift / allgemeine Vorschriften der Unfallkasse Berlin

Sie können in der Institutsbibliothek eingesehen werden. In Zweifelsfällen ist stets der verantwortliche Betreuer anzusprechen.

Folgende Punkte sind besonders zu beachten:

1. Allgemeine Vorschriften

- (a) Vor Aufnahme einer experimentellen Arbeit erfolgt eine Einweisung durch den verantwortlichen Betreuer. Hierbei hat sich jeder über die Lage und Handhabung der Sicherheits- bzw. Schutzeinrichtungen zu informieren (z.B. Feuerlöscher, Not-Aus-Schalter).
- (b) Das Betreten von Laborräumen ist in der Regel nur ausgewiesenen Personen gestattet. Bei Besuchern ist die jeweilige ausgewiesene Begleitperson verantwortlich.
- (c) Experimentelle Arbeiten an Spannungen dürfen nur durchgeführt werden, wenn sich mindestens eine weitere vertraute Person im gleichen Raum befindet.
- (d) Bei Unfällen sind sofort die nötigen Maßnahmen zu ergreifen:
 - Not-Aus-Schalter, Erste Hilfe, Feuerlöscher

- Notruf per Telefon
 - 3333 über Hauptpförtner
 - 0-112 Feuerwehr (nur von Amtsapparaten)
 - 0-110 Polizei (nur von Amtsapparaten)
- (e) Den Anforderungen des Aufsichtspersonals (Tutor/WM) ist Folge zu leisten.
- (f) Lebensrettende Sofortmaßnahmen am Unfallort (LSM) sind bis zum Eintreffen des Notarztes einzuleiten

2. Aufbau von Schaltungen

- (a) Ein Auf- bzw. Umbau von Schaltungen darf nur im spannungslosen Zustand erfolgen.
- (b) Die Gefahr der Berührung spannungsführender Teile soll so weit wie möglich ausgeschlossen werden.
- (c) Der Arbeitsplatz und der Schaltungsaufbau sind übersichtlich zu gestalten. Die Bedienung der Schaltelemente, vor allem des Not-Aus-Schalters muss jederzeit möglich sein.
- (d) Der Weg zum Feuerlöscher sowie Fluchtwege dürfen nicht verstellt werden.
- (e) Alle Zuleitungen müssen betriebssicher angebracht sein. Auf ausreichende Leitungsquerschnitte ist zu achten.
- (f) Metallische Gehäuse oder größere Metallteile müssen mit dem Schutzleiter sicher verbunden werden (Klemmverbindung). Die Verbindungsleitung muss grün-gelb gekennzeichnet sein, wenn Arbeiten über der SELV stattfinden. Auf ausreichenden Querschnitt ist zu achten. (Siehe VDE 0100 / Teil 540) Der Schutzleiter darf nicht als Rückleiter benutzt werden.
- (g) Schutzvorrichtungen dürfen nicht beseitigt werden.
- (h) Das Abtrennen des Schutzleiters von Oszilloskopen und anderen Messinstrumenten ist in bestimmten Fällen erlaubt. Diese Maßnahme muss dann eindeutig gekennzeichnet sein. Metallteile sind hierbei durch isolierendes Material abzudecken.
- (i) Defekte Geräte, Instrumente oder schadhafte Leitungen dürfen nicht verwendet werden. Diese oder ähnliche Mängel sind dem verantwortlichen Betreuer sofort zu melden.
- (j) Die Verwendung von ausgebesserten Sicherungen ist verboten.
- (k) Auf Aufspannplatten, Maschinen, Leitern oder Schränken dürfen keine Gegenstände abgelegt werden.

3. Schalthandlungen

- (a) Schalthandlungen an den Steuerpulten, an Schaltschränken, bereits vorhandenen Versuchsschaltungen und am Leistungsverteiler dürfen nur von Personen ausgeführt werden, die im Gebrauch der Anlage unterwiesen sind.

- (b) Bei neu aufgebauten oder umgebauten Schaltungen erfolgt die Freigabe und das erstmalige Einschalten durch den verantwortlichen Betreuer.
- (c) Schalthandlungen sind so auszuführen, dass eventuell auftretende Lichtbögen nicht zu Verletzungen führen.
- (d) Die Betätigung von Schaltern oder anderen Einstell- oder Bedienungselementen soll nur mit einer Hand ausgeführt werden. Dabei soll mit der anderen Hand kein metallischer Gegenstand berührt werden.
- (e) Nach Beendigung der Arbeiten ist darauf zu achten, dass die Schaltungen einschließlich der Hilfsbetriebe abgeschaltet sind.

4. Schaltungen, die unter Spannung stehen

- (a) Bei Schaltungen, die unter Spannung stehen, dürfen nur Bedienelemente berührt werden. Messleitungen (z.B. Tastköpfe, Messklemmen) dürfen nur im spannungslosen Zustand angelegt werden.
- (b) Nach dem Durchschalten von Wahlleitungen an den Arbeitsplatz muss eine Spannungskontrolle erfolgen.
- (c) Ein Prüf- oder Laboraufbau darf im eingeschalteten Zustand nie ohne Aufsicht bleiben.
- (d) Dauerversuche müssen von dem verantwortlichen Betreuer genehmigt werden. Solche Versuche müssen abgesichert und gekennzeichnet sein.
- (e) Kondensatoren, deren selbsttätige Entladung nicht sichergestellt ist, müssen mit geeigneten Vorrichtungen entladen werden.
- (f) Geräte und Maschinen, deren Bedienung oder Funktion nicht bekannt sind, dürfen nicht benutzt, bzw. nicht in Betrieb genommen werden.
- (g) Eingriffe in fremde Schaltungen sind nur zur Abwendung akuter Gefahren oder zur Verhinderung von Schäden erlaubt.
- (h) Das Tragen von Ringen, metallischen Armbändern oder Halsketten ist wegen Unfallgefahr verboten.

Arbeitsschutzbelehrung

Gruppennummer: _____ Semester: _____ Betreuer: _____

Nr.	Name, Unterschrift	Matr. Nr.	Datum	Nr.	Name, Unterschrift	Matr. Nr.	Datum
1.				8.			
2.				9.			
3.				10.			
4.				11.			
5.				12.			
6.				13.			
7.				14.			

Vorschriften zur Verhütung elektrischer Unfälle

Es wird darauf hingewiesen, daß es sich bei den Übungsräumen um elektrische Laboratoriumsräume im Sinne der VDE-Vorschrift 0100 Teil 723 handelt. Beim Arbeiten in diesen Räumen ist eine erhöhte Sorgfalt hinsichtlich des Berührens evtl. spannungsführender Teile und hinsichtlich der Kurzschlußgefahren notwendig. *Leitende Fingerringe, Armbänder und lange leitende Halsketten dürfen während der Versuchsdurchführung nicht getragen werden.*

Beim Aufbau der Schaltungen ist darauf zu achten, daß keine der beteiligten Stromquellen zur Wirksamkeit kommen kann, bevor der Assistent bzw. Tutor die Schaltung überprüft und für in Ordnung befunden hat.

Nach Inbetriebnahme der Schaltung stellen die Gruppenteilnehmer nach eigener Entscheidung die verschiedenen zu untersuchenden Betriebszustände ein. Für alle Maßnahmen hierbei trägt die Gruppe selbst die volle Verantwortung. Alle Gruppenteilnehmer müssen daher klar und eindeutig wissen, wo im Notfall Abschaltungen vorzunehmen sind.

Folgende Regeln sind unbedingt einzuhalten:

1. Schaltungsaufbauten oder -änderungen niemals unter Spannung, d.h. bei eingeschalteten Stromquellen, ausführen.
2. Ungeprüfte Schaltungen nie unter Spannung setzen. Vor dem Einschalten alle Widerstände, Steller etc. in die Stellung bringen, die den minimalen Leistungsumsatz gewährleistet.
3. Alle eingetretenen Schäden an Instrumenten, Geräten und Maschinen ebenso wie an Leitungen sofort melden.
4. Experimentelle Arbeiten und Messungen niemals alleine durchführen.

Thema 0

Einführung in die Laborgeräte

0.1 Einführung

Im Rahmen dieses Praktikums sollten die Studierenden die Grundlagen der Halbleiterbauelemente kennenlernen, dabei stehen die realen Bauelemente und deren Eigenschaften im Vordergrund. Die realen Halbleiterbauelemente unterscheiden sich in ihrem Verhalten von den dazugehörigen theoretischen Modellen, diese Unterschiede beruhen oft auf den Vereinfachungen, die im Rahmen des Modells getroffen wurden und können am besten durch eine oder mehrere Messungen nachvollzogen werden. Um Messungen effektiv und möglichst fehlerfrei durchführen zu können, muss eine gewisse Erfahrung im Umgang mit den im Labor vorhandenen Geräten vorhanden sein. Dieser Termin dient dazu, die im Rahmen anderer Veranstaltungen erworbenen Erfahrungen im Umgang mit Messgeräten aufzufrischen und zu vertiefen. Zunächst werden die verwendeten Geräte kurz vorgestellt



Abbildung 0.1: Hameg-Netzteil

und ihre grundlegende Funktionsweise erklärt. Daraufhin werden anhand einiger einfachen Messungen die theoretischen Kenntnisse durch praktische Erfahrung untermauert.

0.2 Die verwendeten Messgeräte

0.2.1 Hameg-Netzteil

In der Abbildung 0.1 ist das Hameg-Netzteil abgebildet. Dieses beinhaltet zwei regelbare Spannungsquellen und eine konstante Spannungsquelle. Die Anschlüsse der konstanten Spannungsquelle befinden sich in der Mitte und sind mit 5 V, 2 A gekennzeichnet, was bedeutet, dass die Spannungsquelle konstante 5 V Spannung liefert und bis maximal 2 A belastet werden darf. Links und rechts befinden sich die Anschlüsse zweier identischer regelbarer Spannungsquellen, diese sind mit der Aufschrift 0 - 30 V und 2 A versehen. Die Aufschrift ist selbsterklärend. Die Spannungseinstellung erfolgt durch das Betätigen der *voltage*-Taste neben dem Display, daraufhin kann durch das Drehen des Reglers, welcher sich oberhalb der Anschlüsse für die konstante Spannungsquelle befindet, die gewünschte Spannung eingestellt werden. Während die Spannung eingestellt wird, leuchtet eine LED oberhalb der *voltage*-Taste, nach einigen Sekunden Inaktivität hört diese auf zu leuchten und die Spannungsanzeige zeigt die aktuell vom Netzteil bereitgestellte Spannung, unter Umständen können sich die eingestellte und die tatsächlich anliegende Spannung deutlich unterscheiden. Einer dieser Umstände ist die Strombegrenzung.

Hinweis: Die eingestellte Spannung wird erst auf den Ausgang gegeben wenn die Taste „Output“ betätigt wird.

0.2.1.1 Strombegrenzung

Die realen Bauelemente setzen im Vergleich zu ihren theoretischen Pendanten einen Teil der elektrischen Leistung in Wärme um, dies kann zu einer Überhitzung und schlimmstenfalls zur Zerstörung des Bauelements führen. Um diesen Fall zu vermeiden, wird die maximale Verlustleistung definiert. Sie ist das Produkt aus der anliegenden Spannung am Bauelement und des Stromes der durch das Bauelement fließt.

$$P_{\text{tot}} = U_{\text{max}} \cdot I_{\text{max}} \quad (0.1)$$

Eine fehlerhafte Verschaltung oder ungenaue Dimensionierung können dazu führen, dass die maximale Verlustleistung überschritten wird. Um dieses zu vermeiden, bietet das Hameg-Netzteil eine Option den maximalen Strom, welcher vom Netzteil geliefert wird, zu begrenzen. Um die Strombegrenzung einzustellen, muss die Taste *current* betätigt werden, die dazugehörige LED leuchtet auf und der maximale Strom kann durch das Drehen des Reglers wie im Falle der Spannung eingestellt werden. Nachdem die LED erlischt ist, zeigt das Netzteil unten auf dem Display den aktuell fließenden Strom. Wird

der Grenzwert des Stromes überschritten, so leuchtet die LED über der Taste „current“ rot auf und die Spannung wird automatisch heruntergeregelt, bis der Strom seinen maximalen Wert annimmt.

Hinweis: Die Strombegrenzung ist ebenfalls wichtig, damit die Messgeräte, vor allem das Multimeter nicht überlastet werden. Da das Fluke-Multimeter einen maximalen Strom von 100 mA zulässt, sollte in keinem der Versuche eine höhere Strombegrenzung eingestellt werden. Sollte ein höherer Strom gemessen werden, so ist der 10 A-Eingang des Multimeters zu nutzen.

0.2.1.2 Output

Wenn die Spannungen und die jeweiligen Strombegrenzungen eingestellt sind und der Aufbau durch den Tutor kontrolliert wurde, kann die Taste *Output* betätigt werden. Erst dann werden die Spannungen eingeschaltet und die grüne LED oberhalb der Taste leuchtet auf. Ab diesem Zeitpunkt sollte die Schaltung nicht mehr berührt werden, erst nach dem erneuten Drücken der Taste *Output* erlischt die LED und die Spannung ist ausgeschaltet.

0.2.2 Multimeter Fluke

Die Abbildung 0.2 zeigt das Fluke-Multimeter. Die *An/Aus*-Taste ganz rechts ist selbsterklärend. Die beiden mit grün umrandeten Anschlüsse dienen der Messung von Spannungen und Ermittlung von Widerstandswerten, die beiden blau umrandeten Anschlüsse dienen der Strommessung (Ströme müssen jedoch kleiner als 100 mA sein (Siehe Strombegrenzung !). Ist mit höheren Strömen zu rechnen, so ist anstatt des 100 mA-Einganges der 10 A-Eingang zu nutzen. Dabei ist darauf zu achten, dass der LO-Anschluss derselbe wie bei der 100 mA-Messung bleibt.



Abbildung 0.2: Fluke-Multimeter

Die Wahl der zu messenden Größe erfolgt mittels der Tasten DCV, ACV, DCI, ACI und *Omega*. Dabei steht DCV und DCI für die Gleichspannungs-/Gleichstrommessung. Die Ω -Taste dient der Widerstandsmessung. Die ACV- und ACI-Tasten dienen der Wechselspannungs-/Wechselstrommessung, in diesem Falle entsprechen jedoch die angezeigten Größen den Effektivwerten.

$$\hat{U} = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} \quad (0.2)$$

Die Taste *range* dient der manuellen Umschaltung des Messbereiches. In diesem Falle zeigt das Display ein kleines *man* an. Nun kann mittels Pfeiltasten der Messbereich eingestellt werden. Das erneute Drücken der *range*-Taste schaltet den automatischen Modus ein. Werden später mittels LabVIEW Kennlinien aufgenommen, so ist es nützlich den Messbereich manuell festzulegen. So werden Quantisierungsfehler auf Grund von Messbereichsumschaltungen minimiert.

0.2.3 Funktionsgenerator

Die Abbildung 0.3 zeigt den Hameg-Funktionsgenerator. Dieser dient der Erzeugung periodischer Wechselstromsignale in gewünschter Form. Über die Tasten, die unter *Function* zusammengefasst sind, lässt sich die gewünschte Signalform einstellen, die Taste für die gewählte Signalform leuchtet dabei auf. Die unter *Parameter* zusammengefassten Tasten dienen der Einstellung der Signaleigenschaften. Durch das Betätigen der jeweiligen Parameter-Taste kann mittels des oben vorhandenen Drehreglers der gewünschte Parameter geändert werden. Die Pfeiltasten daneben dienen der zu ändernden Dezimalstelle des gewählten Parameters, die Tasten $\times 10$ und $\div 10$ dienen der Multiplikation des aktuellen Parameterwertes mit 10 oder einer Division von 10. Die einzelnen Parameter sind durch das Betätigen der jeweiligen Taste zu wählen.

Die Tasten rechts direkt über dem Ausgang des Funktionsgenerators sind wie folgt belegt: *Output*-Taste dient dem Ein- und Ausschalten der Spannung am Ausgang, ähnlich wie beim Netzteil. Wird ein Offset erwünscht, wird dieser durch das Betätigen der *offset*-

Parameter-Taste	Beschreibung
FREQ	Einstellung der Frequenz
AMPL	Einstellung der Peak-To-Peak-Amplitude
OFFSET	Eine Verschiebung des Signals auf der Spannungsachse
PULSE WIDTH	Einstellung der Breite der positiven Halbwelle des Signals (in % einer Periode)

Tabelle 0.1: Die Signalparameter am Frequenzgenerator

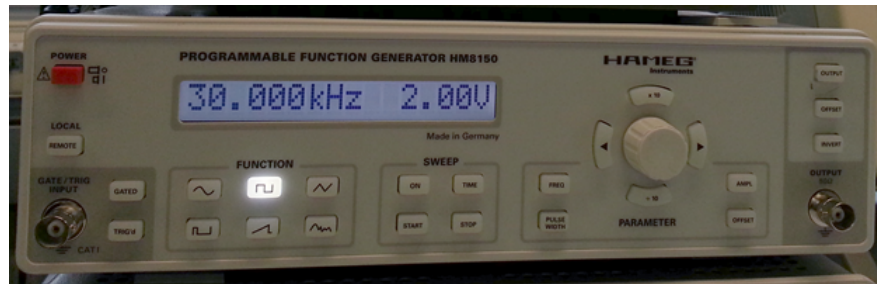


Abbildung 0.3: Hameg-Funktionsgenerator

Taste aktiv. Das heisst, leuchtet die Taste *offset* nicht, so führt die Änderung dieses Parameters zu keinem Ergebnis, das Signal schwingt um 0 V. Die Taste *invert* dient einer Invertierung des Ausgangssignals.

0.2.4 Oszilloskop (Agilent Technologies DSO3062A)

Das in den Laboren vorhandene Oszilloskop der Firma Agilent Technologies ist in Abbildung 0.4 dargestellt. Es kann dazu genutzt werden, elektrische Spannungen grafisch darzustellen, wobei die Spannung über der Zeit aufgetragen wird. Dabei wird auf der vertikalen Achse die Spannung und auf der horizontalen Achse die Zeit abgebildet. Das Oszilloskop ist ein Zweikanal-Oszilloskop, welches zwei Eingänge besitzt, um zwei Signale gleichzeitig auf dem Bildschirm darzustellen. Im folgenden werden die wichtigsten Funktionen erläutert.

0.2.4.1 Ausschaltknopf

Unterhalb des Bildschirms links befindet sich der Ein- und Ausschaltknopf des Oszilloskops.

0.2.4.2 Autoscale und Run/Stop

Die Autoscale-Funktion ist eine der grundlegendsten Bedienelemente im Oszilloskop. Es handelt sich dabei um eine Autoskalierungsfunktion, die automatisch beide Eingänge des Oszilloskops skaliert und optimal am Bildschirm wiedergibt. Somit ist „Autoscale“ ein sehr hilfreicher Knopf, um schnell einen Überblick über das Eingangssignal zu erhalten. Allerdings hat die Autoscale-Funktion einen kleinen Nachteil, denn sie funktioniert nur für Frequenzen oberhalb von 50 Hz.

Unterhalb dieser Frequenz muss auf die manuelle Skalierung, auf die im nächsten Kapitel eingegangen wird, zurückgegriffen werden. Mithilfe von „Run/Stop“ kann die Signaldatenerfassung des Oszilloskops gestoppt werden. Die Ausgabe auf dem Bildschirm wird demzufolge eingefroren.

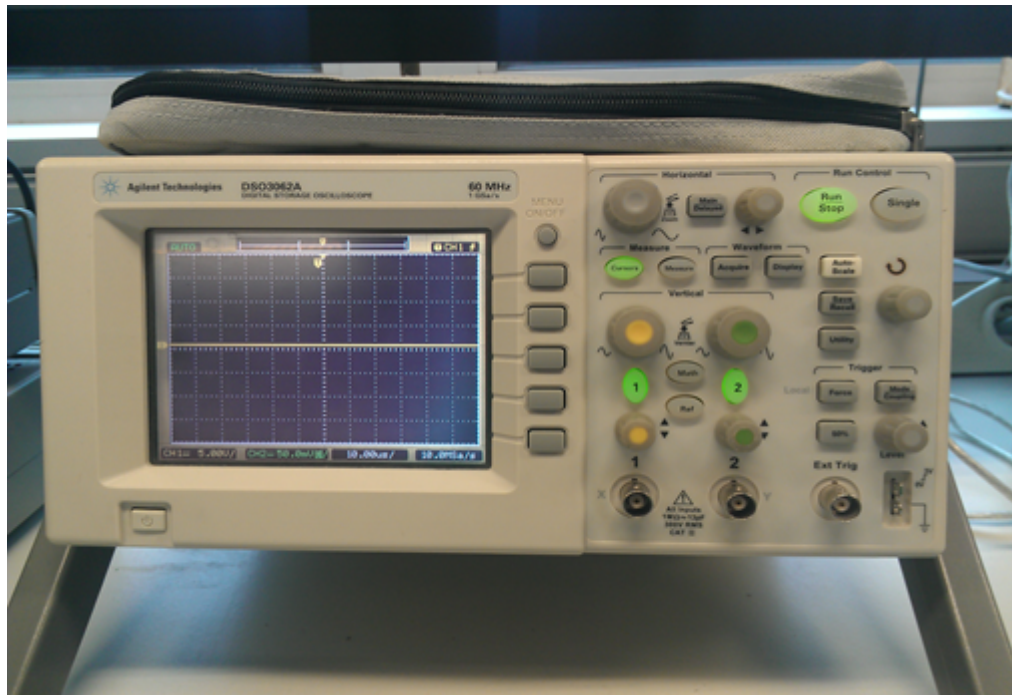


Abbildung 0.4: Oszilloskop

0.2.4.3 Skalierung und Positionierung

Mithilfe der vertikalen und horizontalen Bedienelemente kann das Signal manuell skaliert und positioniert werden. Die Regler für die vertikalen Elemente sind zweimal vorhanden, diese beziehen sich jeweils auf die entsprechenden Eingänge des Oszilloskops, sodass die beiden Eingangssignale separat voneinander skaliert werden können. Wie bei den horizontalen Bedienelementen ist der große Drehknopf für die Skalierung und der kleine für die Positionierung des Signals zuständig. Die horizontalen Bedienelemente können genutzt werden, um die Zeitachse zu skalieren und zu positionieren.

Der große Drehknopf ist für die Skalierung und der kleine für die Positionierung des Signals zuständig. Bei der Benutzung der Zeitskalierung werden beide Eingangssignale gleichermaßen skaliert.

0.2.4.4 Bildschirmauflösung

Im unteren Bereich des Bildschirms ist die Auflösung angegeben. Die Werte „CH1“ bzw. „CH2“ geben die vertikale Auflösung der Eingangssignale an. Daraus kann abgelesen werden, wie viel Spannung ein Kästchen in y-Richtung entspricht. Der zweite Wert von rechts gibt die horizontale Auflösung, also wie viel Zeit ein Kästchen in x-Richtung entspricht. Die letzte Kennzahl ganz rechts gibt die Abtastrate des Signals an, also wieviele Abtastwerte in der Sekunde gemessen werden.

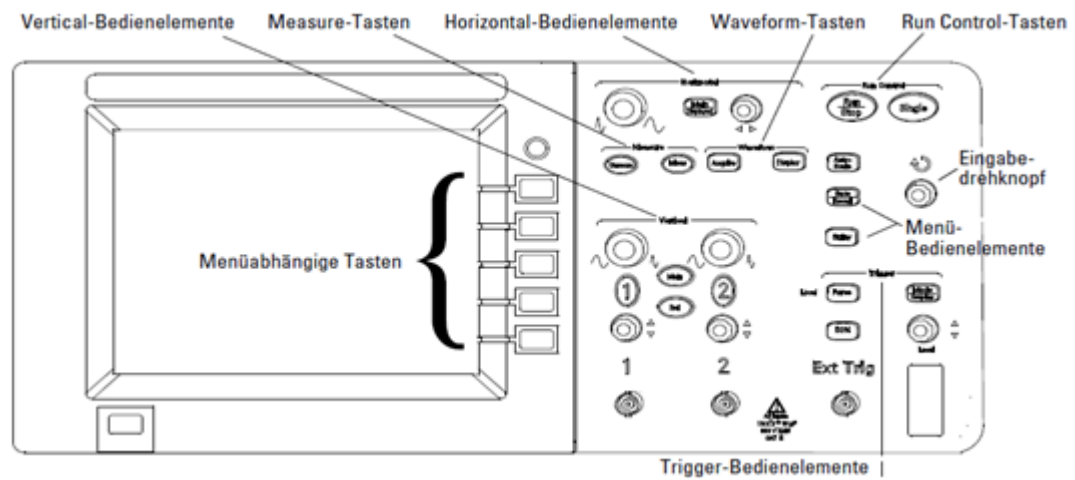


Abbildung 0.5: Bedienoberfläche des Oszilloskops

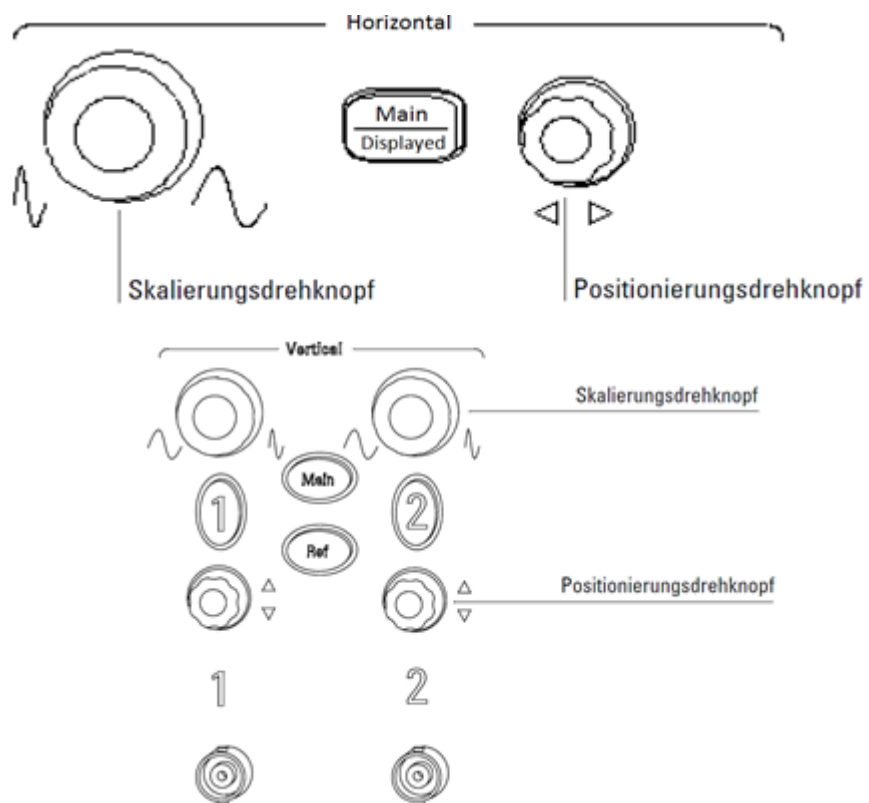


Abbildung 0.6: Die horizontalen und vertikalen Bedienelemente des Oszilloskops

0.2.4.5 Kanalknöpfe

Durch drücken auf die Knöpfe „1“ und „2“ kann die Kanalkopplung gesteuert werden. Dabei kann zwischen DC-, AC- und GND-Kopplung ausgewählt werden. Die DC-Kopplung lässt sowohl den Gleichspannungs- als auch den Wechselspannungsanteil passieren. Die AC-Kopplung hingegen lässt lediglich die Wechselspannungsanteile durch und blendet die Gleichspannungsanteile aus.

Hinweis: Überlegen sie sich was diese Einstellungen für folgen haben.

Außerdem existiert eine GND-Kopplung, wodurch das Signal von dem entsprechenden Eingang getrennt wird. Das Oszilloskop zeigt folglich kein Signal für diesen Eingang mehr an. Weiterhin kann mit dem Menüeintrag „Bandbr-Lim.“ die Bandbreite begrenzt werden, um irrelevante Hochfrequenzkomponenten des Eingangssignals zu unterdrücken.

0.2.4.6 Cursor-Funktion

Nachdem ein Spannungssignal auf dem Oszilloskop angezeigt wurde, ist es manchmal notwendig bestimmte Spannung-Zeit-Wertepaare aus dem Graphen zu kennen, um gegebenenfalls das Signal auszuwerten. Diese Funktion wird von dem „Cursor“-Knopf bereitgestellt.

Die Cursor-Funktion dient somit dazu, Spannungs- und Zeitwerte aus dem Bildschirm auszulesen. Drückt man den „Cursor“-Knopf, so erscheint im Oszilloskop ein Menü. Dieses Menü kann mit den menüabhängigen Tasten rechts neben dem Bildschirm des Oszilloskops bedient werden. Zudem steht oberhalb dieser Tasten ein „MENU ON/OFF“-Knopf zur Verfügung um das Menü bei Bedarf auszublenden.

Es gibt zwei unterschiedliche Modi. Im Handmodus Modus kann der Cursor entweder in vertikaler oder in horizontaler Richtung gesteuert werden. Im Wellenmodus hingegen wandert der Cursor entlang des Signals. Dabei stehen einem zwei Cursor zur Verfügung. Mit „curA“ bzw. „curB“ kann auf die einzelnen Cursor zugegriffen werden. Nachdem einer der beiden Cursor ausgewählt wurde, leuchtet der Eingabedrehknopf auf und der Cursor kann gesteuert werden. Zudem kann angegeben werden auf welchen Eingang („Quelle“) sich der Cursor bezieht. Auf dem Bildschirm werden die Koordinaten des Cursors angezeigt. Verwendet man zwei Cursor gleichzeitig, so erscheint auf dem Bildschirm als weitere Information der Abstand zwischen den beiden Cursor.

0.2.4.7 Measure-funktion

Mithilfe der Measure-Funktion können automatische Messungen durchgeführt werden. Es können Informationen zur Spannung und zur Zeit am Bildschirm ausgegeben werden. Die automatischen Messungen lassen sich selbsterklärend durch die Menüpunkte „Spannung“ und „Zeit“ auswählen. Es stehen 20 verschiedene Messgrößen, wie beispielsweise V_{\max} , V_{\min} , V_{pp} , V_{rms} für Spannungsmessungen oder Frequenz und Periodenlänge für Zeitmessungen zur Verfügung. Am Bildschirm des Oszilloskops können maximal drei Messgrößen gleichzeitig angezeigt werden. Wichtig ist zu wissen, dass das Oszilloskop diese automatische Messung mithilfe der Pixel des Bildschirms berechnet. Das bedeutet, dass für eine einwandfreie Messung das Signal möglichst groß, deutlich und vor allem vollständig

am Bildschirm zu erkennen sein sollte. Andernfalls kann die automatische Messung zu falschen Messergebnissen führen.

0.2.4.8 Mathe-Funktion

Zuletzt sei noch die Mathe-Funktion des Oszilloskops erwähnt. Sie ermöglicht dem Benutzer Summen, Differenzen und weitere mathematische Funktionen aus den beiden Eingangssignalen zu berechnen und am Oszilloskop anzuzeigen.

0.3 Versuch

0.3.1 Geräte kennenlernen

0.3.1.1 Spannungsquelle (HAMEG HM8143)

1.1. Messen Sie die Kennlinie (Spannung über Spannung) der Spannungsquelle von 0...1 V. Verwenden Sie hierbei die Schrittweiten 50 mV, 10 mV und 1 mV.

1.2. Ermitteln Sie den Unterschied zwischen der angelegten und der real anliegenden Spannung.

0.3.1.2 Multimeter (FLUKE 8846A)

1.3. Messen Sie die Spannung über einem Widerstand und testen Sie die Strombegrenzung (20 mA)! Stellen Sie dabei den Messbereich manuell ein (Wechsel zwischen der manuellen und der automatischen Anpassung des Wertebereichs).

Hinweis: Spannungen werden parallel gemessen.

1.4. Was passiert mit der Spannung, wenn die eingestellte Stromgrenze überschritten wird?

1.5. Messen Sie den Strom, der durch den Widerstand fließt, ein Mal mit dem 100 mA- und ein Mal mit dem 10 A-Eingang!

Hinweis: Ströme werden in Reihe gemessen.

1.6. Was passiert, wenn der Strom diesen Wertebereich überschreitet? Bitte nicht praktisch testen!

1.7. Bestimmen Sie zuerst den Widerstand R rechnerisch und messen Sie anschließend den Widerstand mit dem Multimeter

0.3.1.3 Funktionsgenerator (HAMEG HM8150)

1.8. Stellen Sie eine Rechteckspannung mit einer Amplitude von 2,5 V und einem Offset von 2 V ein! Die Frequenz des Signals soll dabei 1 kHz betragen.

1.9. Schließen Sie den Funktionsgenerator an das Oszilloskop an, um das Signal auszugeben und das eingestellte Signal zu überprüfen.

Hinweis: Beachten Sie die Oszilloskop-Kopplung.

1.10. Machen Sie sich mit den anderen Signalformen vertraut. Achten Sie darauf, ob sich die Spannungseinstellung am Funktionsgenerator auf die Amplitude oder auf den Peak-to-peak-Wert bezieht.

1.11. Variieren Sie die Amplitude und die Frequenz der Signale, sowie die Pulsbreite, fügen Sie den Signalen ein Offset hinzu und beobachten Sie die Änderung.

0.3.1.4 Oszilloskop (Agilent Technologies DSO3062A)

1.12. Benutzen Sie die Kanalknöpfe, um zu überprüfen, ob das Signal richtig gekoppelt ist und testen Sie die Bandbreitenbegrenzung.

1.13. Benutzen Sie zunächst die Autoscale-Funktion, um das Signal automatisch zu skalieren und zu positionieren. Was passiert bei Signalen, die deutlich kleiner als 50 Hz sind?

1.14. Machen Sie sich nun mit den vertikalen und horizontalen Bedienelementen vertraut. Verschieben und skalieren Sie dazu das Signal. Achten Sie dabei auf die Bildschirmauflösung.

1.15. Benutzen Sie die Cursor-Funktion. Stellen Sie die Quelle des Cursors auf den richtigen Kanal. Testen Sie den Unterschied zwischen den beiden Betriebsmodi (Manual, Tracking). Messen Sie mit Hilfe zweier Cursor den Spitze-Spitze-Wert des Signals.

1.16. Benutzen Sie die Measure-Funktion, um eine automatische Messung durchzuführen: V_{\max} , V_{\min} , V_{pp} und V_{rms} sollten ausgegeben werden (Menüelement *Spannung*).

1.17. Geben Sie auch die Frequenz und Periodenlänge aus (Menüelement *Zeit*).

1.18. Was passiert, wenn ein Signal nicht vollständig auf dem Bildschirm angezeigt wird?

1.19. Löschen Sie alle Einträge vom Bildschirm!

1.20. Legen Sie zwei Eingangssignale an (das zweite Signal kann das HAMEG-Netzteil liefern) und benutzen Sie die Mathe-Funktionen des Oszilloskops!

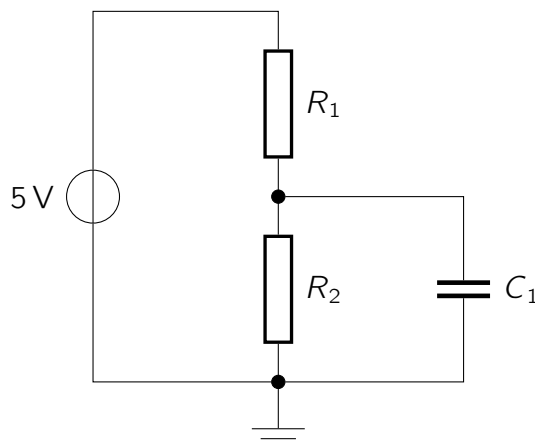


Abbildung 0.7: Komplexer Spannungsteiler

0.3.1.5 Gleichspannungs-/Gleichstrommessung

Zur Verfügung steht der in der Abbildung 0.7 gezeigte Spannungsteiler. Die Werte der Widerstände und des Kondensators sind nicht bekannt und sollen messtechnisch ermittelt werden. Die beiden Widerstände haben eine maximale Verlustleistung von 0,25 W.

1.21. Überlegen Sie sich zunächst, ob die Kapazität im Falle einer Gleichstromspeisung des Spannungsteilers eine Rolle spielt.

1.22. Um die Werte der Widerstände zu ermitteln, soll eine Strom-Spannung-Messung durchgeführt werden. Stellen Sie dazu die Strombegrenzung auf 20 mA und geben Sie eine Spannung von 5 V vor. Messen Sie den durch die Schaltung fließenden Strom!

1.23. Messen Sie die Spannung über einem der Widerstände. Überlegen Sie sich zuerst, wie das Messgerät bei jeweiliger Messung verschaltet werden muss (in Reihe oder parallel).

1.24. Welche Werte haben die Widerstände R_1 und R_2 ? Überprüfen Sie Ihr Ergebnis anhand einer direkten Widerstandsmessung mittels Multimeter! Gibt es einen Unterschied zum vorher berechneten Wert?

1.25. Wie viel Prozent der maximalen Verlustleistung werden jeweils an den Widerständen umgesetzt?

0.3.1.6 Wechselstrom-/Wechselspannungsmessung

Anhand einer Wechselstrom-/Wechselspannungsmessung soll der Wert der Kapazität messtechnisch ermittelt werden. Die Werte der beiden Widerstände sind nun bekannt. Achten Sie darauf, dass das Fluke-Multimeter die Effektivwerte der Wechselströme-/Wechselspannungen anzeigt, während der Funktionsgenerator bei der Amplitude mit dem *Peak-To-Peak*-Wert rechnet.

1.26. Stellen Sie eine sinusförmige Spannung mit einer Amplitude (nicht Peak-to-peak-Wert!) von 2,5 V ein. Die Frequenz soll 1 kHz betragen.

1.27. Messen Sie nun erneut die Spannung über dem Widerstand R_2 und den Strom durch die Kapazität.

1.28. Bestimmen Sie die Kapazität des Kondensators mit Hilfe der unten hergeleiteten Formel:

$$Z_C = \frac{U_{\text{eff}}}{I_{\text{eff}}} = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad (0.3)$$

$$\Rightarrow C = \frac{I_{\text{eff}}}{2\pi f U_{\text{eff}}} \quad (0.4)$$

1.29. Vergleichen Sie nun den berechneten Wert für die Kapazität mit dem tatsächlich aufgedruckten Wert. Wie ist der Unterschied zu deuten?

0.4 Quickstart AutoMessung

0.4.1 Die Benutzeroberfläche von AutoMessung

Abbildung 0.8 zeigt die Benutzeroberfläche von AutoMessung nach dem Starten des VIs. Links befinden sich die Bedienelemente zur Steuerung der Laborgeräte und rechts ein noch leeres Plotfenster zum späteren betrachten der aufgenommenen Daten. Die Dropdown-Menüs oben werden zur Bedienung der zugrunde liegenden LabVIEW Programmieroberfläche verwendet. Im Labor werden sie nicht benötigt. Das Speichern der aufgenommenen Daten muss also über den Button unten in der Benutzeroberfläche erfolgen. Der entsprechende Menüpunkt im Dropdown-Menü speichert lediglich das VI.

Im folgenden werden die Bedienelemente zur Gerätesteuerung von oben nach unten erklärt.

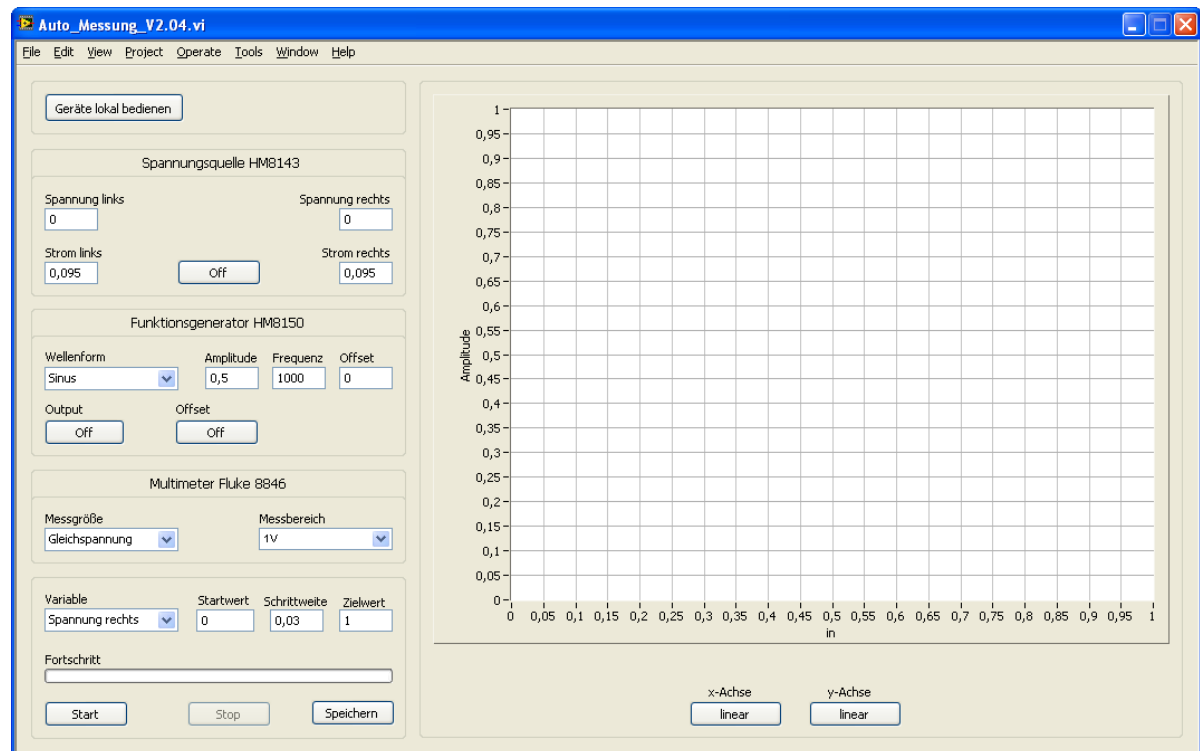


Abbildung 0.8: Die Benutzeroberfläche von AutoMessung nach dem Programmstart

0.4.2 Die Bedienelemente der Geräte

0.4.2.1 Geräte lokal bedienen

Die Bedienelemente zur Steuerung der Geräte befinden sich auf der linken Seite des Startfensters. Ganz oben befindet sich ein Button um die *Geräte lokal bedienen* zu können (Abbildung 0.9). Ein Klick ermöglicht es Einstellungen am HM8143 und am HM8150 direkt an den Geräten selbst vorzunehmen. Die Bedienelemente des Programms sind derweil deaktiviert. Ein erneuter Klick auf *Geräte lokal bedienen* aktiviert sie wieder und lässt die Geräte die Einstellungen des Programms übernehmen.

0.4.2.2 Die Bedienelemente für das Netzgerät HM8143

Spannung links Setzt die Ausgangsspannung des linken Kanals.

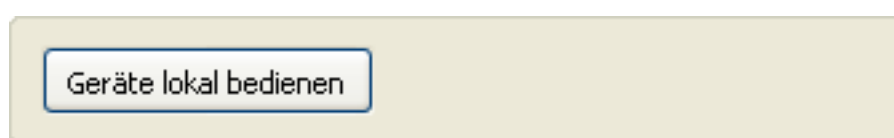


Abbildung 0.9: Der Button der die Geräte in den lokalen Modus setzt

Abbildung 0.10: Die Bedienelemente zur Fernsteuerung des HM8143

Abbildung 0.11: Die Bedienelemente zur Fernsteuerung des HM8150

Spannung rechts Setzt die Ausgangsspannung des rechten Kanals.

Strom links Setzt die Strombegrenzung des linken Kanals.

Hinweis: Bei mehr als 95 mA muss auf den richtigen Anschluss beim Fluke geachtet werden!

Strom rechts Setzt die Strombegrenzung des rechten Kanals.

Hinweis: Bei mehr als 95 mA muss auf den richtigen Anschluss beim Fluke geachtet werden!

On/Off Schaltet die Ausgänge des Netzgerätes an und aus. Der Button zeigt dabei den aktuellen Zustand der Ausgänge an.

0.4.2.3 Die Bedienelemente für den Funktionsgenerator HM8150

Wellenform Setzt die Wellenform des Funktionsgenerators. Es kann zwischen Sinus, Rechteck, Dreieck, Puls, und Sägezahn ausgewählt werden.

Amplitude Legt die Amplitude des ausgegebenen Signals fest.

Hinweis: Der hier eingegebene Wert ist die Spitze-Spitze-Spannung U_{PP} des Ausgangssignals! Die tatsächliche Amplitude ist nur halb so hoch.

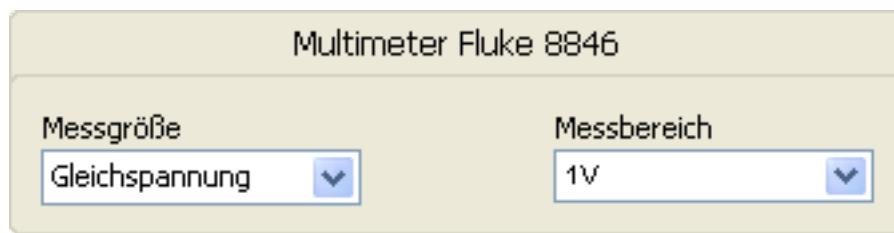


Abbildung 0.12: Die Bedienelemente zur Fernsteuerung des Fluke 8846a

Frequenz Legt die Frequenz des Ausgangssignals fest. Diese sollte bei Wechselstrommessung im Bereich zwischen 200 Hz und 10 Hz liegen. Bei Wechselspannungsmessungen kann die Frequenz zwischen 200 Hz und 200 kHz liegen. (Messbereichsgrenzen des Fluke)

Offset Hier kann der Wert des Gleichspannungsanteils eingetragen werden, welcher zum Signal hinzuaddiert wird.

Output On/Off Dieser Button schaltet den Ausgang des Funktionsgenerators an bzw. aus und zeigt den aktuellen Status an.

Offset On/Off Dieser Button schaltet den Gleichspannungsanteil an bzw. aus und zeigt den aktuellen Status an.

0.4.2.4 Die Bedienelemente für das Multimeter Fluke 8846a

Messgröße Hier kann zwischen einer Gleichspannungs-, Wechselspannungs-, Gleichstrom-, Wechselstrom- und einer Widerstandsmessung gewählt werden.

Hinweis: Bei einer Strommessung muss auf den richtigen Anschluss des Fluke geachtet werden!

Messbereich Hier wird der Messbereich des Multimeters bestimmt. Die Auswahlmöglichkeiten sind hier von der Messgröße abhängig.

Hinweis: Bei einer Strommessung mit einem Messbereich über 100 mA muss der entsprechende Anschluss am Fluke gewählt werden!

0.4.2.5 Die Einstellungsmöglichkeiten der Messvariable

Variable Hier wird der für die Messung zu variierende Parameter bestimmt. Der Wert, der in dem entsprechenden Bedienelement steht, wird ignoriert. Zur Auswahl stehen „Spannung links“, „Spannung rechts“, „Strom links“, „Strom rechts“ und „Frequenz“.

Startwert Bei diesem Wert wird der erste Messpunkt der Kennlinie aufgenommen.

The image shows a software interface for setting measurement parameters. At the top, there are four fields: 'Variable' (a dropdown menu showing 'Spannung rechts'), 'Startwert' (a text box with '0'), 'Schrittweite' (a text box with '0,03'), and 'Zielwert' (a text box with '1'). Below these is a 'Fortschritt' (Progress) section with a horizontal progress bar. At the bottom, there are three buttons: 'Start', 'Stop', and 'Speichern' (Save).

Abbildung 0.13: Einstellungsmöglichkeiten der Messvariable (oben) und Bedienelemente zum starten, stoppen und speichern der Messung

Schrittweite Hier wird der Abstand zwischen zwei Messpunkten eingegeben. Wird die Frequenz variiert ändert der Button sein Bezeichnung zu „Schritte/Dek.“. Dann bestimmt der hier eingetragene Wert die Anzahl der Messpunkte pro Dekade.

Zielwert Hier wird der Maximalwert der Variable angegeben.

Hinweis: Der Zielwert muss größer als der Startwert sein.

Start Hier wird die Messung gestartet. Die Ausgänge des Netzgerätes und des Frequenzgenerators werden automatisch angeschaltet, der eingestellte Parameter variiert und an jedem Messpunkt ein Messwert aufgenommen.

Stop Sollte sich bereits im Laufe der Messung herausstellen, dass die Daten fehlerhaft sind oder sonstige Komplikationen auftreten, kann die Messung hier vorzeitig abgebrochen werden.

Speichern Sind die aufgenommenen Daten in Ordnung, können sie mit diesem Button abgespeichert werden.

Der Fortschrittsbalken zeigt dabei an wie weit die Messung bereits gekommen ist. Zu beachten ist, dass bei Frequenzsweeps der Fortschritt anfangs sehr langsam aussieht, da hier ein exponentieller Anstieg der Variable stattfindet. Die Messung kann „live“ im Plotfenster verfolgt werden. Tabelle 0.2 gibt die minimalen und maximalen Werte an, die in die Felder für die Variable eingetragen werden können.

Variable	Startwert		Schrittweite	Zielwert
	min	max		
Spannung [V]	0	30	$10 \cdot 10^{-3}$	30
Strom [A]	0	2	$1 \cdot 10^{-3}$	2
Frequenz (Wechselstrom) [Hz]	50	$8 \cdot 10^3$	1	$8 \cdot 10^3$
Frequenz (Wechselspannung) [Hz]	50	$240 \cdot 10^3$	1	$240 \cdot 10^3$

Tabelle 0.2: Minimal- und Maximalwerte der Variable innerhalb derer man ohne Fehlermeldungen mit hinreichender Genauigkeit messen kann. Die unterschiedlichen Grenzfrequenzen gelten für Wechselspannungs- bzw. Wechselstrommessung beim Fluke 8846a. Die maximale Schrittweite ist immer durch den Start- und Zielwert begrenzt. Der minimale Zielwert ist immer durch den Startwert begrenzt.

Thema 1

Die PCD-Methode (Minoritätsträgerlebensdauerermessung)

1.1 Einleitung

In diesem Versuch soll die Minoritätsträgerlebensdauer τ über die PCD-Methode (*photoconductive decay*) ermittelt werden. Die PCD-Methode ist eine Standardmethode zur Messung der Minoritätsträgerlebensdauer in Halbleiterkristallen. Gemessen wird das Abklingen der Leitfähigkeit nach vorhergehender Bestrahlung des Halbleiters mit einem Lichtpuls. Bei vernachlässigbarer Oberflächenrekombination klingt die Spannung exponentiell ab. Aus der Abklingkonstante erhält man unmittelbar die Trägerlebensdauer.

Vom Lichtpuls wird gefordert, dass seine Abschaltzeit klein gegenüber der zu messenden Ladungsträgerlebensdauer ist, d.h. dass die Abnahme der Lichtintensität mindestens 10 Mal schneller geschieht als die Abnahme der Ladungsträgerdichte aufgrund der begrenzten Ladungsträgerlebensdauer. Bei Lebensdauern von mehreren hundert Mikrosekunden eignen sich mechanische Licht-Chopper und rotierende Spiegel, bei Lebensdauern unter zehn Mikrosekunden sind solche Lichtpulsgeber jedoch weitgehend ungeeignet. Diese Aufbauten erzeugen den Lichtpuls durch Abschatten der Lichtquelle mit einer Blende, durch die begrenzte Geschwindigkeit mit der die Blende arbeitet ist aber auch die Abnahmegeschwindigkeit der Lichtintensität begrenzt. Seit es gelungen ist längerwellige Galliumarsenid-Lumineszenzdiode (LEDs) herzustellen, werden immer häufiger GaAs-LEDs als gepulste Lichtquellen bei der PCD-Methode eingesetzt. Mit relativ geringem Aufwand lassen sich damit Abschaltzeiten von weniger als einer Mikrosekunde erreichen.

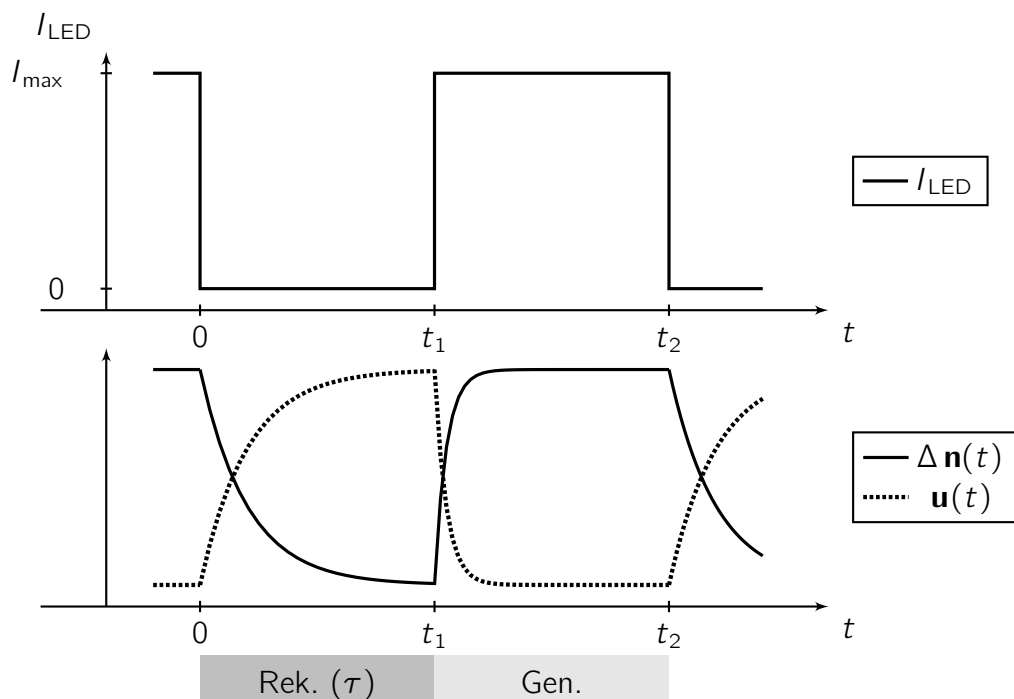
In diesem Versuch soll ein p-dotierter Halbleiter untersucht werden, die Minoritätsladungsträger sind also Elektronen. Die Dotierstoffkonzentration ist gering und beträgt etwa $1 \cdot 10^{15}/\text{cm}^3$.

1.2 Theorie

Man geht in einem Halbleiterkristall von einem thermodynamischen Gleichgewicht aus. Die freien Ladungsträger haben eine bestimmte Gleichgewichtskonzentration n_0 (Elektronen) und p_0 (Löcher).

Formelzeichen	Bedeutung
n_0, p_0	Ladungsträgerkonzentration im Gleichgewicht
n, p	Ist-Konzentration der Ladungsträger
$\Delta n, \Delta p$	Überschussladungsträgerkonzentration
L_p, L_n	mittlere Diffusionslänge
D_p, D_n	Diffusionskonstante
τ	Ladungsträgerlebensdauer

Tabelle 1.1: Übersicht über wichtige Formelzeichen im Halbleiter

Abbildung 1.1: Zeitlicher Verlauf des LED-Stromes I_{LED} , der Überschussladungsträgerdichte $\Delta n(t)$ und der Signalspannung $u(t)$ über der Probe.

Es entstehen im Kristall *Überschussladungsträgerkonzentrationen* ($\Delta n = n - n_0$ und $\Delta p = p - p_0$), wenn das thermodynamische Gleichgewicht gestört wird. Diese Gleichgewichtsstörung kann über den inneren Photoeffekt durch Bestrahlung mit Licht der Energie $W = h\nu \geq W_G$ (also Energie größer als der Bandabstand des Halbleiters, h ist das plancksche Wirkungsquantum und ν ist die Frequenz) erzeugt werden. Eine andere Möglichkeit besteht darin, Ladungsträger durch elektrische Injektion über einen pn-Übergang fließen zu lassen.

Ein Halbleiterkristall ist ständig bestrebt, das thermodynamische Gleichgewicht wiederherzustellen. Wird die Anregung abrupt beendet, so klingen Δn und Δp durch Rekombination auf den Wert Null ab. Bei schwacher Anregung ($n_0 + \Delta n \ll p_0$ im p-Halbleiter) geschieht dies in Silizium exponentiell mit der Zeit.

Die damit verbundene Zeitkonstante τ nennt man Lebensdauer. Sie gibt die mittlere Zeitdauer zwischen dem Auftreten eines Elektrons oder Lochs als freier Ladungsträger im Halbleiter und seiner Rekombination an. Dies ist also die mittlere Zeit im freien Zustand. Präzise formuliert, reduziert sich die durch Anregung erzeugte Erhöhung der Konzentration nach Ablauf der Lebensdauer auf $\frac{1}{e}$ ihres Anfangswertes (vgl. Gleichung 1.5). Die Diffusionslänge L ist mit dem Halbleiterparameter Lebensdauer verknüpft. Sie gibt an, wie weit die Minoritätsträger innerhalb einer Lebensdauer per Diffusion im Kristall transportiert werden.

Bei der Messung der Lebensdauer misst man im Allgemeinen die effektive Lebensdauer τ_{eff} . Diese wird durch die *Volumenlebensdauer* τ_v (Rekombination im Volumen) und durch die *Oberflächenrekombinationsgeschwindigkeit* S_0 (Rekombination an der Oberfläche) bestimmt. *Messen möchte man die Volumenlebensdauer τ_v , denn sie kennzeichnet den Werkstoff.* Dabei verkürzen *Rekombinationszentren* die Volumenlebensdauer, während so genannte *Haftstellen* den Abklingvorgang verlängern. Die hier eingeführten Begriffe sollen nachfolgend etwas näher erläutert werden, um ein tieferes Verständnis der Vorgänge in Halbleitern zu erlangen.

Bei der Generation von Ladungsträgern kann man ebenfalls eine Zeitkonstante τ definieren. Diese ist jedoch nicht mit der Volumenlebensdauer τ_v bei der Rekombination der Minoritätsladungsträger zu verwechseln. Für die Auswertung des Versuchs betrachten wir nur den Rekombinationsvorgang im Halbleiter !

1.2.1 Volumenlebensdauer τ_v

Die Volumenlebensdauer ist eine Zeitkonstante, die die durchschnittliche Lebensdauer von Minoritätsträgern beschreibt. Man erhält diese Konstante als Lösung der Bilanzgleichung.

1.2.1.1 Lösung der Bilanzgleichung

Das zeitliche Verhalten der Überschussladungsträger wird durch die Bilanzgleichung beschrieben.

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{e} \nabla \cdot (\vec{j}_p) - R + G \quad (1.1)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{e} \nabla \cdot (\vec{j}_n) - R + G \quad (1.2)$$

In diesen Gleichungen geben R und G die Rekombinationsüberschussrate bzw. die Generationsrate an (jeweils in der Einheit $1/(\text{cm}^3 \text{s})$). Allgemein sagen R und G aus, wieviele Teilchen pro Volumen- und Zeiteinheit rekombiniert bzw. generiert werden. Bei „normalen“ Dioden, die lichtdicht verpackt sind und bei denen kaum thermische Generation stattfindet, wird die Generation G auch manchmal vernachlässigt oder Rekombination und Generation werden in R zusammengefasst als $R = r - g$. Wir benutzen in diesem Versuch die Schreibweise von Gleichung 1.1 bzw. 1.2.

Setzt man schwache Injektion voraus ($n_0 + \Delta n \ll p_0$ im p-Halbleiter), so ist R proportional zu Δn und Δp (lineares Rekombinationsgesetz). Die Bilanzgleichung für

Elektronen nimmt folgende Form an.

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{e} \nabla \cdot (\vec{j}_n) - \frac{\Delta n}{\tau_v} + G \quad (1.3)$$

$$R = \frac{\Delta n}{\tau_v} \quad (1.4)$$

Hierbei entspricht τ_v (Einheit: [s]) der *Volumenlebensdauer*.

Wenn die Generation von Ladungsträgern zur Zeit $t = 0$ abgebrochen wird, so erhält man mit $G = 0/(\text{cm}^3 \text{s})$ (es werden keine Ladungsträger mehr generiert) und $\nabla \cdot (j) = 0 \text{ A/cm}^3$ (es fließen genauso viele Teilchen in das Volumen wie heraus) als Lösung der Bilanzgleichung für Elektronen:

$$\Delta n(t) = \Delta n_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_v}\right) \quad (1.5)$$

Die Ladungsträger klingen also exponentiell mit der Zeit ab. Die Zeitkonstante ist τ_v .

1.2.2 Rekombination im Halbleiter

1.2.2.1 Direkte und indirekte Halbleiter

Je nach Lage der Energiebänder werden Materialien in direkte und indirekte Halbleiter unterschieden. Von einem indirekten Halbleiter spricht man, wenn der Übergang vom Leitungsband zum Valenzband nur durch eine Energieänderung *und* eine Impulsänderung möglich ist, während bei einem direkten Halbleiter eine Energieänderung ausreicht.

In einem Halbleiter gibt es verschiedene Rekombinationsmöglichkeiten. Grundsätzlich unterscheidet man zwischen strahlender und nichtstrahlender Rekombination. *Strahlende Rekombination* liegt vor, wenn die freiwerdende Rekombinationsenergie W_{Rek} zu einer Rekombinationsstrahlung der Größe $W_{\text{Rek}} = h\nu$ führt. Bei der *nichtstrahlenden Rekombination* führt die freiwerdende Energie W_{Rek} zur Erwärmung des Kristallgitters bzw. zur Anhebung von Elektronen auf ein höheres Energieniveau innerhalb des Leitungsbandes.

1.2.2.2 Strahlende Rekombination

Bei der *Band-Band-Rekombination* rekombiniert ein Elektron aus dem Leitungsband mit einem Loch aus dem Valenzband unter Aussendung eines Strahlenquanten (Photon). Die Rekombinationsüberschussrate R_S der strahlenden Rekombination, also die Häufigkeit dass strahlende Rekombination stattfindet hängt von der Konzentration der Elektronen n , der Konzentration der Löcher p und einem Proportionalitätsfaktor ξ_S (Xi) ab.

$$R_S = \xi_S np \quad (1.6)$$

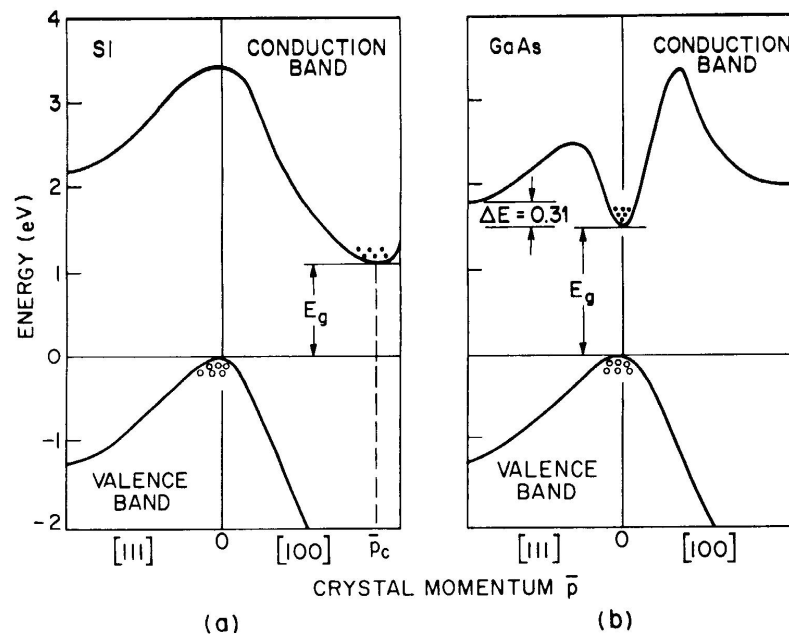


Abbildung 1.2: (a) indirekter Halbleiter, (b) direkter Halbleiter im Energie-Impuls-Diagramm

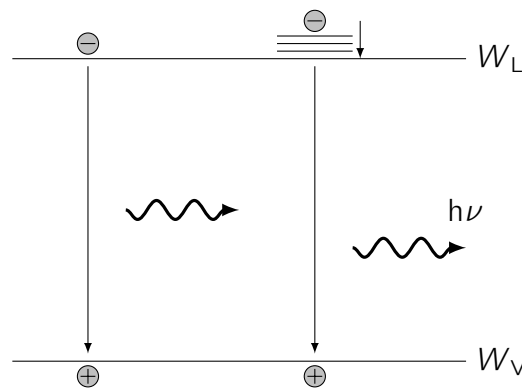


Abbildung 1.3: Band-Band-Rekombination, beim Übergang von W_L nach W_V wird die Strahlungsenergie $h\nu$ freigesetzt.

1.2.2.3 Nichtstrahlende Rekombination

Bei der *Auger-Rekombination* rekombiniert ein Elektron aus dem Leitungsband mit einem Loch aus dem Valenzband. Hier wird die freiwerdende Energie nicht in Form von Strahlung abgegeben, sondern an ein weiteres Elektron im Leitungsband durch einen Stoß übertragen. Dieses Elektron wird auf ein höheres Energieniveau im Leitungsband angehoben. Es fällt unter Abgabe thermischer Energie W_{th} auf die Leitungsbandkante zurück. Die Auger-Rekombination ist also ein Dreiteilchenprozess. Die Rekombinationsrate der Augere-Rekombination R_A hängt ebenfalls von der Ladungsträgerkonzentration und von

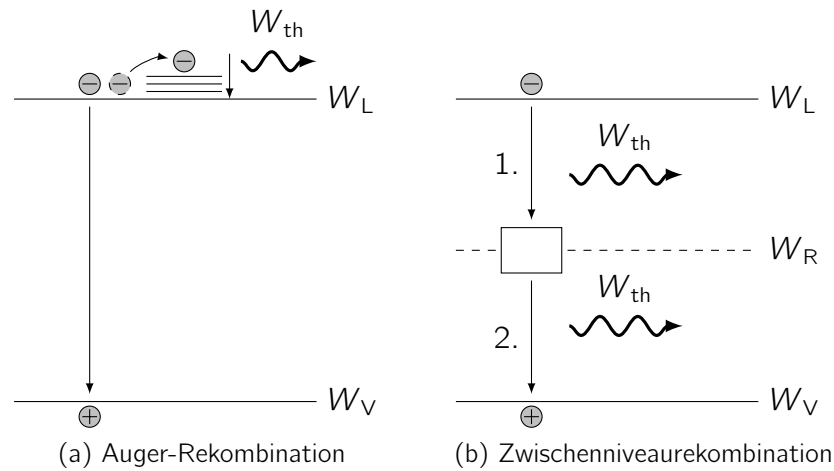


Abbildung 1.4: Nichtstrahlende Rekombination

der Augerkonstante $c_{n,p}$ ab.

$$R_A = c_n n^2 p + c_p p^2 n \quad (1.7)$$

Bei der *Zwischenniveau-Rekombination* geht ein Elektron zunächst aus dem Leitungsband unter Abgabe thermischer Energie W_{th} an das Kristallgitter über in ein bevorzugt in der Bandmitte liegendes, neutrales Rekombinationszentrum W_R . Dieses Rekombinationszentrum kann aufgrund von Kristallfehlern, Verunreinigungen oder durch Dotierstoffatome entstehen.

Anschließend rekombiniert das Elektron im Zentrum wiederum unter Abgabe thermischer Energie W_{th} mit einem Loch aus dem Valenzband. Es bleibt ein neutrales Zentrum zurück. Die Rekombinationsrate der Zwischenraumrekombination R_Z bestimmt sich aus der Grundlebensdauer $\tau_{n0,p0}$, der Konzentration im Leitungsband und Valenzband für $W_F = W_R$ ($n_{r,p}$), der Konzentration der Rekombinationszentren N_T und dem Einfangsquerschnitt $\sigma_{n,p}$.

$$\tau_{n,0} = \frac{1}{N_T \sigma_n} \quad (1.8)$$

$$\tau_{p,0} = \frac{1}{N_T \sigma_p} \quad (1.9)$$

$$R_Z = \frac{np - n_i^2}{\tau_{p,0}(n + n_r) + \tau_{n,0}(p + p_r)} \quad (1.10)$$

1.2.3 Oberflächenrekombination

Bei einem realen Kristall ändern sich an der Oberfläche die elektronischen Eigenschaften. Da dort das periodische Gitter endet, sind nicht mehr alle Bindungen der Kristallatome abgesättigt. Weiterhin können sich Moleküle und Atome aus der Umgebung (Wasser, Sauerstoff etc.) anlagern.

Oberflächenbehandlung	S_0 in cm/s
Sandstrahlen	$1 \cdot 10^4 \dots 1 \cdot 10^6$
Polieren	$1 \cdot 10^3 \dots 1 \cdot 10^5$
Ätzen	10 ... 300
Oxidieren	10

Tabelle 1.2: Oberflächenrekombinationsgeschwindigkeiten

Die Folge ist die Bildung von Energieniveaus zwischen Valenz- und Leitungsband an der Oberfläche. Sie wirken wie Volumen-Rekombinationszentren, sind aber wegen ihrer größeren Dichte effektiver als die Zwischenniveaus im Volumen. Die Folge der Oberflächenrekombination und des damit verursachten Gradienten ist ein Diffusionsstrom freier Ladungsträger aus dem Volumen zur Oberfläche.

Nimmt man für die Oberflächenrekombination ebenfalls ein lineares Rekombinationsgesetz an, so folgt daraus die *Oberflächenbedingung*:

$$D_0 \nabla (\Delta n) = S_0 \Delta n \quad (1.11)$$

Der Diffusionsstrom zur Oberfläche ($D_0 \nabla (\Delta n)$) ist gleich den pro Flächen- und Zeiteinheit an der Oberfläche rekombinierenden Ladungsträgern. S_0 wird wegen seiner Dimension (cm/s) Oberflächenrekombinationsgeschwindigkeit genannt. Sie ist stark von der Oberflächenbeschaffenheit abhängig und nimmt bei Silizium die Werte aus Tab. 1.2 an.

1.2.4 Haftstellen

Haftstellen bieten, wie Rekombinationszentren freien Ladungsträgern Energieniveaus im verbotenen Band an. Sie fangen jedoch nur eine Ladungsträgerart ein und tragen somit wenig zur Rekombination bei. Die Reemission in den freien Zustand ist wahrscheinlicher. Zwischen Einfang und Reemission liegt eine Zeitdauer, in der der Ladungsträger weder rekombinieren noch zur Leitfähigkeit beitragen kann. Er bleibt als Überschussladungsträger erhalten, deshalb können Haftstellen den Abbau der Überschusskonzentration verzögern.

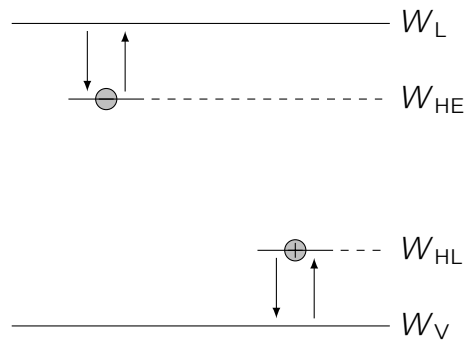


Abbildung 1.5: Haftstellen

1.2.5 Absorptionskoeffizient

Im Versuch werden die Überschussladungsträger durch optische Generation (Strahlung einer LED) erzeugt. Die Konzentration der generierten Ladungsträger klingt nach dem Lambertschen Gesetz exponentiell in das Probeninnere hinein ab (siehe Abb. 1.6).

$$\Delta p(x) = \Delta p_0 \exp(-\alpha x) \quad (1.12)$$

Hier ist α der Absorptionskoeffizient des bestrahlten Halbleiters. Er hängt von der Lichtwellenlänge und dem Halbleitermaterial ab und beschreibt allgemein, wie stark ein

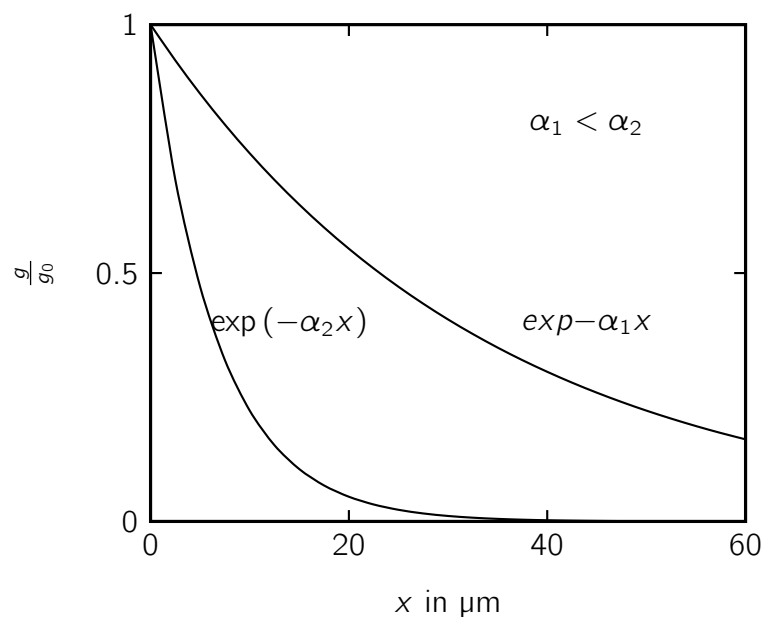


Abbildung 1.6: (Normalisierte) Ladungsträgergeneration in Abhängigkeit von der Eindringtiefe in die Probe nach dem Lambertschen Gesetz. Bei niedriger Absorption werden verhältnismäßig viele Ladungsträger im Innern des Halbleiters generiert.

Material Strahlung absorbieren kann. In Abb. 1.12 ist der Absorptionskoeffizient für Silizium in Abhängigkeit der Wellenlänge dargestellt. Mit α verknüpft ist die mittlere Eindringtiefe des Lichts $d = \frac{1}{\alpha}$ (siehe auch Abschnitt 1.3.2.2). Es ist also durch Variation der Lichtwellenlänge möglich zu bestimmen, an welcher Stelle und in welcher Tiefe innerhalb der Probe der Hauptteil der Überschussladungsträger erzeugt wird.

Wählt man Licht mit großem α , also kleiner Eindringtiefe d , so wird der Hauptteil der Ladungsträger in Oberflächennähe generiert. Bei der Rekombination wäre dann der Oberflächeneinfluss größer als bei Generation im Probeninneren (wenn α klein und d groß ist).

1.2.6 Zusammenhang zwischen Diffusionslänge, Diffusionskonstante und Lebensdauer

Mit steigender Minoritätsträgerlebensdauer τ steigt natürlich auch die Diffusionslänge L_n . Der Zusammenhang ist wie folgt gegeben:

$$L_n = \sqrt{D_n \tau} \quad (1.13)$$

Die Diffusionskonstante für Elektronen beträgt $D_n = 36 \text{ cm}^2/\text{s}$.

1.3 Die PCD-Methode

Wie schon erwähnt ist die PCD-Methode ein wichtiges Standardverfahren zur Bestimmung der Minoritätsträgerlebensdauer.

In Abb. 1.7 ist die Probengeometrie dargestellt. Die Siliziumprobe wird über die schraffierte Fläche mit Lichtpulsen bestrahlt. Innerhalb des Volumens $A_2 l_2$ sei die Konzentration der generierten Ladungsträger räumlich konstant, ansonsten liegt in der gesamten Probe die Gleichgewichtskonzentration p_0 vor.

Wie in Abb. 1.8 zu sehen, wird die Widerstandsänderung $\Delta R_p(t)$, die durch das Licht hervorgerufen wird, über einen Spannungsteiler als Wechselspannung über den Koppelkondensator C_k dem Oszilloskop zugeführt.

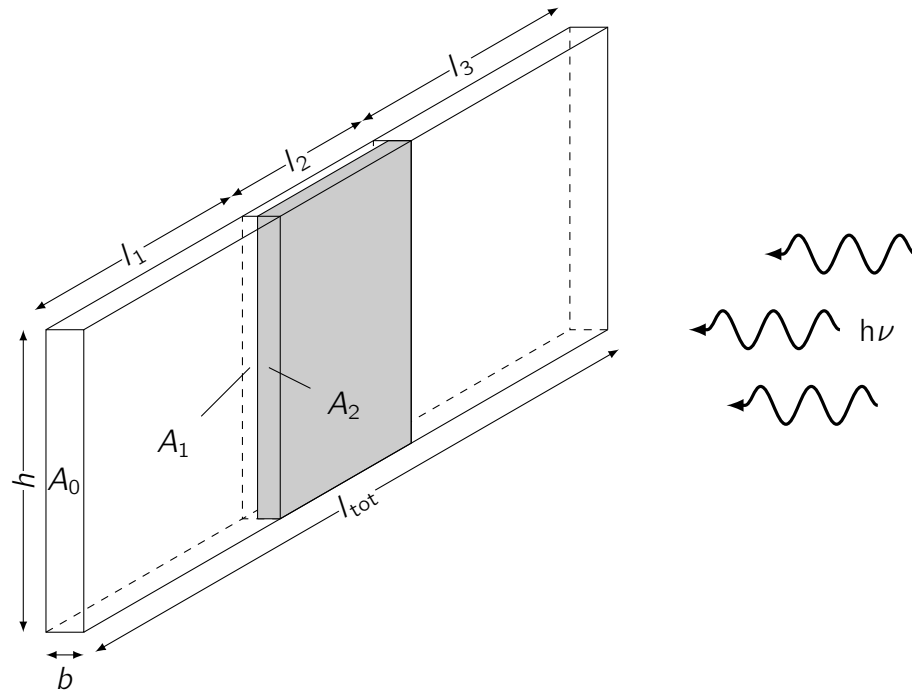


Abbildung 1.7: Probengeometrie: $A_0 = A_1 + A_2 = hb$, $l_{\text{tot}} = l_1 + l_2 + l_3$

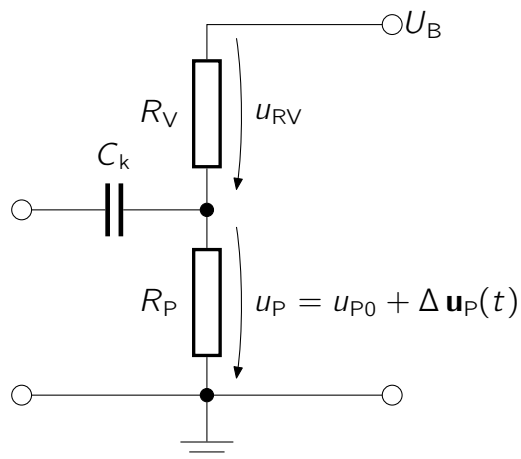


Abbildung 1.8: Prinzipschaltbild für die PCD-Methode

1.3.1 Versuchsaufbau

Im Folgenden wird der Aufbau und die Durchführung des Versuches erläutert.

1.3.1.1 Geräteliste

1. PCD-Messvorrichtung (Probenhalterung)
2. Oszilloskop
3. Funktionsgenerator
4. Lumineszenzdiolen
5. Multimeter

1.3.1.2 Messaufbau

Der Aufbau ist grafisch dargestellt (vgl. Abb. 1.9). Die von einem Strompulsler (Funktionsgenerator mit $I_{\max} = 100 \text{ mA}$ bzw. bei der roten LED $I_{\max} = 20 \text{ mA}$) gespeisten LEDs senden das Licht der jeweiligen Wellenlänge auf die Probe. Überlegen Sie sich, wie Sie eine Strombegrenzung an der Diode mithilfe des Funktionsgenerators und evt. weiteren Bauelementen realisieren können. Über einen Koppelkondensator zur Abtrennung des Gleichspannungsanteils wird das $\Delta U_p(t)$ -Signal auf das Oszilloskop gegeben. Die Betriebsspannung (U_B) ist einstellbar. Der Vorwiderstand (R_V) wird benötigt, um mit Hilfe des Spannungsteiles zwischen R_V und R_P (Widerstand der Probe) die Änderung von R_P erkennbar zu machen.

Die Daten der LEDs sind in der Tab. 1.3 zusammengefasst, die Probengeometrie ist Abb. 1.7, Abb. 1.10 und Tab. 1.4 zu entnehmen.

Abb. 1.10 zeigt die Abmessungen der Siliziumprobe und die Größe der beleuchteten Fläche.

λ [nm]	I_{\max} [mA]	t_f [ns]
660	20	—
850	100	12
950	100	500

Tabelle 1.3: Werte der verwendeten LEDs

b :	500 μm
l_2 :	2,3 cm
l_{tot} :	2,5 cm
h :	1 cm
Dotierung:	$1 \cdot 10^{15} / \text{cm}^3$

Tabelle 1.4: Probengeometrie für diesen Versuch

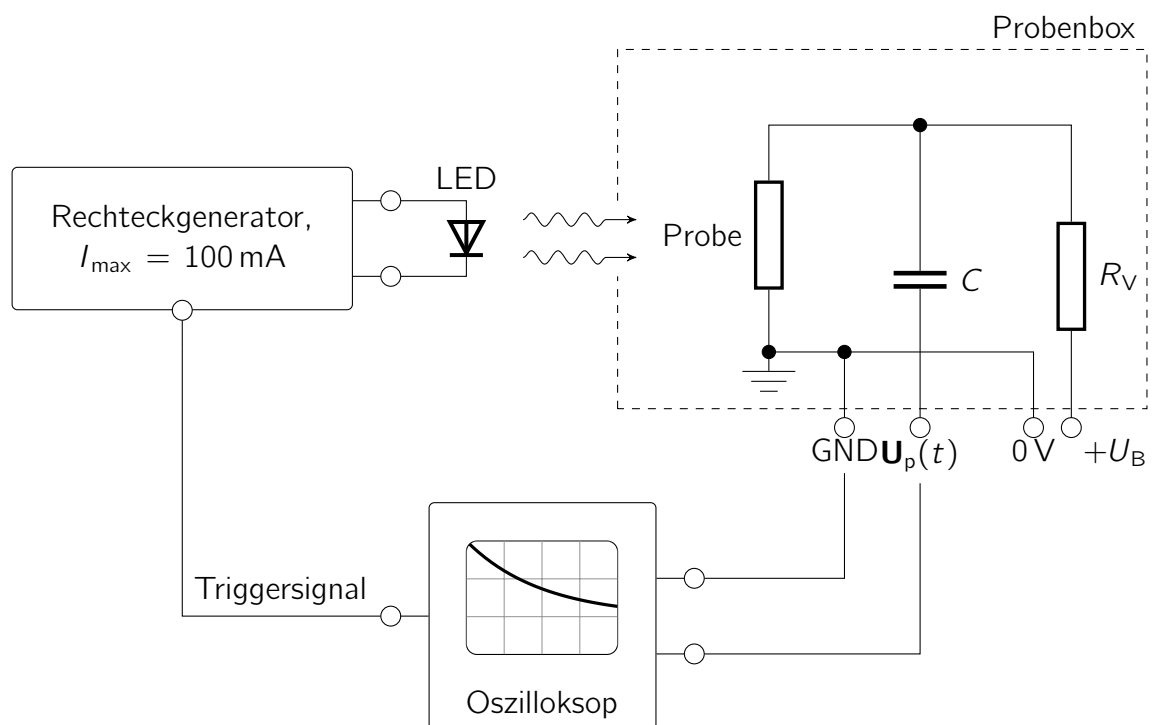
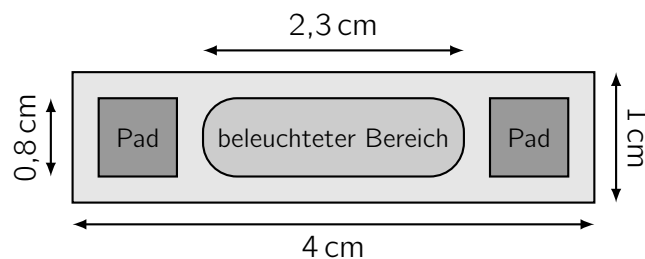
Abbildung 1.9: Messaufbau: Betriebsspannung U_B wird durch das HAMEG Netzteil bereit gestellt.

Abbildung 1.10: Beleuchtete Probe

1.3.2 Vorüberlegungen zum Versuch

1.3.2.1 Abschaltzeit der LEDs

Die Abschaltzeit t_f der LEDs kann mit einem schnellen Photodetektor gemessen werden. Die Abschaltzeit ist die Zeitdifferenz beim Abklingen des Signals von 90 % auf 10 % (siehe Abb. 1.11).

Zur Messung bestrahlt die LED diesen Detektor und das so entstehende Signal kann als Spannung abgenommen werden und auf dem Oszilloskop dargestellt werden. Um den zeitlichen Rahmen dieser Veranstaltung nicht zu sprengen, wird die Abschaltzeit der Dioden nicht nachgemessen. Es kann angenommen werden, dass $t_f \ll \tau_v$ ist. Die elektrischen Abschaltzeiten der verwendeten LEDs liegen laut Datenblatt bei unter $1 \mu\text{s}$. Diese sind zwar nicht identisch zu den optischen Abschaltzeiten, sollten aber in etwa in der selben Größenordnung liegen.

1.3.2.2 Eindringtiefe des Lichtes in die Probe

Je nach Wellenlänge dringt das Licht unterschiedlich tief in Silizium ein. Das heißt, dass der Absorptionskoeffizient α des Halbleitermaterials abhängig von der Wellenlänge ist. Die Lichtintensität und damit auch die Konzentration von generierten Ladungsträgern fällt exponentiell im Probeninneren ab.

Die mittlere Eindringtiefe ist definiert als $d = \frac{1}{\alpha}$, d.h. d ist die Tiefe bei der die Lichtintensität auf $\frac{1}{e}$ des Anfangswertes abgefallen ist. Werte für α können aus dem Diagramm in Abb. 1.12 entnommen werden.

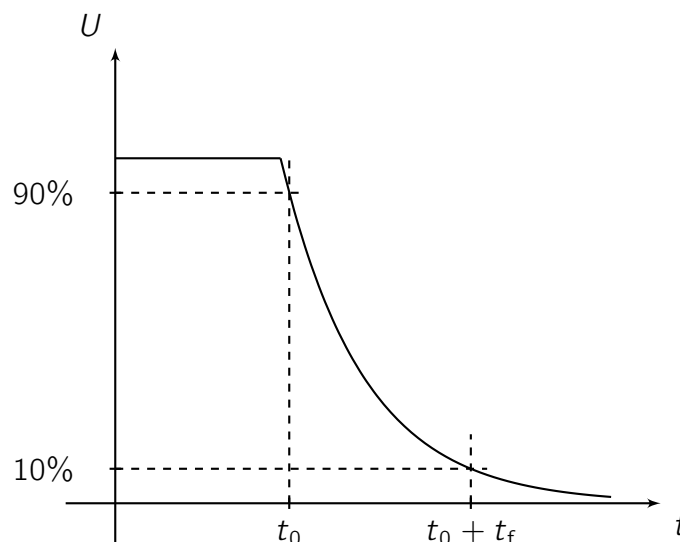


Abbildung 1.11: Abschaltzeit

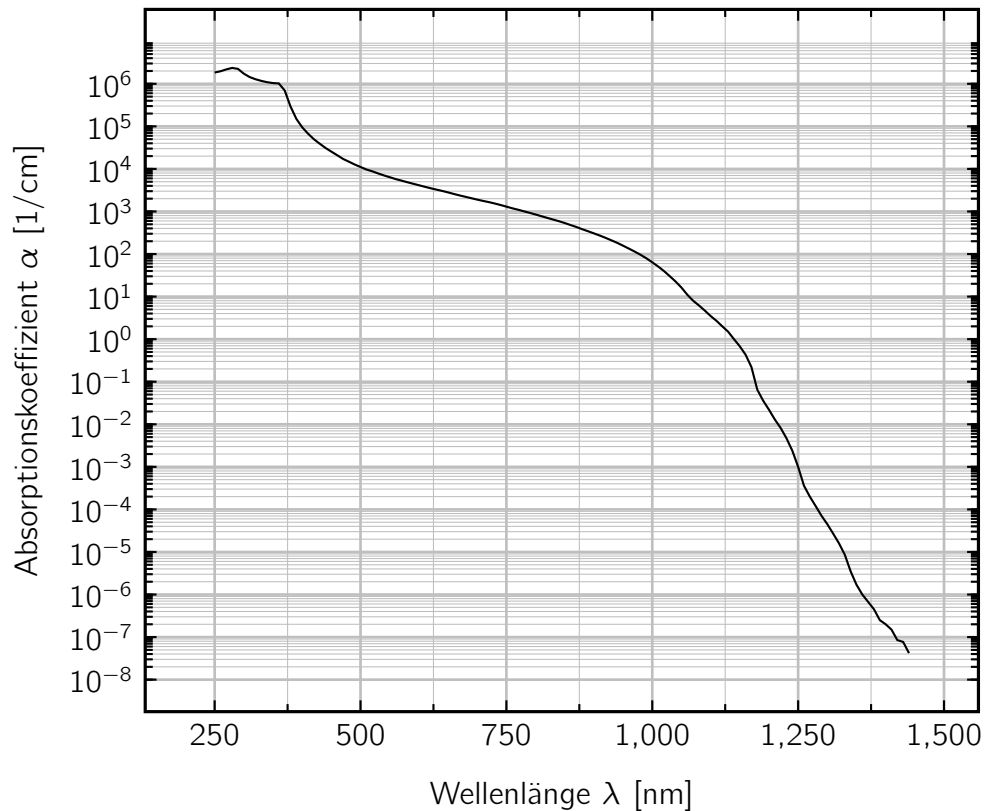


Abbildung 1.12: Absorptionskoeffizient

1.3.2.3 Schwache Injektion

In Abschnitt 1.2.1.1 wurde für die Lösung der Bilanzgleichung die Voraussetzung gefordert, dass die Zahl der erzeugten Überschussladungsträger plus der Gleichgewichtskonzentration der Minoritätsladungsträger sehr viel kleiner ist, als die Konzentration der Majoritätsladungsträger. Es soll also in diesem Fall (p-dotierter Halbleiter) gelten $\frac{n_0 + \Delta n}{p_0} \ll 1$. Diese Bedingung nennt man *schwache Injektion*. Da in der Praxis die Konzentration der Überschussladungsträger bei $G > 0 / (\text{cm}^3 \text{s})$ schnell größer wird als die Konzentration der Minoritätsträger im Gleichgewicht, kann z.B. in einem p-Halbleiter n_0 gegenüber Δn oft vernachlässigt werden ($\frac{n_0 + \Delta n}{p_0} \approx \frac{\Delta n}{p_0}$ im p-Halbleiter).

Um die Voraussetzungen der schwachen Injektion während der Generation von Überschussladungsträgern bei der Probenbestrahlung mit einer LED zu überprüfen, muss der Spannungsabfall über der Probe im unbeleuchteten Zustand U_p und im beleuchteten Zustand $U_p + \Delta U_p(t)$ gemessen werden. U_p wird bei eingeschalteter Batteriespannung an den Probenkontakten mit einem Spannungsmessinstrument abgenommen, $\Delta U_p(t)$ wird mit dem Oszilloskop mit kalibrierter Y-Verstärkung (Skalierung der y-Achse V / div) gemessen. Mit der Gleichung zur Spannungsänderung und den Probenabmessungen lässt sich dann die Bedingung der schwachen Injektion überprüfen (Herleitung siehe Anhang).

$$\frac{\Delta n}{p_0} = -\frac{3 A_0 I_{\text{tot}}}{4 A_2 I_2} \frac{R_V + R_{P0}}{R_V} \frac{\Delta U_P}{U_{P0}} \ll 1 \quad (1.14)$$

A_0 berechnet sich aus der Probengeometrie, I_{tot} und I_2 ebenfalls. ΔU_p und U_{p0} werden gemessen. R_V ist der Vorwiderstand, R_{p0} der Dunkelwiderstand. A_2 ist abhängig von Eindringtiefe d und Diffusionslänge L_n (siehe Abb. 1.7).

$$A_2 = \begin{cases} \frac{h}{\alpha} & \text{für } d = \frac{1}{\alpha} \gg L_n \\ hL_n & \text{für } d = \frac{1}{\alpha} \ll L_n \end{cases} \quad (1.15)$$

Sie können wegen der geringen Probendicke annehmen, dass $A_2 = bh$ ist.

1.3.2.4 Aufnahme der Abklingkurve

Das PCD-Signal mit kalibrierter Zeitbasis wird über das Oszilloskop dem Rechner zugeführt.

1.4 Protokoll

Über einen der Versuche 1 bis 6 ist ein Protokoll anzufertigen. Die Regelungen für das Protokoll entnehmen Sie bitte den Vorlesungsunterlagen oder ISIS. Folgende Anforderungen werden von uns an die Protokoll gestellt:

Einführung kurze Einführung, was ist Thema und was Ziel des Versuchs – *Zielsetzung*.

Hintergrund beinhaltet die Fragestellung sowie die zu erwartenden Resultate, ggf. mit Begründung – *kein* Theoriesermon! Hier können z.B. auch Berechnungen durchgeführt werden, die zum erwarteten Resultat, einzustellenden Werten oder Ähnlichem führen.

Durchführung exakte Beschreibung der durchgeführten Tätigkeiten, so dass jemand Fremdes es nur anhand des Protokolls vollständig nachvollziehen kann und auf die selben Ergebnisse bei protokollgemäßer Durchführung kommen würde – *Achtung*: Entscheidend ist, dass alles drin steht, was das Ergebnis beeinflusst. Die Farbe des Himmels ist häufig nicht wichtig, aber die Temperatur des Versuchsaufbaus (Zimmertemperatur) oder die Umgebende Luftfeuchtigkeit können durchaus einen Einfluss haben ...

Auswertung interpretiert die erhaltenen Resultate. Dazu gehört natürlich auch, dass die Messungen im Vergleich mit den erwarteten Ergebnissen gegenübergestellt werden können. Insofern ist es hier auch nötig, entscheidende Begründungen für entsprechend beobachtete Phänomene zu nennen.

Zusammenfassung Fassen Sie die Durchführung, die Ergebnisse und die daraus gewonnenen Erkenntnisse *kurz* zusammen

Achten Sie bitte darauf, dass alle verwendeten Quellen und nicht selbst erstellten Graphiken mit Quellangaben versehen sein müssen. Die Bildunterschrift sollte ausreichend sein, um eine Graphik grundlegend zu verstehen. Im Text muss auf alle Grafiken Bezug genommen werden (ggf. mit Abbildungsnummer)!

Sie dürfen für die Vorbereitung Ihres Protokolls ein Textverarbeitungssystem Ihrer Wahl verwenden (Handschrift *lesbar!*, Schreibmaschine, Computerprogramm, ...). Bitte achten Sie aber darauf, dass das Protokoll eine ansehnliche Form hat, dazu zählen vor allem:

- Der *gesamte* Text (inkl. Bildunterschriften, Werten, Skalen, ...) muss ausreichend groß geschrieben sein, dass man ihn mit bloßem Auge im Abstand von 40 cm mühelos lesen kann.
- Seitenränder sollten ihren Zweck erfüllen – nicht zu wenig nicht zu viel.
- Die Schriftart sollte leicht zu lesen sein, ggf. Schriftarten mit Serifen verwenden
- Begrenzen Sie die Anzahl der unterschiedlich formatierten Textteile, wählen Sie diese mit Bedacht.
- Die erzeugte Datei darf nicht größer als 3MB sein. Reduzieren Sie Farb- und Grauwertbilder auf 150-300ppi und verwenden Sie eine geeignete Kompression. Für Strichgrafiken genügt eine Auflösung von maximal 1200ppi.

Im Sinne des letzten Punktes dieser Liste sollten Sie darauf achten, dass das Protokoll eine einheitliche Formatierung enthält. Besonders leicht sind diese Punkte mit dem Textsatzsystem \LaTeX zu erfüllen, lassen sich aber auch problemlos mit *Word* oder *OpenOffice* erreichen. Achten Sie darauf, dass Sie Formatvorlagen im Falle von *Word* oder *OpenOffice* verwenden.

1.5 Rechenaufgaben

1.5.1 Ermitteln der Eindringtiefen

1.5.1.1. Bestimmen Sie die Eindringtiefe d der verwendeten LEDs. Die verwendeten LEDs haben folgende Wellenlängen:

LED A: 660 nm

LED B: 850 nm

LED C: 950 nm

1.5.1.2. Welche Wellenlänge bräuchte eine LED, um durch die Probe hindurchzuscheinen? Es soll dabei mindestens $\frac{1}{e}$ der einfallenden Strahlung hindurchdringen.

Hinweis: Nehmen Sie als Probendicke etwa 500 μm an!

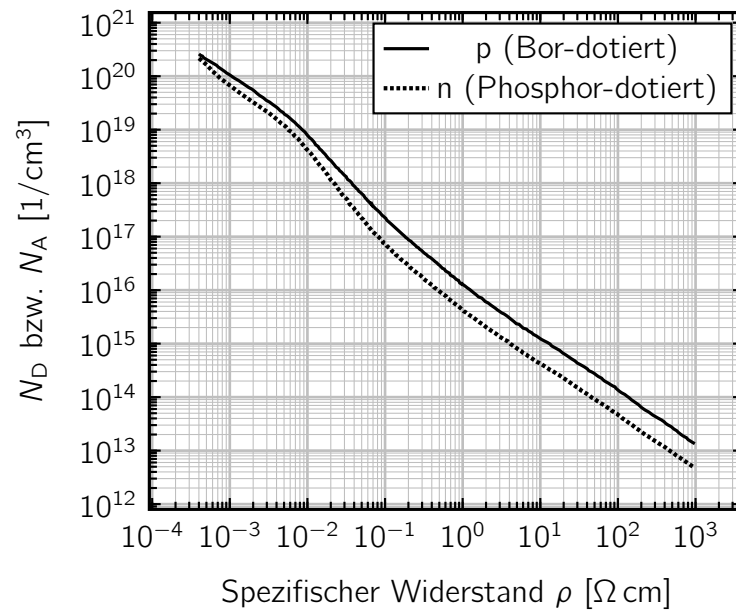


Abbildung 1.13: Spezifischer Widerstand in Abhängigkeit von der Dotierstoffkonzentration für Silizium

1.5.2 Dunkelwiderstand der Halbleiterprobe I

1.5.2.1. Ermitteln Sie einen Erwartungswert für den Dunkelwiderstand der Halbleiterprobe!

Hinweis: Die Dotierstoffkonzentration kann mit $1 \cdot 10^{15}/\text{cm}^3$ angenommen werden. Verwenden Sie Abb. 1.13.

1.6 Versuch

1.6.1 Dunkelwiderstand der Halbleiterprobe II

1.1. Leiten Sie den Dunkelwiderstand der Halbleiterprobe her.

Hinweis: Muss der Strom durch die Probe bekannt sein, um den Dunkelwiderstand zu ermitteln?

1.6.2 Volumenlebensdauer

2.1. Wie kann die Volumenlebensdauer τ_v aus der Abklingkurve ermittelt werden? Verwenden Sie hierzu eine logarithmische Darstellung und arbeiten Sie mit der Steigung der Kennlinie im linearen Bereich.

Hinweis: Achten Sie darauf, dass die Darstellung auch wirklich logarithmisch ist!

Auf diese Art und Weise ist es möglich die Minoritätsträgerlebensdauer direkt mit einem Oszilloskop zu bestimmen, weil man die Zeit und die Spannungsamplituden direkt ablesen kann. Allerdings lässt sich so nicht sagen, ob das Abklingen der Minoritäten einem exponentiellen Verlauf folgt oder nicht. Dies kann man nur feststellen, indem man die Spannungsachse logarithmiert und sich im Falle eines vorher exponentiellen Verlaufs dann eine Gerade ergibt.

Falls es Studenten gibt, die zu diesem Versuch ein Protokoll anfertigen möchten, dann muss gezeigt werden, dass der Abklingvorgang tatsächlich exponentiell verläuft. Die aufgenommenen Daten müssen dann zunächst vom Offset befreit werden und durch Betragsbildung logarithmiefähig gemacht werden. Somit ergibt sich ein linearer Verlauf, dessen reziproke und negative Steigung der Minoritätsträgerlebensdauer τ_v entspricht:

$$\ln \left[\frac{\Delta U(t)}{\Delta U(t=0)} \right] = -\frac{t}{\tau_v}$$

Für τ sind Werte von 2 bis 20 μs zu erwarten. Um die Einflüsse des Rauschen in Grenzen zu halten, sollte man darauf achten, dass die Bandbegrenzung am Oszilloskop eingeschaltet ist.

1.6.3 Diffusionslänge

3.1. Welcher Zusammenhang besteht zwischen L_n und τ ?

1.6.4 Nachweis schwacher Injektion

4.1. Überprüfen Sie, ob schwache Injektion durch die Bestrahlung mit der LED vorliegt. Schätzen Sie das Ergebnis ab, indem Sie Näherungen machen. Welche Näherungen können gemacht werden, und warum sind sie zulässig?

Hinweis: $A_2 = \frac{h}{\alpha}$ und $R_V = 1,2 \text{ k}\Omega$

1.6.5 Messung

5.1. Messen Sie die Dunkelspannung und den Dunkelstrom der Probe.

Hinweis: Die Betriebsspannung sollte zwischen 20 V und 30 V liegen. Notieren Sie diese! Der Strom sollte mit dem Fluke Multimeter bestimmt werden.

5.2. Führen Sie nun den eigentlichen PCD-Versuch durch. Verwenden Sie LEDs mit drei verschiedenen Wellenlängen.

Hinweis:

- Verwenden Sie den Datenanschluss des Oszilloskops, um die Kurven auf den Rechnern zu speichern.
- Achten Sie darauf, dass die roten LEDs mit maximal 20 mA Strom belastet werden!
- Um zu überprüfen, ob die LED-Stecker korrekt gepolt angeschlossen wurde, genügt es nicht zu prüfen, ob ein Strom fließt, da in umgekehrter Richtung zu den LEDs eine Schutzdiode geschaltet ist! Eine Testmöglichkeit besteht darin, durch eine elektronische Kamera die angeschlossenen LEDs zu betrachten, da der Sensor auch auf diese, für das menschliche Auge nicht sichtbaren Wellenlängen reagiert.

Die Auswertung der Daten wird in den nächsten Aufgaben durchgeführt.

1.7 Vorbereitungsaufgaben

1. Erklären Sie den Begriff *schwache Injektion*.
2. Was ist der Unterschied zwischen direkten und indirekten Halbleitern?
3. Wie lautet die Bilanzgleichung für Löcher?
4. Erläutern Sie die Auger-Rekombination.
5. Erläutern Sie die Zwischenniveau-Rekombination.
6. Erläutern Sie die Oberflächenrekombination.
7. Was sind Haftstellen?
8. Warum muss die Abschaltzeit der Diode t_f viel kleiner sein als die Volumenlebensdauer τ_v ?
9. Ist die Elektronenbeweglichkeit genauso groß wie die Beweglichkeit der Löcher (Defektelektronen)? Begründen Sie ihre Antwort.

10. Was bezeichnet der Begriff *thermodynamisches Gleichgewicht*?
11. Informieren Sie sich über den Schottkykontakt, wo würde er im Versuchsaufbau auftreten? Wie kann man diesen Kontakt verbessern?
- Hinweis:** Nehmen Sie ggf. die Bücherei, die Unterlagen der anderen Veranstaltungen der Elektrotechnik oder das Internet zu Hilfe, z.B. HLB-Übung 15[?]
12. Bei welchem Pegel des Eingangssignals (Rechtecksignal das die LED ansteuert) erwarten Sie ein Einbrechen der Spannung U_{PCD} ? Warum ist das so?
13. Warum ist es sinnvoll die Ladungsträgerlebensdauer eines Halbleitermaterials zu wissen?
14. Was begrenzt die Einsatzmöglichkeit von Mechanischen Aufbauten zur Lichtpulserzeugung beim PCD-Versuch?

1.8 Anhang

1.8.1 Überprüfung der schwachen Injektion

Es soll die Bedingung der schwachen Injektion überprüft werden. Bekannt ist die Probengeometrie und die Spannungsänderung über der Probe. Aus der Spannungsänderung kann man auf die Widerstandsänderung im Silizium schließen. Die Widerstandsänderung aber wird durch die Änderung der Minoritätsladungsträger hervorgerufen. Es lässt sich damit also berechnen, wie viele Ladungsträger induziert werden.

1.8.1.1 Spannungsänderung in Abhängigkeit von der Widerstandsänderung

Wir haben einerseits die Dunkelspannung U_{P0} über der Probe, aus der sich ganz einfach auch der Dunkelwiderstand R_{P0} berechnen lässt. Andererseits haben wir in ΔU_P die Differenz der Spannung an der Probe im beleuchteten und unbeleuchteten Zustand, die jedoch nur indirekt mit der Widerstandsänderung ΔR_P zusammenhängt. Die dem Schaltbild zugeordneten Größen können Abb. 1.8 entnommen werden.

Es gilt:

$$U_{P0} = \frac{R_{P0}}{R_V + R_{P0}} U_B \quad (1.16)$$

$$U_P = \frac{R_{P0} + \Delta R_P}{R_V + R_{P0} + \Delta R_P} U_B \quad (1.17)$$

$$\Delta U_P = U_P - U_{P0} = \left(\frac{R_{P0} + \Delta R_P}{R_V + R_{P0} + \Delta R_P} - \frac{R_{P0}}{R_V + R_{P0}} \right) U_B \quad (1.18)$$

Man bringt die Gleichung für ΔU_P nun auf den gleichen Nenner und multipliziert den Zähler aus. Da die Widerstandsänderung ΔR_P in Gleichung 1.18 um einige Größenordnungen kleiner ist als der Dunkelwiderstand R_{P0} der Probe, kann im folgenden Schritt im Nenner ΔR_P vernachlässigt werden. Im Zähler fallen bis auf den Term $R_V \Delta R_P$ alle anderen Summanden wegen dem Minuszeichen gegeneinander weg.

$$\Delta U_P = \frac{(R_V + R_{P0})(R_{P0} + \Delta R_P) - R_{P0}(R_V + R_{P0} + \Delta R_P)}{(R_V + R_{P0} + \Delta R_P)(R_V + R_{P0})} \approx \frac{R_V \Delta R_P}{(R_V + R_{P0})^2} U_B \quad (1.19)$$

Es wird nun das Verhältnis gebildet zwischen der Differenzspannung und der Dunkelspannung.

$$\frac{\Delta U_P}{U_{P0}} = \frac{\Delta R_P}{R_{P0}} \frac{R_V}{(R_V + R_{P0})} \quad (1.20)$$

1.8.1.2 Widerstandsänderung in Abhängigkeit von der Leitfähigkeitsänderung

Zur Erinnerung: wir suchen nach der Änderung der Ladungsträgerkonzentration. Diese versteckt sich in der Änderung des Widerstandes. Wir betrachten im Folgenden den Widerstand des beleuchteten Teilbereichs der Probe.

Bei der Bestrahlung mit Licht ändert sich der Widerstand näherungsweise nur im Teilvolumen $V_2 = A_2 l_2$ (siehe Abb. 1.7) und damit auch der Gesamtleitwert der Parallelschaltung aus dem Teilvolumen $A_1 l_2$ und $A_2 l_2$ (es gilt $A_0 = A_1 + A_2$). Der Widerstand eines Volumens berechnet sich allgemein zu $R = \frac{l}{\sigma A}$. Wir bekommen also für den untersuchten Teilbereich die folgenden Widerstände für den beleuchteten und unbeleuchteten Fall.

$$R_{1,AUS} = \frac{l_2}{\sigma_0 A_0} \quad (1.21)$$

$$R_{1,AN} = \frac{l_2}{\sigma_0 A_0 + \Delta \sigma A_2} \quad (1.22)$$

$R_{1,AUS}$ ist trivial. $R_{1,AN}$ beschreibt die Parallelschaltung von beleuchtetem und unbeleuchtetem Teilvolumen. Die Differenz zwischen den beiden ist die Widerstandsänderung ΔR_P

$$\Delta R_P = R_{1,AN} - R_{1,AUS} = -\frac{A_2 \Delta \sigma l_2}{(A_0 \sigma_0)(A_0 \sigma_0 + A_2 \Delta \sigma)} \approx -\frac{A_2 \Delta \sigma l_2}{(A_0 \sigma_0)^2} \quad (1.23)$$

Wir können wieder $\Delta \sigma$ im Nenner vernachlässigen, da es wesentlich kleiner ist als σ_0 . Das negative Vorzeichen ist korrekt, da der Widerstand der beleuchteten Probe kleiner ist als der Widerstand der unbeleuchteten Probe! Der Dunkelwiderstand berechnet sich zu

$$R_{P0} = \frac{l_{tot}}{A_0 \sigma_0} \quad (1.24)$$

Hierbei ist l_{tot} die Gesamtlänge der Probe.

1.8.1.3 Leitfähigkeitsänderung in Abhängigkeit von der Überschussladungsträgergeneration

Die Leitfähigkeitsänderung $\Delta\sigma$ wird von den generierten Überschussladungsträgern $\Delta n = \Delta p$ (es werden genauso viele Löcher wie Elektronen generiert) verursacht:

$$\Delta\sigma = e(\mu_n + \mu_p)\Delta n \quad (1.25)$$

Somit ist die Spannungsänderung proportional zur Überschussladungsträgerkonzentration Δn .

Die Dunkelleitfähigkeit im p-Halbleiter beträgt:

$$\sigma_0 = e\mu_p p_0 \quad (1.26)$$

Im Silizium ist das Beweglichkeitsverhältnis $\frac{\mu_n}{\mu_p} \approx 3 \Leftrightarrow \mu_p \approx \frac{1}{3}\mu_n$. Daher gilt:

$$\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0} = \frac{e}{e} \frac{\mu_n + \mu_p}{\mu_n} \frac{\Delta n}{p_0} = \frac{4}{3} \frac{\Delta n}{p_0} \quad (1.27)$$

1.8.1.4 Einsetzen und Überprüfung der schwachen Injektion

Man erinnere sich nun an Gleichung (1.20). Dort setzt man nacheinander Gleichung 1.23, 1.24 und 1.27 ein. Man kürzt und bekommt

$$\frac{\Delta U_P}{U_{P0}} = -\frac{4}{3} \frac{\Delta n}{p_0} \frac{A_2}{A_0} \frac{I_2}{I_{\text{tot}}} \frac{R_V}{R_V + R_{P0}} \quad (1.28)$$

Diese Gleichung muss noch umgestellt werden, so dass die Beziehung $\frac{\Delta n}{p_0}$ auf der einen Seite steht. Schwache Injektion ist erfüllt, wenn dieser Term wesentlich kleiner als eins ist. Man beachte, dass auch ΔU_P negativ ist! Nimmt man stattdessen den Betrag der Spannungsdifferenz, so muss man auch den Betrag der Gleichung bilden.

$$\frac{\Delta n}{p_0} = -\frac{3}{4} \frac{A_0}{A_2} \frac{I_{\text{tot}}}{I_2} \frac{R_V + R_{P0}}{R_V} \frac{\Delta U_P}{U_{P0}} \ll 1 \quad (1.29)$$

1.8.1.5 Fläche A_2

Mit dieser Beziehung ist es möglich, die Bedingung der schwachen Injektion zu überprüfen. Dazu muss die Fläche A_2 bekannt sein. Die oben gemachte Annahme, dass die Konzentration der generierten Ladungsträger im Teilvolumen $A_2 I_2$ konstant ist und ansonsten gleich Null, entspricht nicht der Realität, ist aber eine zulässige Näherung.

Um die Leitfähigkeitsänderung $\Delta\sigma$ unter Lichteinfluss zu berechnen, ist es notwendig, die Bilanzgleichung für schwache Injektion für den stationären Fall zu lösen. Da bei schwacher Injektion der Feldstrom klein ist, wird für den Strom der Diffusionsstrom angesetzt:

$$\vec{j}_n = eD_n \nabla (\Delta n) \quad (1.30)$$

Für den eindimensionalen Fall soll die Herleitung für eine in X-Richtung unendlich ausgedehnte Probe durchgeführt werden. Es wird angenommen, dass die Oberflächenrekombinationsgeschwindigkeit S sehr groß ist, so dass die Oberfläche näherungsweise im Gleichgewicht ist. Folgende DGL ist mit ihren Randbedingungen zu lösen:

$$D_n \frac{\partial^2 \Delta n}{\partial x^2} = \frac{\Delta n}{\tau} - G_0 \exp(-\alpha x) \quad (1.31)$$

Mit der Randbedingungen

$$\mathbf{S}(x=0) = \infty \quad (1.32)$$

$$\Delta \mathbf{n}(0) = \Delta \mathbf{n}(\infty) = 0 \quad (1.33)$$

Die Generationsrate entspricht dem Lambertschen Gesetz. Als Lösung erhält man:

$$\Delta \mathbf{n}(x) = \frac{G_0 \tau}{1 - L_n^2 \alpha^2} \left(\exp(-\alpha x) - \exp\left(\frac{x}{L_n}\right) \right) \quad (1.34)$$

Ist die Diffusionslänge L_n größer als die Eindringtiefe $1/\alpha$, so ergibt sich mit $L_n \alpha \gg 1$:

$$\Delta \mathbf{n}(x) \cong \frac{G_0 \tau}{L_n^2 \alpha^2} \exp\left(-\frac{x}{L_n}\right) \quad (1.35)$$

Dies ist der Fall, wenn nur an der Oberfläche Ladungsträgerpaare erzeugt werden und in das Probeninnere diffundieren.

Ist die Diffusionslänge L_n klein gegenüber der Eindringtiefe ($L_n \alpha \ll 1$), folgt die Trägerverteilung dem Lambertschen Gesetz und es gilt:

$$\Delta \mathbf{n}(x) = G_0 \tau \exp(-\alpha x) \quad (1.36)$$

Für beide Grenzfälle erhält man eine Trägerverteilung der Form:

$$\Delta \mathbf{n}(x) = \Delta \mathbf{n}(0) \exp\left(-\frac{x}{c}\right) \quad (1.37)$$

Mit c als Konstante.

Die Leitfähigkeitsänderung ΔG errechnet sich nun aus

$$\Delta G = \frac{e(\mu_n + \mu_p)h}{l_2} \int_0^\infty \Delta \mathbf{n}(x) dx \quad (1.38)$$

wobei h der Probenhöhe entspricht (siehe Abb. 1.7). Einsetzen und integrieren ergibt:

$$\Delta G = \frac{e(\mu_n + \mu_p)h}{l_2} \Delta \mathbf{n}(0) c \quad (1.39)$$

$$\Delta G = \frac{\Delta \sigma A_2}{l_2} \quad (1.40)$$

mit $A_2 = hc$ sowie $\Delta \sigma = e(\mu_n + \mu_p) \Delta \mathbf{n}(0)$.

Wenn die Bedingung der schwachen Injektion überprüft werden soll, ist die Diffusionslänge mit der Eindringtiefe des Lichtes zu vergleichen. Dazu ist für A_2 folgendes in die Gleichung zur Spannungsänderung einzusetzen:

$$A_2 = \begin{cases} \frac{h}{\alpha} & \text{für } \frac{1}{\alpha} \gg L_n \\ hL_n & \text{für } \frac{1}{\alpha} \ll L_n \end{cases} \quad (1.41)$$

Thema 2

Die Diodenkennlinie

2.1 Einleitung

Am heutigen Termin soll die physikalische Funktionsweise einer Diode besprochen werden. Um eine mathematische Beschreibung der Diode möglich zu machen, führen wir drei Vereinfachungen ein, die Shockley-Bedingungen. Diese führen uns auf ein idealisiertes Diodenmodell. Im experimentellen Teil untersuchen wir Abweichungen der gemessenen Kennlinie von der idealisierten Kennlinie ebenso wie den Einfluss der Temperatur auf die Kennlinie.

2.2 Theorie

2.2.1 Die Diode

Wie bereits bekannt, ist die Diode ein Halbleiterbauelement, das Strom hauptsächlich in einer Richtung durchlässt. Wenn eine positive Spannung anliegt, leitet sie. Wenn eine negative Spannung anliegt, sperrt sie. Dieses Verhalten wird erreicht, indem ein p-dotiertes Halbleitergebiet in einem n-dotierten Halbleiter erzeugt wird.

In Abbildung 2.1a ist das Schaltzeichen der Diode dargestellt. Die Anode ist am p-dotierten Gebiet, die Kathode am n-dotierten. Als Merkregel: positive Spannung muss an das p-Gebiet, negative an das n-Gebiet damit die Diode leitet.

In Abb. 2.1b ist ein einfaches Ersatzschaltbild für die Diode dargestellt. Der Schalter ist ein idealer spannungsgesteuerter Schalter, der nur positive Ströme durchlässt. Die Spannungsquelle simuliert den Spannungsabfall über der Diode im Durchlass, der Widerstand R_B steht für die ohmschen Verluste in den Bahngebieten. Aus diesem Ersatzschaltbild folgt die vereinfachte Kennlinie, wie in Abb. 2.2 dargestellt. Ist die anliegende Spannung U kleiner als die Flussspannung U_F , sperrt der Schalter (Bereich a in Abbildung 2.2), es fließt kein Strom. Ist U größer als U_F , fällt ein Teil der Spannung über dem Widerstand ab, und zwar $U_R = U - U_F$. Daraus lässt sich der fließende Strom berechnen (Bereich b in Abb. 2.2). U_F kennzeichnet in der Kennlinie somit den Beginn des steilen Anstiegs des Stromes im Durchlass. Die Flussspannung U_F ist dabei nur eine Hilfsgröße aus der Praxis und kann keinem konkreten physikalischen Effekt zugeordnet werden. Sie ist lediglich die

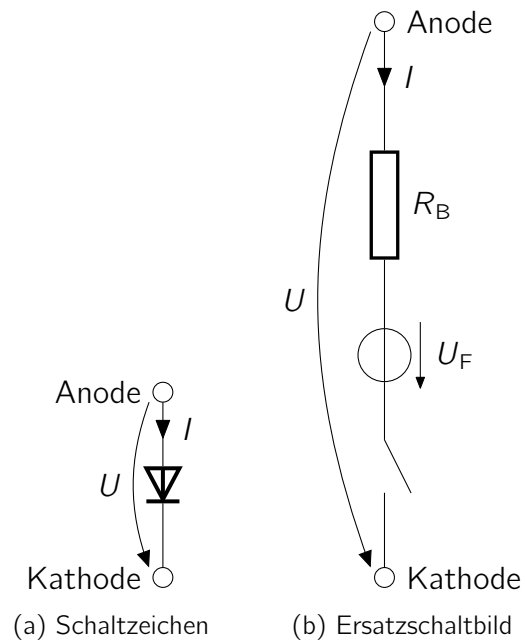


Abbildung 2.1: Schaltzeichen und Ersatzschaltbild der Diode mit Bahnwiderstand R_B , Flussspannung U_F und spannungsgesteuertem, idealem Schalter

Spannung, die sich bei „normalem“ Gebrauch der Diode in Vorwärtsrichtung einstellt. Für Siliziumdioden nehmen wir $U_F \approx 0,7 \text{ V}$ an.

Die Flussspannung U_F ist nicht mit der Diffusionsspannung U_D zu verwechseln! U_D ist die Spannung über der Raumladungszone und nicht messbar. Die Flussspannung U_F kann an den Kontakten einer Diode gemessen werden.

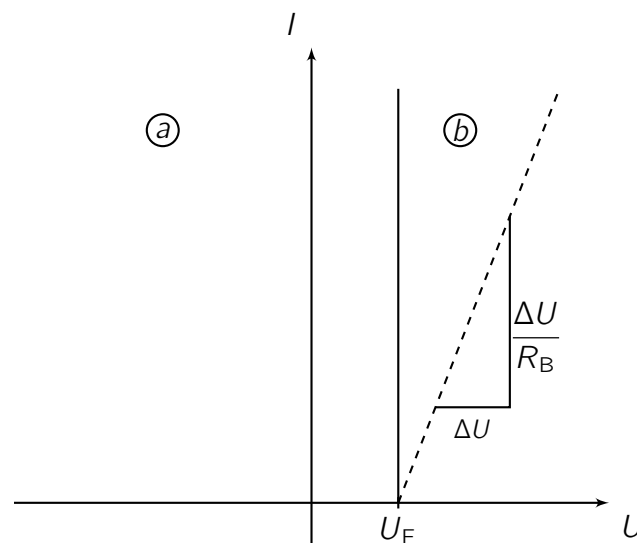


Abbildung 2.2: Vereinfachte Kennlinie einer Diode. Durchgezogene Linie ohne Bahnwiderstand, gestrichelt mit Bahnwiderstand modelliert.

2.2.2 Idealisierte Kennliniengleichung

Ein wesentlich genaueres Modell liefert die idealisierte Kennlinie der Diode. Sie entspricht dem Verlauf einer Exponentialfunktion. Das heißt, der Strom wächst mit steigender Spannung sehr schnell. Die Exponentialfunktion ist so skaliert, dass bei einer Spannung von 0 V kein Strom fließt. Wird die Spannung sehr negativ, so bricht die Diode durch und wird in Rückwärtsrichtung leitend.

Im Bereich zwischen Durchbruchspannung U_{Br} und Diffusionsspannung U_D ($U_{Br} < U < U_D$) gilt näherungsweise die Diodencharakteristik (sie gilt *nicht* für den Durchbruch!), wobei die thermische Spannung $U_T = \frac{kT}{e}$ ist:

$$I(U) = I_0 \left(\exp \left(\frac{eU}{kT} \right) - 1 \right) \quad (2.1)$$

Hierbei entspricht I_0 dem Sperrstrom, k der Boltzmann-Konstante und T der absoluten Temperatur in Kelvin.

Diese Formel wird in der Lehrveranstaltung *Halbleiterbauelemente* ausführlich hergeleitet. Bei der Herleitung werden vereinfachende Annahmen gemacht, die sogenannten *Shockley-Bedingungen*. Man kommt damit auf ein Modell, welches nicht hundertprozentig der Realität entspricht, dafür aber sehr anschaulich und gut zu handhaben ist. Die Gleichung 2.1 ist von großer Bedeutung.

Legt man eine negative Spannung an die Diode, so geht die Exponentialfunktion in Gleichung 2.1 gegen null. Der fließende Strom ist dann näherungsweise $-I_0$, weshalb I_0 als „Sperrstrom“ oder „Sperrsättigungsstrom“ bezeichnet wird.

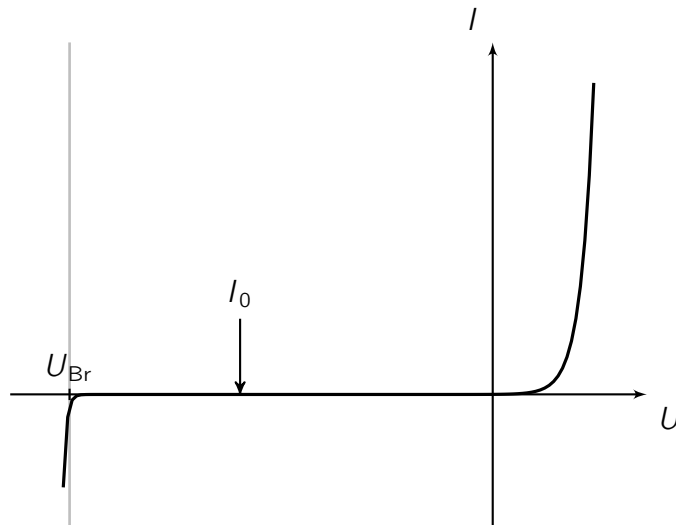


Abbildung 2.3: Diodenkennlinie

2.2.2.1 Shockley-Bedingungen

Um rechnerisch auf die Kennliniengleichung zu kommen, werden einige vereinfachende Annahmen gemacht. Diese Bedingungen nennt man nach *W. Shockley*, der maßgeblich an der Erforschung des pn-Übergangs und des Transistors beteiligt war, *Shockley-Bedingungen*. Das Modell nach Shockley ist zwar nicht ganz exakt, aber hinreichend gut um die prinzipielle Funktionsweise der Diode zu verstehen.

Die drei Bedingungen sind

Kein Spannungsabfall über den Bahngebieten Die gesamte äußere Spannung, die an die Diode angelegt wird, fällt über der Raumladungszone ab. Über den Bahngebieten fällt hingegen keine Spannung ab.

Schwache Injektion Es werden wesentlich weniger Ladungsträger injiziert als Majoritätsladungsträger vorhanden sind. Daraus folgt: An allen Orten im Halbleiter, aber insbesondere an der Grenze der Raumladungszone, ist die Majoritätsladungsträgerkonzentration in etwa genau so groß wie die jeweilige Dotierstoffkonzentration.

Keine Generation oder Rekombination in der RLZ Wenn in der Raumladungszone keine Generation oder Rekombination stattfindet, bedeutet dies, dass sämtliche in die Raumladungszone fließenden Ladungsträger auf der anderen Seite auch wieder herauskommen.

Es werden üblicherweise noch zwei weitere Bedingungen angenommen. Erstens soll der pn-Übergang abrupt sein. Es soll also bis zum Übergang eine konstante Konzentration von Akzeptoren vorliegen. Direkt folgend soll dann eine konstante Konzentration von Donatoren beginnen. Zweitens sollen, wenn keine äußere Spannung anliegt, sich keine frei beweglichen Ladungsträger in der Raumladungszone befinden.

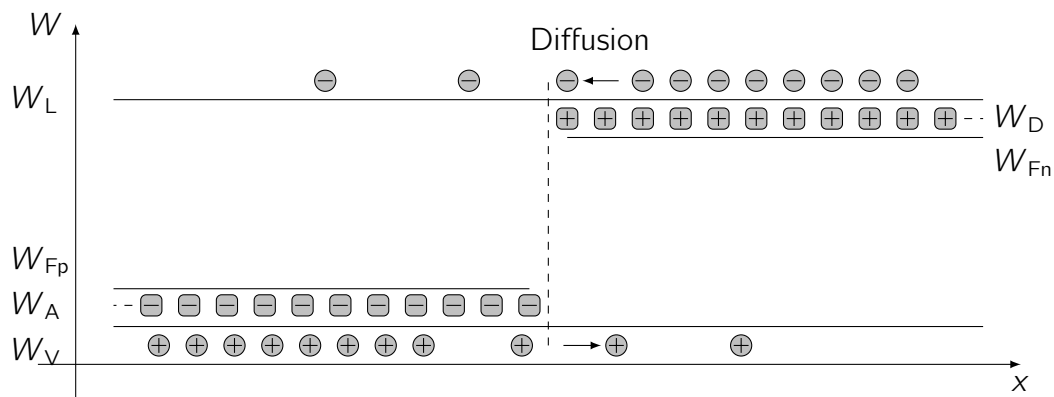


Abbildung 2.4: Diffusionsstrom am pn-Übergang vor Ladungsausgleich

2.2.3 Funktionsweise der Diode

Die Diode besteht aus einem pn-Übergang, also einem Halbleiter der zur Hälfte mit Akzeptoren (p-Gebiet) und zur anderen Hälfte mit Donatoren (n-Gebiet) dotiert ist. An der Grenze zwischen p- und n-Gebiet kommt es durch die *thermische Eigenbewegung* und dem Konzentrationsgefälle der freien Ladungsträger zu einem *Diffusionsstrom* (vgl. Abb. 2.4). Dabei wird im Leitungsband das starke Gefälle der Elektronenkonzentration (viele Elektronen im n-Leitungsband, wenige im p-Leitungsband) durch diesen Diffusionsstrom ausgeglichen. Im Valenzband fließt entsprechend genau entgegengesetzt ein Löcherstrom, um das Gefälle der Löcherkonzentration im Valenzband auszugleichen. Hierbei fließen Löcher vom p-Gebiet, wo sie Majoritätsträger sind, in das n-Gebiet.

Durch die Diffusion der Löcher und Elektronen entsteht eine Raumladungszone (RLZ) am pn-Übergang. Dies ist ein Bereich, in dem fast ausschließlich ortsfeste Ladungsträger (Donatoren bzw. Akzeptoren) zu finden sind. Zwischen diesen bildet sich ein elektrisches Feld aus, welches den Feldstrom antreibt. Dieser ist dem Diffusionsstrom entgegengerichtet. Das Feld zeigt vom n-Gebiet in das p-Gebiet (technische Stromrichtung). Das elektrische Feld der Raumladungszone treibt einen Feldstrom an. Der Feldstrom und der Diffusionsstrom sind im Gleichgewicht. Das Fermi-niveau ist jetzt in beiden Gebieten konstant auf demselben Wert. Es entsteht das in Abb. 2.5 dargestellte Bändermodell des pn-Übergangs.

Hier macht sich grafisch die Diffusionsspannung U_D als Stufe zwischen dem p- und n-Gebiet bemerkbar. U_D ist proportional zur Stärke des internen elektrischen Feldes über der Raumladungszone. Genau wie das elektrische Feld, ist die Diffusionsspannung U_D vom n- zum p-Gebiet gerichtet. U_D ist nur eine interne Größe. Sie lässt sich nicht direkt durch Messung von außen erfassen.

2.2.3.1 pn-Übergang unter Spannung

Es soll nun betrachtet werden, was bei einer angelegten äußeren Spannung passiert. Die Spannung U über der Diode ist allgemein so definiert, dass der Spannungspfeil vom p-

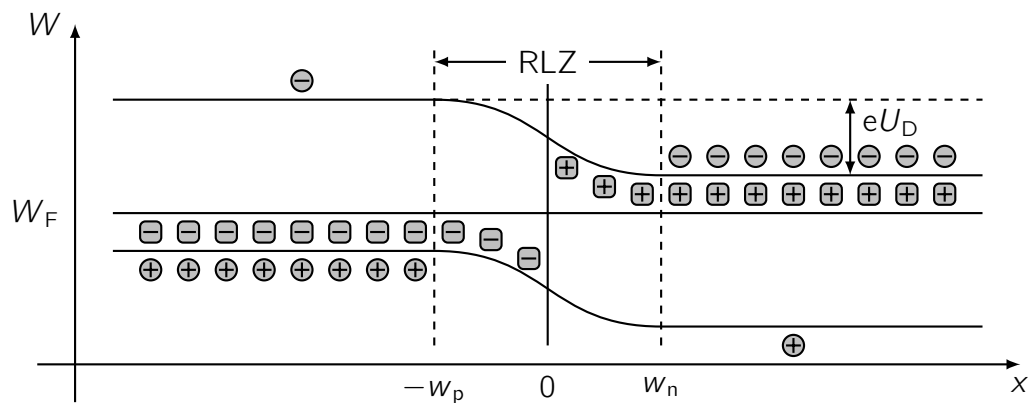


Abbildung 2.5: pn-Bändermodell im thermodyn. Gleichgewicht nach Ladungsausgleich

Gebiet (Anode) zum n-Gebiet (Kathode) zeigt. Ist die Spannung positiv, leitet die Diode. Ist die Spannung negativ, sperrt sie.

Liegt eine negative Spannung an, so zeigt das durch die Spannung induzierte äußere Feld in die gleiche Richtung wie das Feld über der Raumladungszone. Dadurch werden mehr Minoritätsladungsträger von der Raumladungszonengrenze abgesaugt, die Raumladungszone wird somit breiter und der Diffusionsstrom wird geringer. Der Feldstrom am pn-Übergang speist sich aus den Minoritätsladungsträgern und ist deshalb sehr klein. Es fließen also vereinfacht dargestellt weder Feld- noch Diffusionsstrom, die Diode sperrt. In der Realität fließt der sehr kleine Sperrsättigungsstrom I_0 .

Liegt hingegen eine positive Spannung über der Diode, so wirkt die äußere Spannung in Richtung des Diffusionsstroms und entgegen dem inneren Feld der Raumladungszone. Diese wird dadurch schmaler und das Ladungsträgergefälle wird steiler. Der Diffusionsstrom steigt. Die durch die Raumladungszone diffundierenden Elektronen rekombinieren auf der anderen Seite der RLZ (p-Gebiet) mit den Löchern (ebenso rekombinieren die diffundierten Löcher im n-Gebiet). Es gehen also auf beiden Seiten der RLZ Majoritätsträger durch Diffusion und anschließende Rekombination verloren. Diese Ladungsträger werden durch die äußere Quelle nachgeliefert. Es fließt ein Strom. Für die exakte Herleitung der Vorgänge im pn-Übergang seien dem geneigten Leser die Unterlagen zur Veranstaltung HLB[?] nahegelegt.

2.2.4 Reale Kennlinie

Die in Abschnitt 2.2.2.1 eingeführten Shockley-Bedingungen sind bei realen Dioden nicht erfüllt. Daher kommt es zu einem Unterschied zwischen der realen gemessenen Kennlinie und der theoretisch mit dem Shockley-Modell berechneten Kennlinie.

Trägt man die idealisierte Kennlinie halblogarithmisch auf, bekommt man eine Gerade (da $I(U) \sim \exp\left(\left(\frac{U}{U_T}\right)\right)$). Die gemessene Kennlinie spaltet sich hingegen in drei Bereiche mit unterschiedlicher Steigung auf. In Abb. 2.6 ist die reale Kennlinie schematisch gezeichnet. Die drei Bereiche werden wir im folgenden kurz diskutieren.

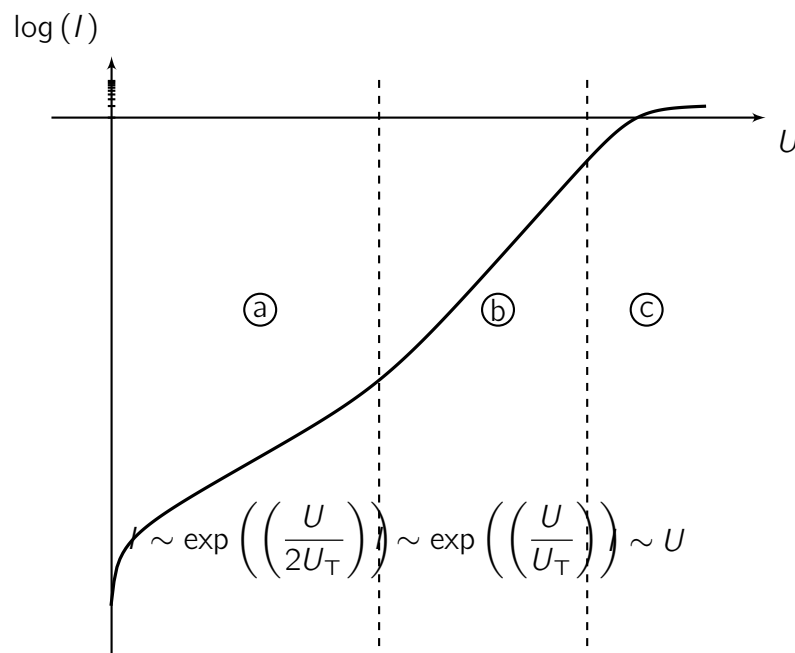


Abbildung 2.6: schematische Darstellung der realen Kennlinie einer Siliziumdiode

Im unteren Bereich ① ist die Steigung geringer. Die Kennlinie wird hier annähernd durch $I(U) \sim \exp\left(\left(\frac{U}{2U_T}\right)\right)$ beschrieben. Im Shockley-Modell wurde die Rekombination in der RLZ vernachlässigt, bei sehr kleinen Strömen hat die Rekombination jedoch einen messbaren Einfluss auf die Kennlinie. Da in diesem Bereich viele Ladungsträger in der RLZ rekombinieren und so „verloren gehen“, steigt der Strom bei einer Spannungserhöhung geringer an als erwartet.

Danach schließt sich ein Bereich an, in dem die Kennlinie etwa dem idealisierten Modell folgt ②.

Im Bereich großer Ströme ③ steigt die Kennlinie wieder langsamer an. Dafür sind zwei Effekte verantwortlich. Zum einen gibt es einen Spannungsabfall über den Bahnwiderständen (nach Shockley ebenfalls vernachlässigt). Der Strom wächst deshalb nicht mehr exponentiell mit der Spannung, sondern nähert sich immer mehr einem linearen (ohmschen) Zusammenhang an. Zum anderen ist die Ladungsträgerinjektion sehr hoch, daher spielt in diesem Bereich auch der Majoritätsträgerstrom eine Rolle. Dieser ist aber genau entgegengesetzt zum Minoritätsträgerstrom und damit auch der Flussrichtung entgegengesetzt. Der Majoritätsträgerstrom reduziert also den durch die Diode fließenden Strom.

2.2.4.1 Bestimmung des Sperrsättigungsstromes

Ein wichtiger Wert der aus der Diodenkennlinie bestimmt werden kann ist der Sperrsättigungsstrom I_0 . Um diesen graphisch zu ermitteln, muss man die Kennlinie in der halblogarithmischen Darstellung bis zu einer Spannung von 0 V verlängern. Der Wert, der sich aus dem Schnittpunkt der Stromachse mit der verlängerten Kennlinie ergibt

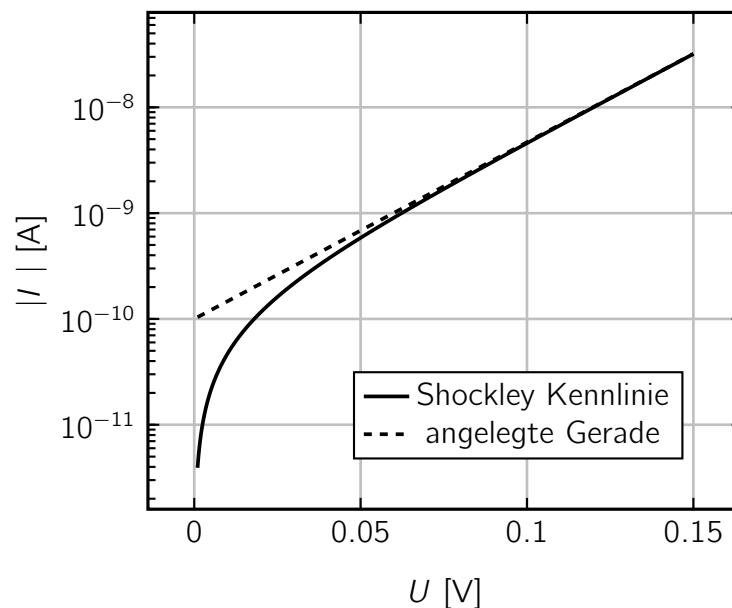


Abbildung 2.7: Graphische Bestimmung des Sperrstromes. Der Schnittpunkt der Geraden mit der logarithmischen Stromachse ergibt den Sperrstrom. Der Sperrsättigungsstrom beträgt also $1 \cdot 10^{-10}$ A.

entspricht dem Sperrstrom. Dies folgt aus dem Shockley-Modell. Man startet mit

$$I(U) = I_0 \left(\exp \left(\left(\frac{U}{U_T} \right) \right) - 1 \right) \quad (2.2)$$

Zuerst betrachten wir den Bereich, in dem $U \gg U_T$ ist. Dann gilt auch $\exp \left(\left(\frac{U}{U_T} \right) \right) \gg 1$ und man kann die Gleichung umformen zu

$$I(U) \Big|_{U \gg U_T} \approx I_0 \exp \left(\left(\frac{U}{U_T} \right) \right) \quad (2.3)$$

und damit kann die -1 in diesem Bereich der Kennlinie vernachlässigt werden. Geht man nun wieder in die halblogarithmische Darstellung der Kennlinie (indem man den Logarithmus auf Gleichung 2.3 anwendet) erhält man

$$\log(I(U)) = \log(I_0) + \frac{U}{U_T} \quad (2.4)$$

Das ist eine ganz normale Geradengleichung mit der Steigung $m = \frac{1}{U_T}$ und dem Y-Achsenabschnitt $b = \ln(I_0)$. Wenn man diese Gerade in die logarithmische Darstellung der Diodenkennlinie einzeichnet, dann ist der Schnittpunkt mit der (logarithmischen) Stromachse also gerade der (logarithmische) Sperrsättigungsstrom.

Wir haben oben die Bedingung $U \gg U_T$ gesetzt. Wenn diese erfüllt ist, dann entspricht die Hilfsgerade der Diodenkennlinie. Für (relativ) große Spannungen müssen beide also Deckungsgleich sein.

Im letzten Abschnitt haben wir bereits die Unterschiede zwischen der realen und der Shockley-Kennlinie diskutiert. Um das grafische Bestimmungsverfahren anwenden zu können, muss man den Teil der Kennlinie verlängern, der dem Shockley-Modell entspricht.

2.2.5 Weitere Effekte an der Diode

Die obigen Überlegungen und die idealisierte Kennliniengleichung gelten nur für einen Spannungsbereich zwischen Durchbruchspannung U_B und Diffusionsspannung U_D . Außerdem wurden mit den Shockley-Bedingungen Vereinfachungen gemacht, die nicht ganz der Realität entsprechen.

2.2.5.1 Temperaturabhängigkeit

Der Strom durch die Diode ist stark temperaturabhängig. Allerdings rührt diese Abhängigkeit nicht nur aus dem Exponenten in der Diodencharakteristik, sondern wird auch durch den Sperrstrom I_0 verursacht. Zur Erinnerung, die Diodencharakteristik (oder auch Kennliniengleichung) der Diode lautet

$$I(U) = I_0 \left(\exp \left(\frac{eU}{kT} \right) - 1 \right)$$

Der Sperrstrom ist proportional zu n_i^2 , und n_i^2 ist proportional zu T^3 .

$$I_0 = e n_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) \quad (2.5)$$

$$n_i^2 = N_V N_L \exp \left(-\frac{W_q}{kT} \right) \sim T^3 \quad (2.6)$$

Die letzte Gleichung rührt aus der Tatsache, dass $N_V N_L \sim T^3$ ist, was hier nicht näher gezeigt werden soll.

Bei höheren Temperaturen werden mehr freie Ladungsträger generiert. Die Leitfähigkeit des Halbleiters nimmt deshalb zu, es fließt ein höherer Strom.

Im Flussfall kommt es wegen der höheren Leitfähigkeit bei gleichem Strom zu einer geringeren Spannung über der Diode. In Durchlassrichtung sollte die Spannung über der Diode um etwa 100 mV abnehmen, wenn die Temperatur um 60 K steigt. In Halbleitern wird dieser Effekt häufig zur Temperaturmessung verwendet.

Hinweis: Im praktischen Teil zum heutigen Termin soll die Diodenkennlinie bei verschiedenen Temperaturen aufgenommen werden!

2.2.5.2 Durchbruch

Übersteigt die negative Spannung einen bestimmten Wert, wird die Diode plötzlich leitend und es fließt ein sehr großer Strom.

Elektronen, die im Feld über der Raumladungszone beschleunigt werden, können bei Stößen gegen Gitteratome neue Elektron-Loch-Paare generieren. Dazu muss die kinetische Energie des Elektrons gleich groß oder größer sein als der Bandabstand. Je größer die negative Spannung an der Diode, desto größer ist die Feldstärke in der Raumladungszone und damit die kinetische Energie der Elektronen. Generiert jedes Elektron, das in die Raumladungszone hereinfließt, im Schnitt mindestens ein neues Elektron-Loch-Paar, so kommt es zum *Lawinendurchbruch*.

Normale Dioden sind nach einem Durchbruch zerstört. Bei speziellen Lawinen- (engl. *avalanche*) bzw. Zener-Dioden ist das nicht der Fall.

2.2.5.3 Sperrschichtkapazität

Die Raumladungszone einer sperrenden Diode wirkt wie ein Kondensator. Es fließt fast kein Strom (nur der Sperrstrom) und auf beiden Seiten der Raumladungszone sammeln sich entgegengesetzte Ladungsträger. Es lässt sich also eine Kapazität definieren, die sogenannte *Sperrschichtkapazität*.

2.2.5.4 Schaltverhalten

Da die Diode leitet solange die Raumladungszone mit Ladungsträgern überflutet wird, schaltet sie nicht sofort ab. Es fließt zuerst ein kleiner Rückstrom, der die Raumladungszone von Ladungsträgern freiräumt. Dieser darf nicht mit dem Sperrstrom, der immer in Sperrrichtung fließt, verwechselt werden! Der Rückstrom ist wesentlich größer als der Sperrstrom, fließt aber üblicherweise nur sehr kurz. Es gibt spezielle Diodentypen, die weniger Ladungsträger in der Raumladungszone haben, und deshalb schneller abschalten – dies führt aber zu größeren Durchlassverlusten.

2.2.6 Datenblatt

Im Datenblatt zu einer Diode finden sich oft sehr viele Angaben. Hier soll ein kurzer Überblick gegeben werden, wie die wichtigsten Werte definiert sind. Da Dioden reale Bauteile sind, können sie nur begrenzt Spannungen sperren und Ströme führen. Außerdem fließt auch im Sperrfall ein Sperrstrom, und in Durchlassrichtung fällt die Flussspannung (engl. *forward voltage*) U_F ab. Bei den Angaben im Datenblatt ist darauf zu achten, unter welchen Bedingungen (Temperatur, Frequenz etc.) die Werte gemessen wurden.

2.2.6.1 Grenzspannungen

Sperrspannungen (engl. *reverse voltage*) an der Diode werden in Datenblättern mit positivem Vorzeichen und dem Index U_R angegeben.

Die *maximale Sperrspannung* $U_{R,max}$ ist so angegeben, dass höchstens ein Strom im μA -Bereich fließt. Betreibt man die Diode mit periodischen Pulsen, so ist die *periodische Spitzensperrspannung* U_{RRM} zulässig (reverse repeated maximum). Ferner gibt es noch die *Spitzensperrspannung* U_{RSM} (repeated spike maximum), die einen einmaligen Spannungspuls beschreibt. Es gilt: $U_{R,max} < U_{RRM} < U_{RSM}$. Alternativ gibt es die Definition eines Grenzwertes über den *Effektivwert der Sperrspannung*, U_{RRMS} (engl. *reverse root mean square*).

Sperrspannungen liegen üblicherweise im Bereich von 50 V bis 1000 V. Leistungsdioden erreichen Spitzensperrspannungen von bis zu 12 000 V. Eine verkürzte Lebensdauer

von Dioden führt allgemein zu einer erhöhten Fehleranfälligkeit einer gesamten Schaltung. Darum empfiehlt es sich, für den Dauerbetrieb eine maximale Sperrspannung von in etwa der Hälfte der Spitzensperrspannung zu dimensionieren.

2.2.6.2 Grenzströme

Die Grenzströme beschreiben die maximal zulässigen Ströme in Durchlassrichtung. Ähnlich wie bei den Sperrspannungen wird hier zwischen dem *maximal zulässigen Dauerstrom* $I_{F,max}$, dem *periodischen Spitzenflussstrom* I_{FRM} und dem *Spitzenflussstrom* I_{FSM} unterschieden. Es gilt entsprechend $I_{F,max} < I_{FRM} < I_{FSM}$

Die Spitzenströme liegen zwischen 100 mA für Signaldioden und 6000 A für Leistungsdioden.

Außerdem gibt es noch eine Angabe für die maximal zulässige Strom-Zeit-Fläche I^2t in Sperrrichtung. Fließt bei einem Impuls in Sperrrichtung ein Strom, so darf $I^2t = \int I_R^2 dt$ den angegebenen Wert nicht überschreiten. Die maximale Verlustleistung ist wie am Transistor definiert. Sie wird aber selten angegeben, da sie sich aus den maximalen Strömen ergibt.

2.2.6.3 Sperrstrom und Flussspannung

Der Sperrstrom I_R (reverse current) einer Siliziumdiode liegt üblicherweise im Bereich von 0,01...1 μA . Er ist nicht zu verwechseln mit dem theoretischen Sperrstrom I_0 . Dieser ist ein Strom der dem theoretischen Model entspringt und Größenordnungen kleiner als I_R ist. ($I_0 \approx 1 pA$) Die Flussspannung U_F beträgt üblicherweise etwa 0,6...0,7 V und befindet sich in der Größenordnung der Diffusionsspannung U_D . Durch Sperrstrom beziehungsweise Flussspannung kommt es zu Verlusten in der Diode. Die Flussspannung darf *nicht* mit der Diffusionsspannung verwechselt werden!

2.2.7 Spezialdioden

2.2.7.1 Zener-Diode

Die Zener-Diode ist eine Diode, die in Sperrrichtung betrieben wird. Sie ist so ausgelegt, dass sie bei einem Durchbruch nicht beschädigt wird. Ist die anliegende Spannung betragsmäßig größer als die Durchbruchspannung, fließt der Strom (rückwärts) durch die Diode. Ist die Spannung kleiner, so sperrt die Diode. Zener-Dioden (Z-Dioden) gibt es in einem Bereich von 2,5 V bis 300 V. Man kann sie beispielsweise verwenden, um Spannungsspitzen abzuleiten.

2.2.7.2 LED und Photodiode

Fließt durch eine Diode ein Strom in Vorwärtsrichtung, so rekombinieren Ladungsträger an der Raumladungszonengrenze. Bei strahlender Rekombination werden Photonen freigesetzt. In Siliziumdioden ist strahlende Rekombination sehr unwahrscheinlich und die

Wellenlänge der Photonen liegt im Infrarotbereich. Bei LEDs können die Wellenlängen der emittierten Photonen im sichtbaren Bereich liegen. Außerdem ist eine LED so aufgebaut, dass die Photonen das Gehäuse verlassen können. LEDs zeichnen sich durch eine sehr enge Bandbreite der emittierten Strahlung aus. Durch spezielle Bauweise kann aber auch ein breitbandiges Spektrum erzeugt werden.

Photodioden funktionieren auf umgekehrte Weise. Durch einfallendes Licht werden Ladungsträger generiert und am pn-Übergang getrennt. Die Energie der absorbierten Photonen kann (teilweise) abgeführt werden. Dieser Effekt wird in Solarzellen zur Energiegewinnung verwendet. Photodioden finden außerdem Verwendung als Sensoren.

2.2.7.3 Weitere Spezialdioden

Weitere Diodentypen schließen die Tunneldiode ein, die als sehr schneller Schalter in der Hochfrequenztechnik Anwendung findet. Zudem wird die Sperschichtkapazität in den sogenannten Kapazitätsdioden als spannungsabhängige Kapazität verwendet.

2.2.8 Anwendung von Dioden

Dioden finden vielseitige Verwendung in elektronischen Schaltungen.

- Wegen des Ventilcharakters werden Dioden in Gleichrichtern und als Verpolungsschutz verwendet.
- Die Flussspannung von z.B. 0,7 V wird ausgenutzt, um konstante Spannungsabfälle zu erzeugen (z.B. in der Verstärkerschaltung aus Versuch 4-6).
- Zener-Dioden werden zur Spannungsstabilisierung bzw. Begrenzung verwendet.
- In Photodioden und Solarzellen steckt ebenfalls ein pn-Übergang. Sie werden als Sensoren und Energiequellen eingesetzt.
- Spezielle Dioden (Laserdioden, LEDs) können am pn-Übergang Photonen im sichtbaren Spektrum emittieren.
- Kapazitätsdioden werden zur Abstimmung von Schwingkreisen verwendet.

2.3 Versuch

2.3.1 Messaufbau und Durchführung

Es stehen zur Verfügung:

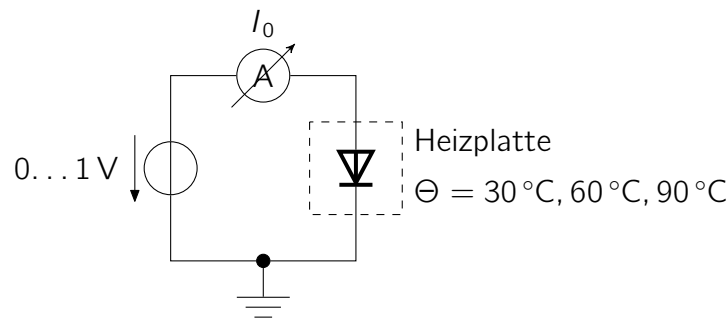


Abbildung 2.8: Messaufbau

- steuerbare Gleichspannungsquelle (HAMEG HM 8143)
- Multimeter (FLUKE 8846A)

Hinweis: Hier Sollten Sie den Messbereich fest einstellen

- Diode 1N4001 und 1N4003 auf Heizplatte
- PC mit der Software LabVIEW 8.5
- Es dürfen selbstverständlich sämtliche andere Geräte des Labors benutzt werden (Oszilloskop etc.)

Über das LabVIEW-Skript wird der HAMEG Spannungsquelle eine Ausgangsspannung an Kanal 1 vorgegeben. Diese Spannung treibt einen Strom durch die Testdioden (1N4001 und 1N4003). Das FLUKE 8846A dient dabei als Messgerät für den Strom (Stellen Sie zur Messung einen festen Messbereich ein um brauchbare Ergebnisse zu erzielen). Die Spannung wird in den von Ihnen vorgegebenen Schritten (z.B. 30 mV) erhöht. Das LabVIEW-Skript speichert die Wertepaare aus angelegter Spannung und gemessenem Strom ab und erzeugt daraus eine Kennlinie. Es sind insgesamt sechs Messreihen aufzunehmen, beide Dioden sollen jeweils bei 30 °C, 60 °C und 90 °C untersucht werden.

Nach Rechtsklick auf den Graphen lässt sich dieser mithilfe der Funktion *simplified image* als .bmp-Datei speichern. Dabei ist auf sinnvolle Beschriftung der Dateien zu achten, welche eine nachträgliche Zuordnung zu der jeweiligen Messung ermöglicht. Alternativ kann die Messung auch als Tabelle abgespeichert werden. Aus dieser lassen sich dann mit einem externen Programm (Open Office Calc, octave, scilab, pgfplots) die Graphen erstellen und beliebig formatieren. Außerdem kann die Darstellung auch später noch angepasst werden, sollten Sie für die Auswertung zum Beispiel eine logarithmische Darstellung benötigen.

2.3.2 Auswertung

Aus den entstandenen Grafiken soll das Temperaturverhalten der Dioden hergeleitet werden. Dabei sollen die praktischen Messergebnisse mit der zuvor behandelten Theorie verglichen und in einem Protokoll ausgewertet werden.

- Bestimmen Sie den Sperrsättigungsstrom der beiden Dioden. Gehen Sie dafür von dem mittlerem Bereich der Kennlinie aus.
- Vergleichen Sie Ihre Messungen mit den theoretischen Vorhersagen. Erläutern Sie insbesondere die Abhängigkeit der Dioden von der Temperatur.
- Wenn Sie für diesen Versuch ein Protokoll anfertigen, vergessen Sie nicht Ihre Messergebnisse darin angemessen darzustellen. Halten Sie auch die beiden vorher genannten Punkte schriftlich im Protokoll fest.

2.4 Vorbereitungsaufgaben

1. Zeichnen Sie das Schaltzeichen der Diode. Markieren Sie zusätzlich, wo p- und n-Gebiet liegen!
2. Zeichnen Sie das Ersatzschaltbild der Diode. Erklären Sie stichpunktartig die Bedeutung der einzelnen Teile.
3. Nennen Sie vier Anwendungsgebiete von Dioden.
4. Nennen Sie vier Spezialdioden und Ihre Anwendung
5. Erklären Sie, wie es im spannungsfreien Fall zur Bildung einer Raumladungszone kommt.
6. Welches sind die drei Shockley-Bedingungen? Welche weiteren Annahmen werden für die Herleitung der Diodenkennlinie gemacht?
7. In welchem Bereich gilt die Formel für die Kennliniengleichung?
8. Erklären Sie kurz, unter welchen Bedingungen und warum eine Diode sperrt.
9. Was ist der Unterschied zwischen Spitzensperrspannung und maximaler Sperrspannung?
10. Was ist der Sperrstrom?
11. Was ist die Flussspannung?
12. Wie berechnen sich die Verluste an der Diode in Fluss- und Sperrrichtung?

Thema 3

Kapazitätsmessung am MOS-Varaktor

3.1 Einleitung

Ein MOS-Varaktor besteht aus einer Metallschicht, einer Oxidschicht als Isolator und einem Halbleiter. MOS steht dabei für das Englische *metal-oxid-semiconductor*. Eine solche Struktur hat eine spannungsabhängige Kapazität, sie ist also ein Varaktor. Die MOS-Struktur ist ein Sonderfall der allgemeinen Verfahrensweise zwischen einem Metall-Gate und einem Halbleiter eine Isolationsschicht aufzubringen. Eine Vielzahl von Halbleiterbauelementen bestehen im Kern aus einer solchen Struktur, insbesondere der MOS-Feldeffekttransistor (MOSFET). Dieser wird bereits jetzt eingeführt, aber erst im nächsten Versuch genauer untersucht. Um die Funktionsweise des MOSFETs zu verstehen, muss vorher die Funktionsweise und das Bändermodell des MOS-Varaktors verstanden worden sein.

3.2 Theorie

3.2.1 CV-Messung

Ziel des Versuches ist die Untersuchung eines MOS-Varaktors mit der CV-Analyse (engl. *capacity-voltage*). Dabei soll die Kapazität eines MOS-Varaktors beim Anlegen eines linearen Spannungsverlaufes bestimmt werden. Der MOS-Kondensator, der Grundbestandteil der MOS-Schaltungen ist, wird häufig als Testobjekt in die Teststruktur einer Schaltung eingesetzt. Durch die Untersuchung von CV-Kennlinien eines MOS-Kondensators lassen sich vielfältige Kennwerte ermitteln. Einige Beispiele sind:

- feste Oxidladungen
- Substratdotierungskonzentration
- Oxiddicke
- Flachbandspannung

- Einsatzspannung (auch Schwellenspannung oder aus dem Englischen *threshold voltage*)
- umladbare Grenzflächenzustände (engl. *surface states*)

Aus diesem Grund ist die CV-Analyse eines MOS-Varaktors ein Standardverfahren. Bei der CV-Messung wird die differentielle Kapazität eines Zweipols über der Spannung bestimmt. Man unterscheidet zwischen quasistatischer CV-Messung (QSCV), Niederfrequenz- (LFCV) und Hochfrequenz-CV-Messung (HFCV). Bei der QSCV-Methode wird die MOS-Kapazität durch eine langsame Spannungsrampe von Akkumulation in Inversion (mehr dazu in Abschnitt 3.2.4) gefahren und dabei eine Ladungsänderung gemessen, aus der die Kapazität berechnet wird. Beim LFCV- und HFCV-Verfahren wird die Gate-Spannung, die durch den Gleichspannungsbereich gefahren wird, mit einer kleinen Wechselspannung von einigen 10 mV überlagert und die Impedanz der MOS-Struktur für jeden Spannungspunkt bestimmt. Die LF- und die HFCV-Methode unterscheiden sich durch die Frequenz der überlagerten Wechselspannung. Typischerweise werden HFCV-Kurven bei Frequenzen größer als 500 kHz und LFCV-Kurven eher unter 50 kHz gemessen. Dies führt zu einem unterschiedlichen Verlauf in der Inversion. Bei reinen MOS-Kapazitäten kann die Inversionsschicht nur durch die Generation von Ladungsträgern aufgebaut werden. Bei MOS-Transistoren hingegen können durch die angrenzenden Diffusionsgebiete sehr schnell Minoritätsladungsträger für die Inversion bereitgestellt werden, so dass man bei allen Frequenzen eine LFCV-Kurve erhält.

3.2.2 Der MOS-Varaktor

Unter dem Begriff MOS-Struktur versteht man die Anordnung von Metall- oder hochdotierter Poly-Silizium-Elektrode, Oxid und Halbleiter. Wie bereits erwähnt, bildet eine solche Anordnung eine spannungsabhängige Kapazität.

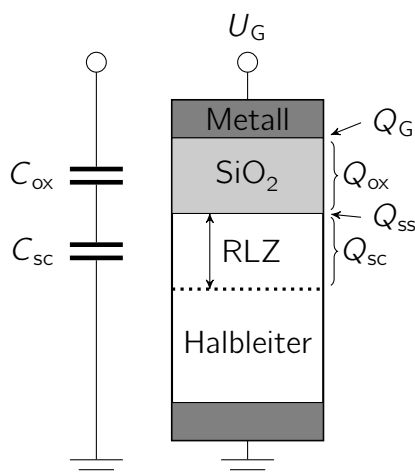


Abbildung 3.1: Aufbau des MOS-Varaktors mit entsprechenden Elementen des Ersatzschaltbildes

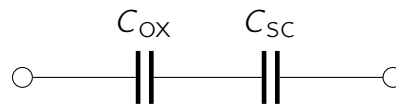


Abbildung 3.2: Ersatzschaltbild des idealen Varaktors

Trivial sollte die Erklärung der Oxidschichtkapazität sein. Metallkontakt und Halbleitermaterial bilden jeweils eine Platte eines Kondensators mit dem Oxid als Isolator dazwischen. Diese Kapazität ist am Varaktor immer vorhanden und ist nicht spannungsabhängig.

Legt man nun eine positive Spannung an einen Varaktor mit n-Halbleiter an, so werden die beweglichen Ladungsträger, also die Elektronen, verstärkt in Richtung Oxid getrieben. Es kommt zu einer Anreicherung der Ladungsträger. Legt man hingegen eine negative Spannung an, so werden die beweglichen Ladungsträger vom Oxid weggedrängt. Es entsteht eine Raumladungszone. Diese Raumladungszone bildet eine zusätzliche Kapazität.

Das elektrische Ersatzschaltbild des idealen MOS-Kondensators besteht also aus der Reihenschaltung einer konstanten Oxidkapazität C_{ox} und einer spannungsabhängigen Raumladungskapazität $C_{sc}(\Psi_s)$ des Si-Substrats.

Den Aufbau des MOS-Varaktors, die Ladungsträger im Varaktor und den Ort der Kapazitäten soll Abb. 3.1 verdeutlichen. Dabei sind

- Q_{ox} Im Isolator (Oxid) vorhandene ortsfeste, positive und nicht umladbare Ladungen, welche durch nicht vollständig mit Sauerstoff abgebundene Siliziumatome entstehen können.
- Q_{ss} Ortsfeste Ladungen durch Besetzung von Oberflächenzuständen (engl.: *surface states*) an der Grenzschicht Oxid-Halbleiter (umladbar, positiv oder negativ), verursacht durch Störungen und Abbruch des Kristallgitters an der Oberfläche.
- Q_{sc} Im Halbleiter hervorgerufene (Raum-)Ladung (engl. *space charge*). Diese Ladungsträger sind hauptsächlich für die Bandverbiegung im Halbleiter verantwortlich
- Q_G Die auf der Gate-Elektrode vorhandene Flächenladung (bei angelegter Spannung).

Der MOS-Kondensator kann als ideal betrachtet werden, wenn

- kein Ladungstransport durch das Oxid stattfindet,
- keine weiteren Ladungen existieren, außer der Raumladung im Halbleiter und der gleich großen Ladungsmenge auf der Metallelektrode

Diese Bedingungen werden in der Realität nur annähernd erfüllt. Den Einfluss durch die zusätzlichen Ladungen Q_{ss} werden wir später noch diskutieren.

3.2.3 Der MOSFET

Bevor wir uns das Bändermodell des Varaktors anschauen, soll der Vollständigkeit halber der prinzipielle Aufbau eines MOSFETs angesprochen werden. Ein MOSFET ist ein

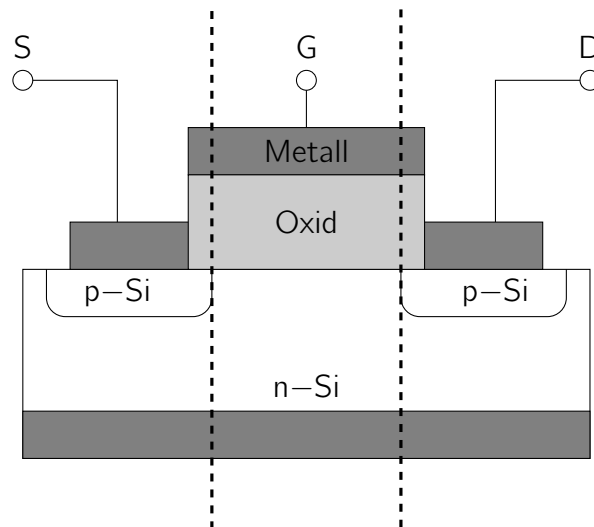


Abbildung 3.3: Aufbau eines p-Kanal MOSFET (selbstsperrend), zwischen den gestrichelten Linien liegt der MOS-Varaktor. Die drei Anschlüsse bezeichnet man als Source (S), Gate (G) und Drain (D)

Feldeffekttransistor mit der Mehrschichtstruktur von Metall-Oxid-Halbleiter. Legt man bei einem p-Kanal MOSFET eine negative Spannung an das Gate an, so werden die frei beweglichen Elektronen in das Volumen gedrängt und zurück bleiben die ortsfesten Donatoren an der Oberfläche. Man kann sich also einen Plattenkondensator vorstellen, bei dem das Gate die negative Platte bildet und das Substrat die positive Platte. Wird die Ladungsdichte am Gate-Kontakt so groß, dass die positiv geladenen Donatoren nicht mehr allein die Gegenladung aufbringen können, so werden Löcher aus der p-Wanne des Source-Kontaktes injiziert. Dadurch entsteht eine positiv leitende Inversionsschicht an der Oberfläche im n-Material unterhalb des Gate-Oxides. Man nennt diesen Bereich auch Kanal, dessen Höhe und Widerstand je nach Variation von U_{GS} bestimmt wird. Grundsätzlich unterscheidet man je nach Kanalart die n- und p-selbstsperrenden sowie die n- und p-selbstleitenden MOSFET-Typen.

Das Verhalten des MOSFETs wird maßgeblich durch das Gate und den Bereich des Halbleiters unter dem Gate bestimmt. Dieser Bereich, der eine Kapazität darstellt, wird als MOS-Varaktor bezeichnet. Seine Eigenschaften dienen der Charakterisierung des MOSFETs. Das in diesem Versuch verwendete CV-Verfahren ist deshalb zur Qualitätskontrolle bei der Fertigung von MOS-Bauelementen sehr wichtig.

3.2.4 Aussagen des Bändermodells

Für das Verständnis dieses Abschnitts ist der Umgang mit dem Bändermodell nötig. Informationen hierzu findet man in der Halbleiterbauelemente Vorlesung sowie in einschlägiger Literatur.

Liegt eine Spannung am Gate-Kontakt an (U_G oder auch U_{GB} für Gate-Bulk, wobei Bulk gleich dem Substrat ist), ist die Gate-Elektrode mit der Ladung Q_G belegt. Der

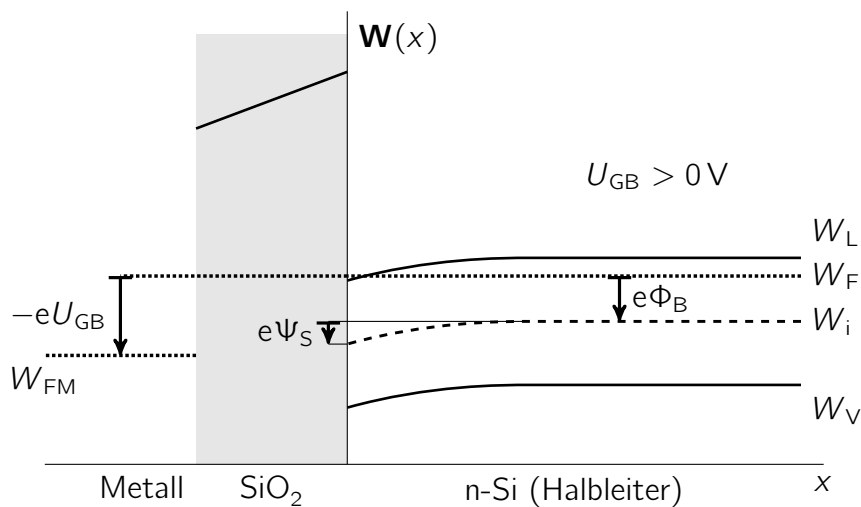


Abbildung 3.4: Bändermodell bei Anreicherung (Akkumulation, n–Si): Die positive Gatespannung beeinflusst weitere negative Ladungsträger in das n-Gebiet

Halbleiter reagiert darauf mit einer Gegenladung Q_{SC} , die durch eine Verbiegung des Energiebändermodells an der Halbleiteroberfläche beschrieben werden kann. Ein Maß für die Bandverbiegung ist das Oberflächenpotential Ψ_S (griechischer Großbuchstabe „Psi“), das der Potentialdifferenz zwischen der Halbleiteroberfläche und dem Halbleitervolumen entspricht. Im Bändermodell entspricht dies der Energiedifferenz von W_i im Volumen und W_i an der Oberfläche (siehe Abb. 3.4 bis 3.7). Je nach angelegter Spannung unterscheidet man vier Zustände: Anreicherung (Akkumulation), Flachbandfall, Verarmung und Inversion der Halbleiteroberfläche. (Bei der folgenden Darstellung wird stets von einem n-Halbleiter ausgegangen. Der p-Halbleiter verhält sich analog bei umgekehrten Vorzeichen.)

3.2.4.1 Anreicherung (Akkumulation)

Die Spannung am Gate ist positiv gegenüber dem n-Substrat. Dadurch wird die Halbleiteroberfläche mit Majoritätsladungsträgern überschwemmt und es kommt zu einer Bandverbiegung ($\Psi_S < 0$ V). Die Trägerdichte reagiert sehr empfindlich auf die Änderung der Bandverbiegung, so dass schon geringe Änderungen der Gate-Spannung ausreichen, um die Gegenladung zur Gate-Ladung zu bilden ($\frac{\partial \Psi_S}{\partial U_G}$ sehr klein).

3.2.4.2 Flachbandfall

Ohne äußere Spannung U_G oder wenn U_G gleich der sogenannten Flachbandspannung U_{FB} ist, verschwindet die Bandverbiegung an der Grenzschicht. Die Flachbandspannung U_{FB} wird durch die materialabhängige Austrittsarbeit Φ bestimmt. Sie beträgt für p-Silizium mit (100)-Orientierung und Aluminium als Gate-Elektrode für $N_D = 1 \cdot 10^{15}/\text{cm}^3$ ca. $-0,45$ eV, bei n^+ dotiertem Poly-Silizium als Gate-Elektrode ca. $-0,85$ eV.

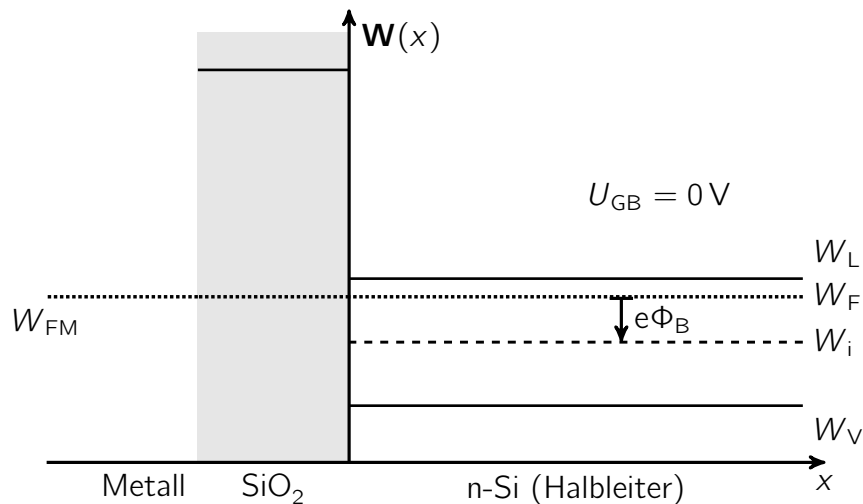


Abbildung 3.5: Bändermodell im Flachbandfall (n–Si): Es befinden sich keine zusätzlichen Ladungsträger im Halbleiter (Hier wird vereinfachend angenommen, dass sich die Anordnung bei $U_{GB} = 0\text{ V}$ im Flachbandfall befindet. Dies ist im Allgemeinen nicht der Fall).

3.2.4.3 Verarmung

Wird die Gate-Spannung negativ, so werden die Majoritätsladungsträger von der Oberfläche verdrängt und es kommt zu einer Bandverbiegung ($\Psi_S > 0\text{ V}$). Die Gegenladung zur Gate-Ladung wird durch die ionisierten Donator-Dotieratome gebildet. Da die Trägerdichte gering ist, ist eine große Änderung des Oberflächenpotentials Ψ_S notwendig, um eine Ladungsänderung hervorzurufen ($\frac{\partial \Psi_S}{\partial U_G}$ groß).

3.2.4.4 Inversion

Beim MOSFET wäre hier der Moment der Kanalöffnung. Die negative Gate-Ladung ist so groß, dass die ionisierten Dotieratome nicht alleine die Gegenladung bilden können. Daher werden Minoritätsladungsträger an die Oberfläche gezogen um die Gate-Ladung zu kompensieren. Die Anzahl der Minoritätsladungsträger kann so groß werden, dass ihre Anzahl größer wird als die der Majoritätsladungsträger. In diesem Fall spricht man von Inversion. Im Bändermodell wird dies dadurch deutlich, dass das Fermi-Niveau unterhalb der Bandmitte W_i liegt. Für das Oberflächenpotential Ψ_S bedeutet dies, dass es mindestens gleich dem negativen Volumenpotential Φ_B ist (siehe Abb. 3.7). In der Inversion, insbesondere bei starker Inversion, liegt jetzt ein ähnlicher Fall wie bei der Anreicherung vor, da die Ladungsträgerdichte recht hoch ist und das Oberflächenpotential sich nur noch wenig ändern muss, um auf die Änderung der Gate-Spannung zu reagieren ($\frac{\partial \Psi_S}{\partial U_G}$ sehr klein).

Das Volumenpotential Φ_B ist ein Maß für die Position des Fermi-Niveaus (genauer, für die Differenz zwischen Fermi-niveau und intrinsischem Niveau) in der Tiefe des Halbleiters und damit insbesondere von der Dotierung abhängig. Auf die Berechnung wird an dieser

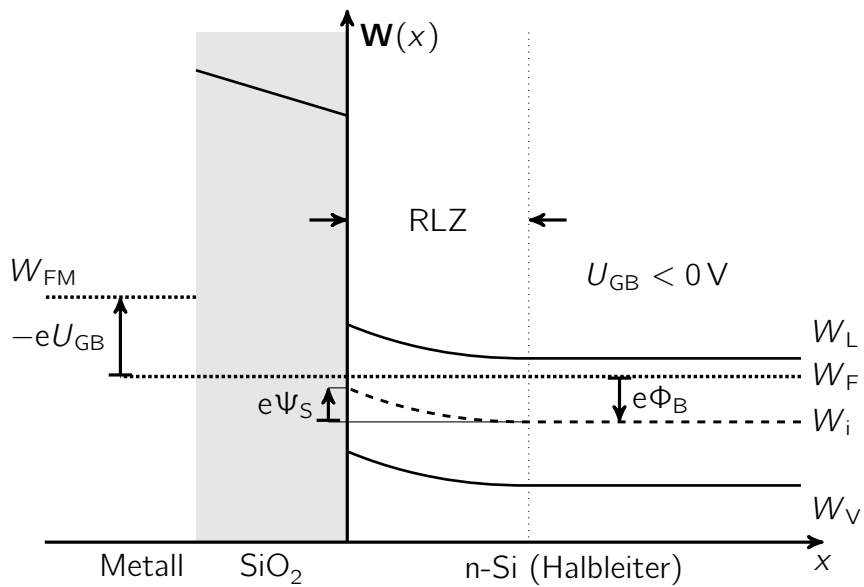


Abbildung 3.6: Bändermodell bei Verarmung (n–Si): Die negative Gate-Spannung verdrängt die beweglichen Elektronen von der Grenzschicht. Eine RLZ entsteht.

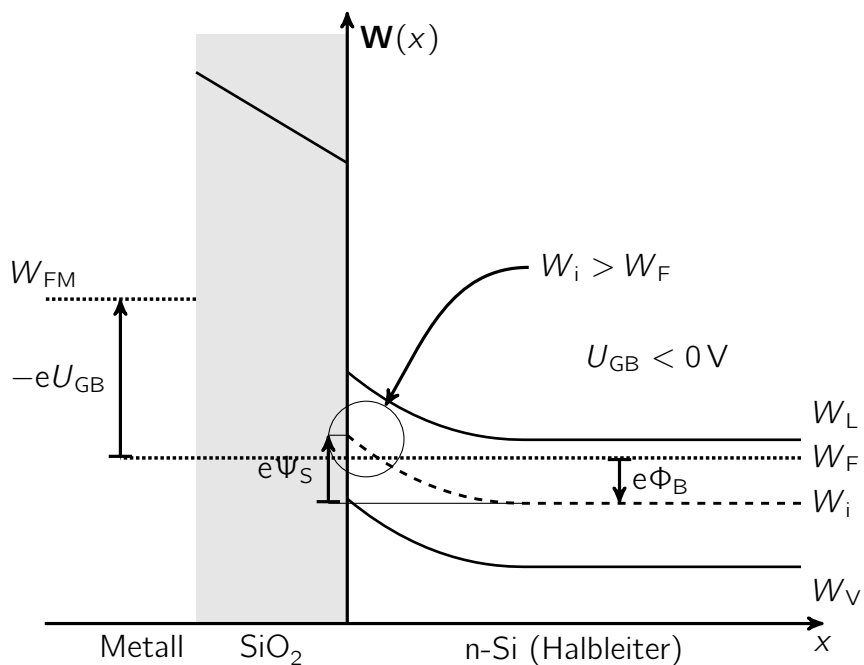


Abbildung 3.7: Bändermodell in der Inversion (n–Si): An der Grenzschicht überwiegen Löcher. Der Halbleiter wird p-leitend!

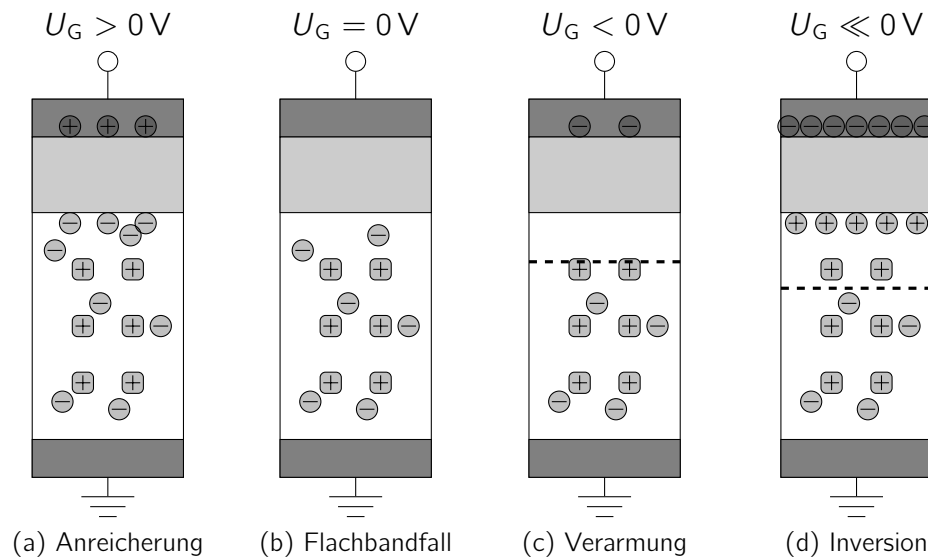


Abbildung 3.8: Ladungen im n-MOS-Varaktor bei verschiedenen Spannungen

Stelle nicht näher eingegangen. Die Lösung für einen n-Halbleiter lautet:

$$\Phi_B = \frac{kT}{e} \cdot \ln \frac{N_D}{n_i} \quad (3.1)$$

3.2.4.5 Ladungsverteilung im MOS-Varaktor

Die Ladungsverteilungen im MOS-Varaktor während der vier Fälle Anreicherung, Flachbandfall, Verarmung und Inversion sind in Abb. 3.8 für einen n-MOS-Varaktor schematisch dargestellt.

3.2.5 Das Ersatzschaltbild eines realen MOS-Varaktors

Das kapazitive Verhalten des MOS-Varaktors lässt sich als Kombination dreier verschiedener kapazitiver Anteile beschreiben. Zum einen gibt es die Oxidkapazität C_{ox} , die durch die Schichtenfolge Metall-Oxid-Halbleiter gebildet wird. Diese Kapazität entspricht einem Plattenkondensator und ist spannungsunabhängig.

$$C_{ox} = \frac{\partial Q_G}{\partial U_{ox}} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d_{ox}} \quad (3.2)$$

Die Kapazitäten werden meist als flächenbezogene Größe verrechnet, die hier mit einem hochgestellten Strich gezeichnet werden sollen (z.B. C').

$$C'_{ox} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{1}{d_{ox}} \quad (3.3)$$

Die Änderung der Ladungsverteilung von freien Ladungsträgern und ionisierten Dotieratomen im Halbleiter, welche durch die Bandverbiegung eingestellt wird, kann durch die Halbleiterkapazität C'_{sc} beschrieben werden.

$$C'_{sc} = -\frac{\partial Q_{sc}}{\partial \Psi_S} \quad (3.4)$$

C'_{sc} beschreibt den Zusammenhang zwischen der Bandverbiegung Ψ_S , der Dotierung und der Konzentration der Minoritäts- und Majoritätsladungsträger. Die Berechnung der Halbleiterkapazität erfolgt durch Integration der Poisson-Gleichung und wird an dieser Stelle nicht erläutert.

Der dritte kapazitive Anteil berücksichtigt die energetischen Oberflächenzustände (oder auch Phasengrenzzustände zwischen Oxid- und Halbleiteroberfläche) an der gestörten Halbleiteroberfläche. Diese Energiezustände können je nach Bandverbiegung mit Elektronen besetzt oder unbesetzt sein. Ob ein Zustand mit Elektronen besetzt ist oder nicht, wird durch die Fermi-Verteilungsfunktion geregelt. In vereinfachter Darstellung kann man davon ausgehen, dass alle Zustände unterhalb der Fermi-Energie mit Elektronen besetzt sind. Die Zustände über der Fermi-Energie sind unbesetzt. Verbiegen sich nun die Energiebänder und mit ihnen die Oberflächenzustände, so ändert sich die energetische Lage der Zustände relativ zur Fermi-Energie, die konstant ist. Dies hat zur Folge, dass eine Umladung der Zustände erfolgt. Die Ladungsänderung der Oberflächenzustände in Abhängigkeit von der Änderung der Bandverbiegung wird durch die Umladungskapazität der Phasengrenzzustände C'_{ss} beschrieben.

$$C'_{ss} = -\frac{\partial Q_{ss}}{\partial \Psi_S} = e N_{ss}(\Psi_S) \quad (3.5)$$

N_{ss} beschreibt die Dichte der Phasengrenzzustände. Mit Dichte ist dabei sowohl die Flächendichte als auch die energetische Dichte gemeint, das heißt die Dichte der Phasengrenzzustände auf der Energieskala des Energiebändermodells. Diese Dichte ist im Allgemeinen nicht konstant, hat also einen Verlauf über der Energie, der so gestaltet ist, dass ein Minimum in der Mitte der verbotenen Zone vorliegt und der Verlauf zu den Bandkanten (Valenz- und Leitungsband) hin zunimmt. Die Einheit von N_{ss} wird meist in $1/(\text{eV cm}^2)$ angegeben. Die Bandverbiegung Ψ_S wird hier als Potential ausgedrückt und demzufolge wird mit der Verteilung der Phasengrenzzustandsdichte über dem Potential gerechnet (Einheit $1/(\text{V cm}^2)$). Beide Formulierungen entsprechen sich völlig, da 1 eV der Energie entspricht, die eine Elementarladung beim Durchfallen einer Potentialdifferenz von 1 V aufnimmt oder abgibt. Diese drei kapazitiven Anteile überlagern sich entsprechend dem Ersatzschaltbild in Abb. 3.9.

$$C'_{ges} = \frac{1}{\frac{1}{C'_{ox}} + \frac{1}{C'_{sc} + C'_{ss}}} \quad (3.6)$$

Der Verlauf der MOS-Kapazität als Funktion der angelegten Spannung U_G ist in Abbildung 3.10 zu sehen. Um aus der Formel für die Gesamtkapazität auf den spannungsabhängigen Funktionsverlauf zu schließen, bedarf es einer genauen und physikalisch komplexen Betrachtung. Im Rahmen dieser Veranstaltung ist es uns nicht möglich alle

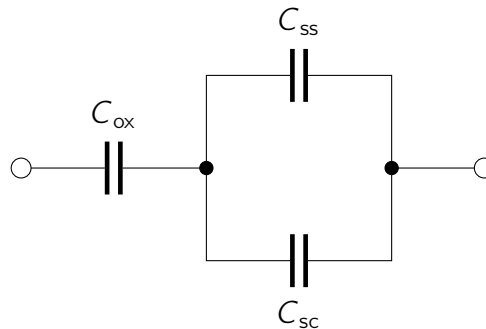


Abbildung 3.9: Ersatzschaltbild des realen Varaktors

Grundlagen und Prozesse für die exakte Beschreibung des spannungsabhängigen Verhaltens der MOS-Gesamtkapazität zu erläutern. Es sei an dieser Stelle auf spätere Lehrveranstaltungen verwiesen.

Wir können uns das Verhalten der spannungsabhängigen Gesamtkapazität aber leicht vereinfacht erklären.

Im Falle der Akkumulation oder starken Inversion befinden sich alle Ladungsträger, deren Summe das Komplement zur Gateladung bilden, an der Grenzschicht von Oxid und Halbleiter. Es existiert quasi nur eine Kapazität zwischen Metall und Halbleiter. Aus diesem Grund haben die Kapazitäten C_{sc} und C_{ss} keinen Einfluss auf die Gesamtkapazität, die dann nur durch die Oxidkapazität allein bestimmt wird.

Bei Verarmung oder Inversion befindet sich das Komplement der Gateladung nicht mehr an der Grenzschicht von Oxid und Halbleiter allein, sondern auch innerhalb des Halbleiters. Dies hat zur Folge, dass die beiden Kapazitäten C_{sc} und C_{ss} nicht mehr vernachlässigt werden können. Ihr Einfluss auf die Gesamtkapazität macht sich durch die starke Verkleinerung der MOS-Gesamtkapazität bemerkbar.

Verdeutlichen Sie sich die genannten Zusammenhänge und tragen Sie die entsprechenden Bereiche in Abbildung 3.10 ein.

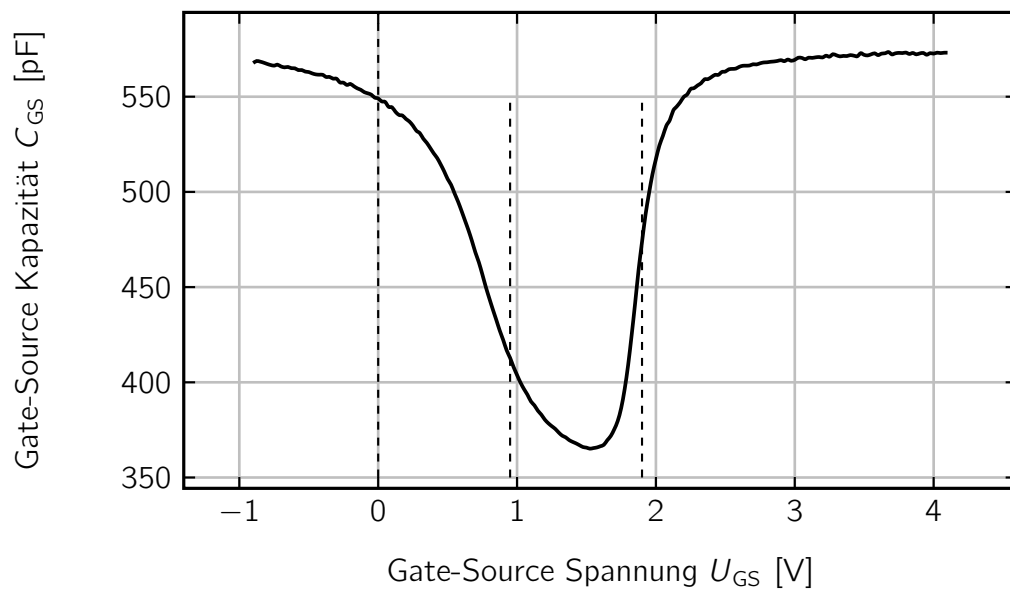


Abbildung 3.10: $C(V)$ -Kurve: MOS-Kapazität eines n-Kanal (p–Si) MOSFET als Funktion der angelegten Gate-Spannung. Flachbandspannung des verwendeten MOS-Varaktors ist 0 V.

3.3 Rechenaufgaben

3.3.1 MOS-Varaktor

Es wird ein n-dotierter MOS-Varaktor mit folgenden Daten angenommen:
 $N_D = 1 \cdot 10^{15}/\text{cm}^3$, $d_{\text{ox}} = 20 \text{ nm}$, $A_{\text{Gate}} = 1 \text{ mm}^2$, $U_T = \frac{kT}{e} = 25,875 \text{ mV}$.

3.3.1.1. Aus den Daten soll die Oxidkapazität errechnet werden.

Hinweis: $\epsilon_0 = 8,8543 \cdot 10^{-14} \text{ As/(V cm)}$, $\epsilon_{\text{SiO}_2} = 3,9$, $n_i = 1,01 \cdot 10^{10}/\text{cm}^3$

3.3.1.2. Ermitteln Sie nun die flächenbezogene Oxidkapazität des MOS-Varaktors mit den Grunddaten aus der vorigen Aufgabe

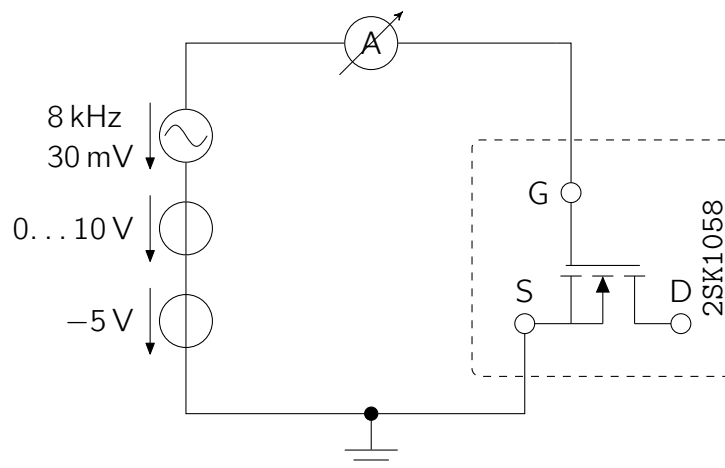


Abbildung 3.11: Messaufbau

3.3.1.3. Bestimmen Sie den Wert des Volumenpotentials aus den bekannten Größen.

3.4 Versuch

3.4.1 Messaufbau und Durchführung

Sie können wie gewohnt auf sämtliche Geräte des Arbeitsplatzes zugreifen. Ziel ist es, die CV-Kennlinie des MOSFETs bei $-5 \dots 5 \text{ V}$ aufzunehmen. Damit man dafür keine Kabel umstecken muss (die HAMEG-Spannungsquelle kann nur positive Spannungen ausgeben), kann der zweite Kanal wie in Abb. 3.11 dargestellt als Gegenspannungsquelle verwendet werden. Stellen Sie dafür am zweiten Kanal eine Spannung von 5 V ein. Alternativ können Sie auch die Konstantspannungsquelle in der Mitte verwenden, diese stellt standardmäßig 5 V zur Verfügung. Das LabVIEW Skript muss nun natürlich einen Spannungsbereich von 0 V bis 10 V durchlaufen. Sollte Ihnen dieses Vorgehen unklar sein, zeichnen Sie sich einen Schaltplan mit den beiden Spannungsquellen. Der Funktionsgenerator sollte ein Sinussignal mit einer Amplitude von 30 mV und einer Frequenz von 8 kHz ausgeben.

Wie in der letzten Woche stellt das LabVIEW-Skript über das HAMEG die Vorspannung ein. Wegen des Sinussignals kommt es zu einem Stromfluss in die und aus der MOS-Kapazität. Dieser Wechselstrom wird über das Multimeter gemessen und an den Rechner weitergegeben. Der gemessene Strom wird über der Spannung aufgetragen und in einer Tabelle abgespeichert.

3.4.2 Auswertung

1. Leiten Sie zur Erinnerung noch einmal den Zusammenhang zwischen dem gemessenen Strom und der gesuchten Kapazität her. Gehen Sie von $i(t) = C \frac{\partial u(t)}{\partial t}$ aus. Achten Sie dabei darauf, dass das Messgerät den Effektivstrom misst.
2. Aus der Tabelle mit dem gemessenen Strom können Sie nun die Kapazität des MOS-Varaktors berechnen. Zeichnen Sie daraus die $C(V)$ -Kurve.
3. Ermitteln Sie den Dotierungstyp des Substrats (siehe Datenblatt).
4. Zeichnen Sie aufgrund der in Aufgabe 2 gewonnenen Erkenntnisse die Bereiche Akkumulation, Verarmung und Inversion in die $C(V)$ -Kurve ein.
5. Vergleichen Sie die Kennlinien für ein n-Substrat mit der eines p-Substrates. Nutzen Sie dafür die Ergebnisse anderer Gruppen in ihrem Laborterminal.

3.5 Vorbereitungsaufgaben

1. Welche Kennwerte lassen sich mit Hilfe der CV-Kennlinie ermitteln?
2. Welche CV-Messungen werden bei einer differentiellen Kapazität eines Zweipols unterschieden?
3. Zeichnen Sie das Energiebändermodell eines p-Substrats in Anreicherung.
4. Zeichnen Sie das Energiebändermodell eines p-Substrats in Verarmung.
5. Zeichnen Sie das Energiebändermodell eines p-Substrats in Inversion.
6. Zeichnen Sie das Energiebändermodell eines p-Substrats im Flachbandfall.
7. Beschreiben Sie die Gleichung der Halbleiterkapazität C'_{sc} .
8. Nennen Sie die Gleichung der Umladungskapazität der Phasengrenzzustände.
9. Aus welchen Kapazitäten besteht der reale Varaktor und wie lautet die Gleichung?
10. Wie sieht das Ersatzschaltbild eines idealen Varaktors aus?
11. Zeichnen Sie die Ladungsverteilung an einer MOS-Struktur mit p-Substrat bei unterschiedlichen Spannungen.
12. Wann kann der MOS-Kondensator als ideal betrachtet werden?

Thema 4

Der MOS-Transistor (MOSFET)

4.1 Einleitung

In diesem Versuch soll der MOS-Feldeffekttransistor untersucht werden. Ein MOSFET erfüllt eine ähnliche Funktion wie ein Bipolartransistor, ist in seiner inneren Funktionsweise aber grundverschieden. Während in einem Bipolartransistor die Basis mit Minoritätsladungsträgern geflutet wird, verwendet der MOSFET den bereits in den letzten Versuchen kennengelernten Feldeffekt um einen leitenden Bereich (Kanal) herzustellen. Daher ergeben sich auch andere Bezeichnungen für die Anschlüsse. Beim MOSFET spricht man nicht von einer Basis, sondern vom Gate. Kollektor und Emitter werden Drain und Source genannt. Im zweiten Teil der Theorie wird eine der Grundsaltungen der digitalen Elektronik vorgestellt, der CMOS-Inverter (logisches NOT). Dieser besteht aus zwei einzelnen MOSFETs.

Als praktische Aufgabe sollen Übertragungs- und Ausgangskennlinienfeld eines MOSFETs gemessen werden. Eine Eingangskennlinie kann nicht gemessen werden, da stationär kein Eingangsstrom fließt. Außerdem soll ein CMOS-Inverter untersucht werden und das Verhältnis von Ausgangsspannung U_{out} zu Eingangsspannung U_{in} bestimmt werden.

4.2 Theorie zum MOS-Transistor

Abb. 4.1 zeigt einen p-Kanal-MOSFET. Ein MOSFET besteht im Kern aus einem MOS-Varaktor wie er im letzten Versuch ausführlich behandelt wurde. Zusätzlich zu der MOS-Struktur (Metall, Oxid, Semiconductor) hat der MOSFET aber noch zwei weitere Anschlüsse, Source und Drain. Ist das Substrat p-dotiert, sind Source und Drain n-dotiert, und umgekehrt bei n-Substrat sind Source und Drain p-dotiert. Source, Bulk (Substrat) und Drain bilden zwei verpolzt geschaltete pn-Übergänge. Zwischen Source und Drain kann daher kein Strom fließen. Sorgt man allerdings dafür, dass der Bereich unter dem Oxid mit Minoritätsladungsträgern geflutet wird, so dass in dem eigentlich n-dotierten (Beispiel Abb. 4.1) Bereich mehr Löcher als Elektronen zur Verfügung stehen, dann kann Strom zwischen Source und Drain fließen. Um solch einen Kanal zu erzeugen, wird der Feldeffekt ausgenutzt, der im letzten Versuch beim MOS-Varaktor erklärt wurde. Die Majoritätsträger im Substrat sind in diesem Fall (Abb. 4.1) die Elektronen. Im Gegensatz zum

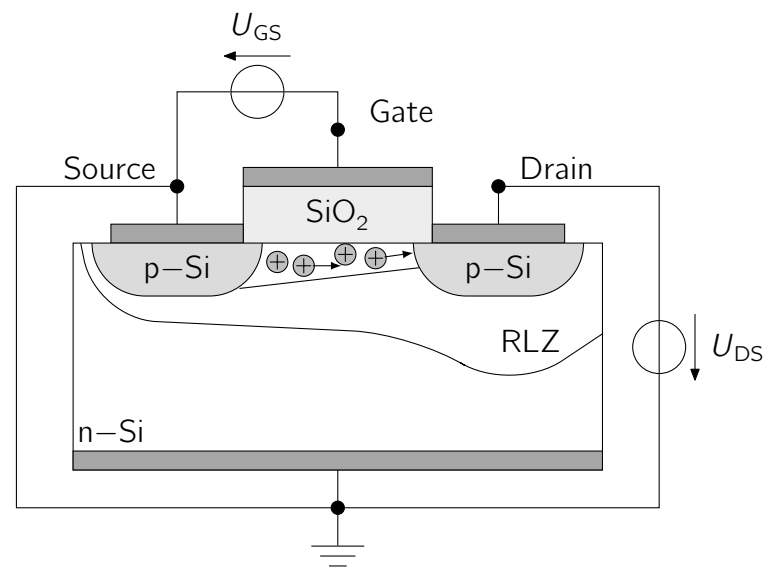


Abbildung 4.1: Ausbildung des leitenden Kanals in einem p-Kanal-MOSFET.

MOS-Varaktor, der nach der Dotierung des Substratmaterials benannt wird, leitet sich beim MOSFET der Name vom Leitungstyp des Kanals ab. Aus einem n-MOS-Varaktor entsteht also ein p-(Kanal-)MOSFET. Wird am Gate eines p-MOSFETs eine negative Spannung angelegt, so werden unter dem Gate-Oxid die Elektronen *vom Oxid weg* in das Volumen des Substrats gedrängt - gleiche Ladungen auf dem Gate und unter dem Oxid stoßen sich ab. Wird die Gate-Source-Spannung noch negativer, sind irgendwann alle Elektronen direkt unter dem Oxid weg und die positiven ortsfesten Dotierstoffatome müssen die negativen Ladungen auf dem Gate ausgleichen. Wenn die Gate-Source-Spannung den Wert der sogenannten Schwellenspannung U_{TH} (engl.: *threshold*) erreicht hat, können die positiven ortsfesten Dotierstoffatome die Gate-Ladung nicht mehr ausgleichen. Verringert man beim p-MOSFET die Spannung U_{GS} noch weiter, so bewegen sich Löcher als Minoritätsträger in den Bereich unter das Gate und bilden einen leitfähigen Kanal zwischen der p-dotierten Source- und Drain-Wanne. Diese einfache Beschreibung gilt nur für eine geringe Drain-Source-Spannung. Wie sich der Kanal bei höherem U_{DS} verändert steht in Kap. 4.2.2.

Der Unterschied zum Bipolartransistor liegt in der Wirkungsweise des MOSFETs. Der Strom I_D wird zwischen den Source- und Drain-Inseln (S und D) vom metallischen Gate-Kontakt (G) aus, über eine dünne dielektrische SiO_2 -Schicht (Oxid) kapazitiv gesteuert. Die Source- und Drain-Inseln weisen dabei stets einen anderen Leitfähigkeitstyp auf als das Substrat (Bulk oder Body). Der metallische Gate-Kontakt ist vom Halbleiter durch eine SiO_2 -Isolatorschicht von weniger als 100 nm Dicke getrennt und steuert mittels Feldeffekt durch Influenz Leitungstyp und Leitfähigkeit an der Halbleiteroberfläche zwischen Source und Drain. Auf diese Weise können vom Source injizierte Ladungsträger als Majoritätsladungsträger im MOS-Oberflächenkanal (engl.: *channel*) als Feldstrom geführt und am Drain über eine Raumladungszone (RLZ) hinweg wieder extrahiert werden. Der S-B-pn-Übergang ist dabei in Durchlass, der D-B-pn-Übergang in Sperrung gepolt. Die Dichte der influenzierten Ladungsträger im MOS-Kanal zwischen Source und Drain steuert

ert seine elektrische Leitfähigkeit und den Spannungsabfall dieses Feldstromes zwischen den Source- und Drain-Bereichen. Die Steuerung des Gate-Kontaktes ist rein kapazitiv und der Gate-Strom deshalb meist vernachlässigbar.

4.2.1 Feldeffekt

Abhängig von der angelegten Spannung sind beim Feldeffekt vier Zustände zu unterscheiden, die bereits aus dem vorherigen Versuch bekannt sind: Anreicherung, Flachband, Verarmung und Inversion. Hier sollen sie anhand der Raumladung q_v und der Ladungsträgerdichten im Halbleiter beschrieben werden. Die Angaben der Ladungsträgerkonzentration und der Raumladung sind jeweils nur in dem Bereich unter dem Oxid gültig. Im Rest des Substrats wirkt die Steuerung über die Gate-Elektrode nicht, dort bleiben die Ladungsträgerdichten unverändert. In Tab. 4.1 sind die vier Fälle für die Raumladung und Ladungsträgerdichten aufgeführt.

Zustand	q_v	n_n	p_n
Anreicherung der Majoritätsträger (engl.: <i>enhancement</i>)	$< 0 \text{ C}$	$> n_{n0}$	$< p_{n0}$
Flachband	0 C	$n_{n0} = N_D$	$p_{n0} = \frac{n_i^2}{N_D}$
Verarmung der Majoritätsträger (engl.: <i>depletion</i>)	$> 0 \text{ C}$	$< n_{n0}$	$> p_{n0}$
Inversion (Minoritätsträger dominieren) (engl.: <i>inversion</i>)	$\gg 0 \text{ C}$	$\ll n_{n0}$ $n_n < p_n$	$\gg p_{n0}$

Tabelle 4.1: Raumladung und Ladungsträgerdichten für einen MOSFET mit n–Si als Substrat (p-MOSFET)

4.2.2 Kennlinien des MOSFETs

Wenn sich ein Kanal ausgebildet hat, kann Strom durch den MOSFET fließen. Dabei fällt auch eine Spannung über dem Kanal ab und verzerrt ihn. Die Kennlinie eines MOSFETs setzt sich daher aus mehreren Bereichen zusammen, je nachdem wie stark der Kanal durch U_{DS} beeinflusst wird. Das ortsabhängige Potential $\varphi(x)$ ist für die korrekte Beschreibung wichtig, weil U_{DS} nur über die gesamte Gate-Länge anliegt. Betrachtet man einen Punkt z.B. in der Mitte des Gates, wirkt nur ein Teil von U_{DS} und die von x unabhängige Spannung U_{GS} .

Die Ausgangskennlinie des MOSFETs $I_D(U_{GS}, U_{DS})$ kann ich zwei Bereiche unterteilt werden

linear / parabolischer Bereich

$$I_D(U_{GS}, U_{DS}) = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left((U_{GS} - U_{TH}) U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right) \quad (4.1)$$

Sättigungsbereich

$$I_D(U_{GS}) = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \frac{1}{2} (U_{GS} - U_{TH})^2 \quad (4.2)$$

Wobei μ die Beweglichkeit der Ladungsträger im Inversionskanal, C_{ox} die Kapazität auf Grund der MOS-Varaktor Struktur, W die Weite des Transistors (Abmaß in die Tiefe) und L , die technologisch wichtigste Größe, Distanz zwischen Source und Drain ist. Diese Bauteilspezifischen Größen können zu einem Vorfaktor k zusammengefasst werden.
 $k = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L}$

Aus diesen Gleichungen können die einzelnen Bereiche hergeleitet werden.

linearer Bereich Es gilt $U_{DS} \ll U_{GS} - U_{TH}$. Aus diesem Grund vereinfacht sich die Ausgangskennlinie zu einer linearen Funktion:

$$I_D(U_{GS}, U_{DS}) = 2k ((U_{GS} - U_{TH}) U_{DS}) \quad (4.3)$$

In diesem Bereich ist der Kanal an allen Stellen etwa gleich stark ausgebildet, auch bei einer kleinen Änderung von U_{DS} ändert sich die Form des Kanals kaum. In diesem Kennlinienbereich verhält sich das Bauteil also wie ein ohmscher Widerstand und es gilt, dass $I_D \sim U_{DS}$ ist. Kennlinie, Kanal und Potentialverlauf $\varphi(x)$ sind in Abb. 4.2 dargestellt.

parabolischer Bereich (Triodenbereich) Es gilt $U_{DS} < U_{GS} - U_{TH}$. Die Spannung zwischen Drain und Source ist in der Größenordnung von U_{GS} und beeinflusst somit den Kanal. Dieser ist nun auf einer Seite stärker ausgeprägt als auf der anderen. Je ungleichmäßiger der Kanal, desto größer wird der Widerstand - mit steigender Spannung

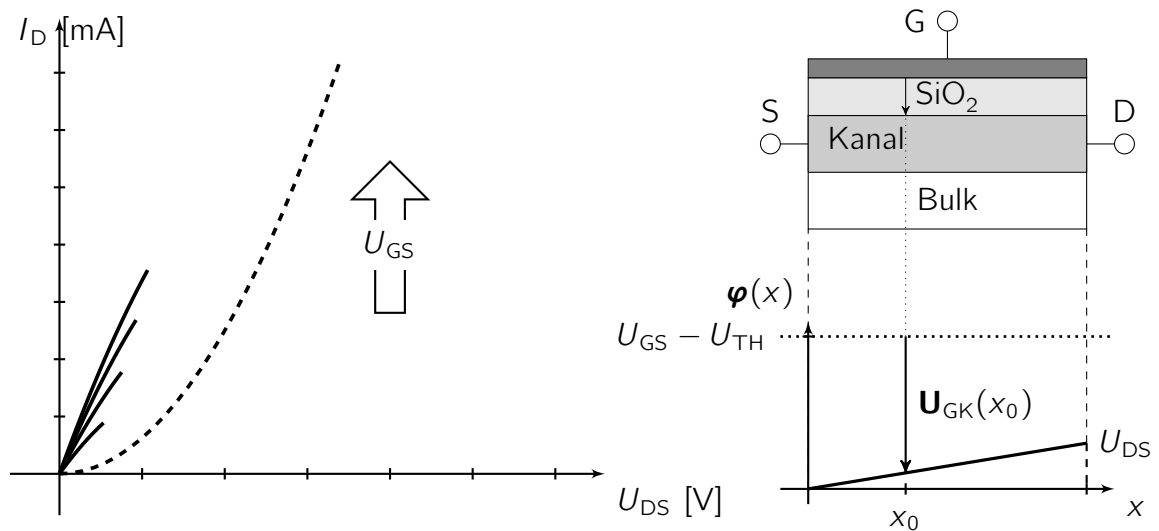


Abbildung 4.2: MOSFET-Kennlinie: linearer Bereich

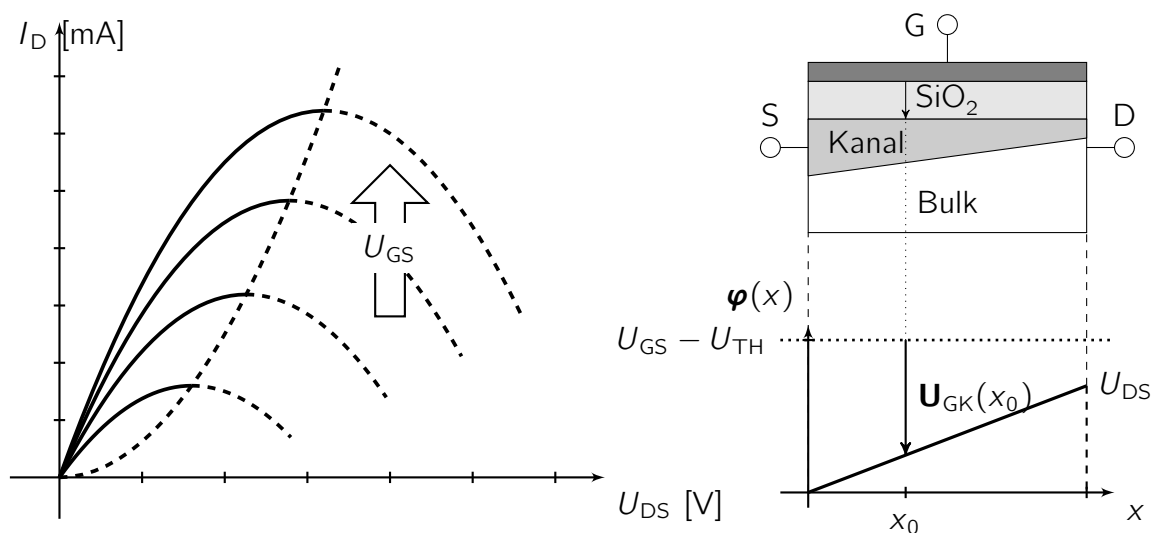


Abbildung 4.3: MOSFET-Kennlinie: parabolischer Bereich

steigt der Strom also immer langsamer. Der Drainstrom lässt sich zu Gl. 4.4 herleiten.

$$I_D = 2k \cdot \left((U_{GS} - U_{TH})U_{DS} - \frac{1}{2}U_{DS}^2 \right) \quad (4.4)$$

Der Strom steigt in diesem Kennlinienbereich nur noch mit parabolischem Verlauf und strebt einen Maximalwert an. Die Kennlinie ist in Abb. 4.3 dargestellt.

Pinch-Off-Punkt Es gilt $U_{DS} = U_{GS} - U_{TH}$. Nach der Formel für den parabolischen Bereich folgt $I_D = k(U_{GS} - U_{TH})^2$. In diesem Bereich beginnt die Kanalabschnürung. Direkt an der Drain-Wanne heben sich U_{DS} und $U_{GS} - U_{TH}$ gerade auf, so dass sich dort kein Kanal mehr ausbildet (vgl. Abb. 4.4).

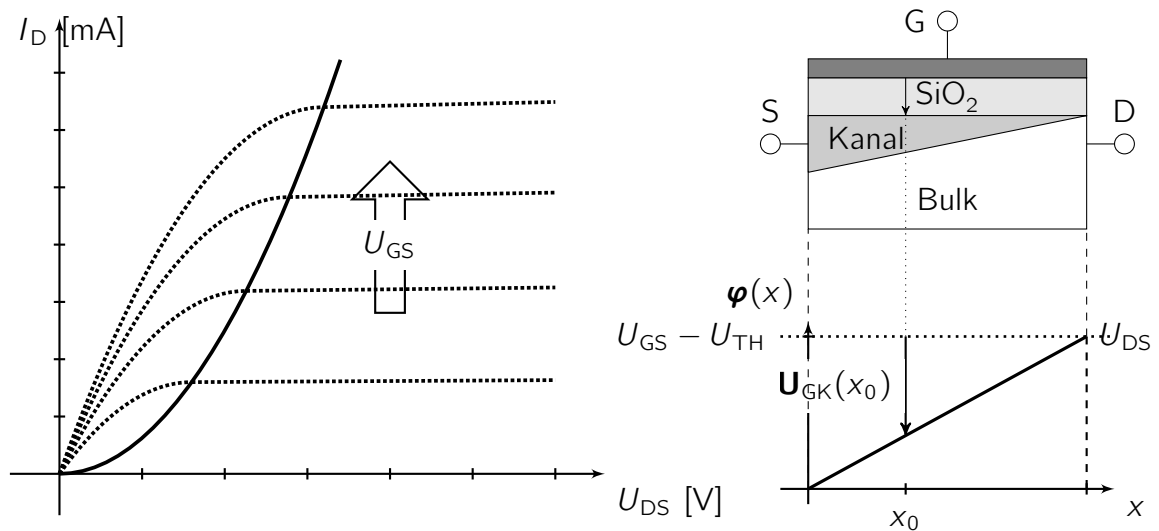


Abbildung 4.4: MOSFET-Kennlinie: Pinch-Off-Punkt

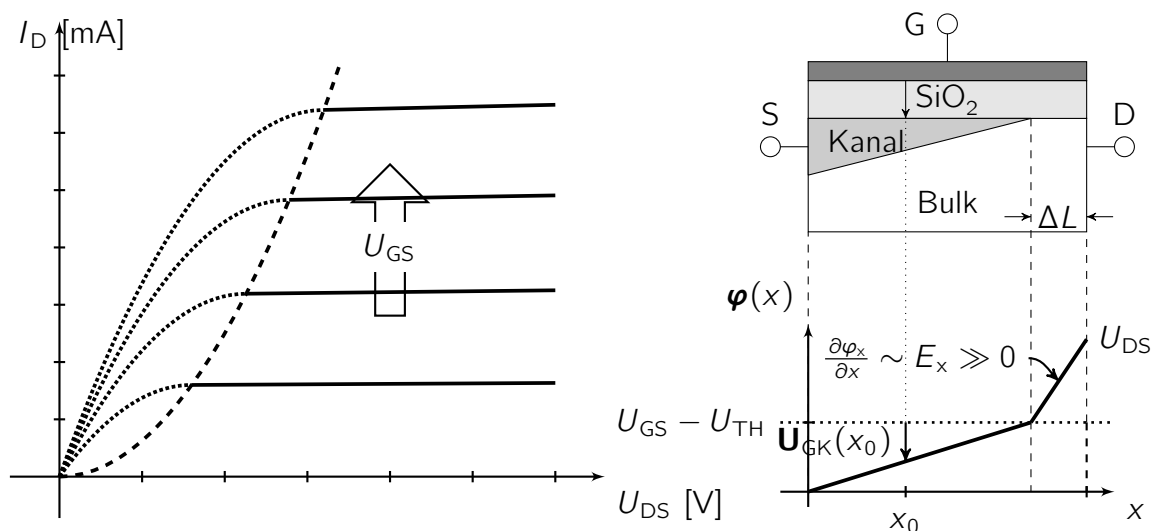


Abbildung 4.5: MOSFET-Kennlinie: Sättigungsbereich

Sättigungsbereich Im Sättigungsbereich ist $U_{DS} > U_{GS} - U_{TH}$. Für diesen Bereich lässt sich der Zusammenhang $I_D = k(U_{GS} - U_{TH})^2 \neq f(U_{DS})$ herleiten. Hier ist I_D also in erster Näherung nicht mehr von U_{DS} abhängig. Wenn U_{DS} ansteigt, dehnt sich der Bereich ohne Kanal (ΔL) aus. Da der Widerstand im abgeschnürten Bereich sehr groß ist, fällt dort nun ein Großteil der Spannung U_{DS} ab (E_x ist sehr groß). Erhöht man nun die Drain-Source-Spannung weiter, wird ΔL noch größer und der Strom I_D kann nicht oder nur kaum ansteigen. I_D bleibt also annähernd konstant und hängt vor allem von der Gate-Source-Spannung U_{GS} ab.

4.2.2.1 Weitere Parameter der Kennlinie

Die Kennlinie des MOSFETs $I_D(U_{GS}, U_{DS})$ lässt sich, wie zuvor erwähnt, über die Formel

$$I_D(U_{GS}, U_{DS}) = 2k \left((U_{GS} - U_{TH})U_{DS} - \frac{1}{2}U_{DS}^2 \right) \quad (4.5)$$

bestimmen. Der Steilheitsparameter k ist hierbei abhängig von der Kanallänge L und der Kanalweite W . Die Beweglichkeit der Ladungsträger wird durch μ beschrieben.

$$k = \frac{W}{2L} \mu C'_{ox} = \epsilon_0 \epsilon_{SiO_2} \mu \left(\frac{W}{2L} \right) \frac{1}{d_{ox}} \quad (4.6)$$

Für die Beschreibung einer MOSFET-Kennlinie sind drei Parameter nötig:

- die Schwellenspannung U_{TH} (ab der es einen vollständig ausgeprägten Inversionskanal geben kann)
- der Steilheitsparameter k
- der Parameter der Kanallängenmodulation λ (näheres dazu in der Vorlesung Halbleiterbauelemente)

In den Abbildungen 4.6c und 4.6a sind die Übertragungskennlinien für selbstleitende und selbstsperrende n-Kanal-MOSFETs zu sehen. Analog zeigen die Abbildungen 4.6d und 4.6b die Übertragungskennlinien des p-Kanal-MOSFETs. Das Ausgangskennlinienfeld eines n-Kanal-MOSFETs und eines p-Kanal-MOSFETs werden in den Abbildungen 4.6e und 4.6f gezeigt. Wie bereits weiter vorne erläutert wurde, benötigt der MOSFET, sobald er eingeschaltet ist, keinen Eingangsstrom am Gate. Deshalb ergibt eine Eingangskennlinie, in der die Gatespannung U_{GS} mit dem Gatestrom verknüpft wäre, beim MOSFET keinen Sinn.

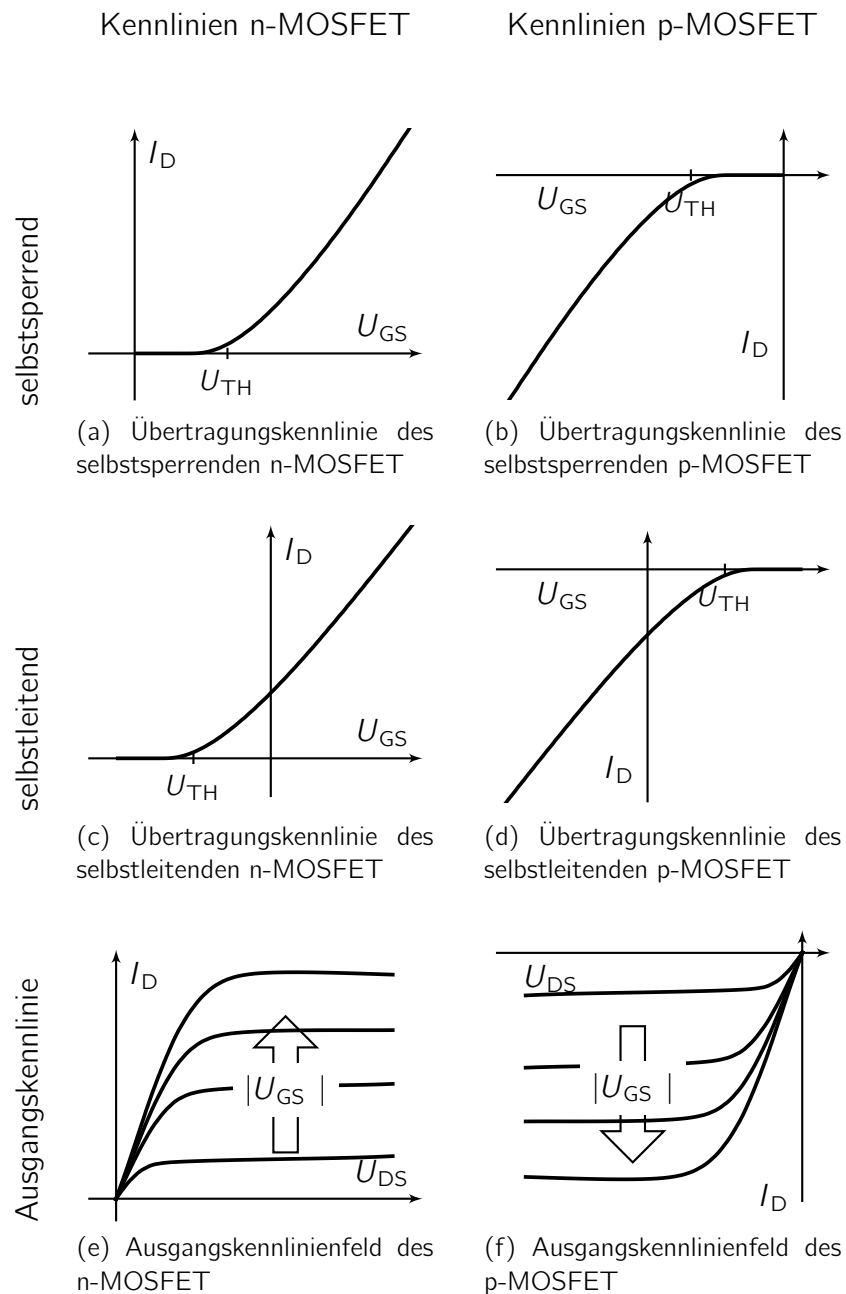


Abbildung 4.6: Übertragungs- und Ausgangskennlinien aller MOSFET-Typen.

4.2.3 Bauformen

Wie beim Bipolartransistor gibt es auch beim MOS-Feldeffekttransistor (MOSFET) zwei Grundtypen. Der p-Kanal-MOSFET, bei dem sich im leitenden Zustand ein leitender Kanal aus Löchern bildet, und ein n-Kanal-MOSFET, bei dem sich im leitenden Zustand ein Kanal aus Elektronen zwischen Drain und Source bildet. Beide Typen enthalten drei unterschiedlich dotierte Bereiche und jeweils zwei pn-Übergänge, von denen wiederum der eine in Durchlass- und der andere in Sperrrichtung betrieben wird. Beim MOSFET fließt durch *keinen* der pn-Übergänge ein Durchlassstrom.

In Leistungsanwendungen werden lediglich n-MOSFETs verwendet, da diese eine bessere Leitfähigkeit und damit weniger Verluste im Bauteil als p-MOSFETs aufweisen. p-MOSFETs finden sich dennoch in fast jedem integrierten Logik-Schaltkreis wie zum Beispiel in dem später behandelten CMOS-Inverter (n-MOSFET und p-MOSFET gemeinsam) wieder.

Von beiden MOSFET-Typen gibt es zusätzlich noch zwei Formen, die sich in ihrem Aufbau und in ihren elektrischen Eigenschaften unterscheiden. Zum einen die selbstleitende Form oder Verarmungstyp (engl.: *depletion*) und zum anderen die selbstsperrende Form oder Anreicherungstyp (engl.: *enhancement*). Abb. 4.7 zeigt die Schaltzeichen der beiden Grundtypen mit den beiden Formen. Wie die Namen jeweils verraten, leitet der selbstleitende Typ ohne anliegende Gate-Spannung, während der selbstsperrende Typ bei

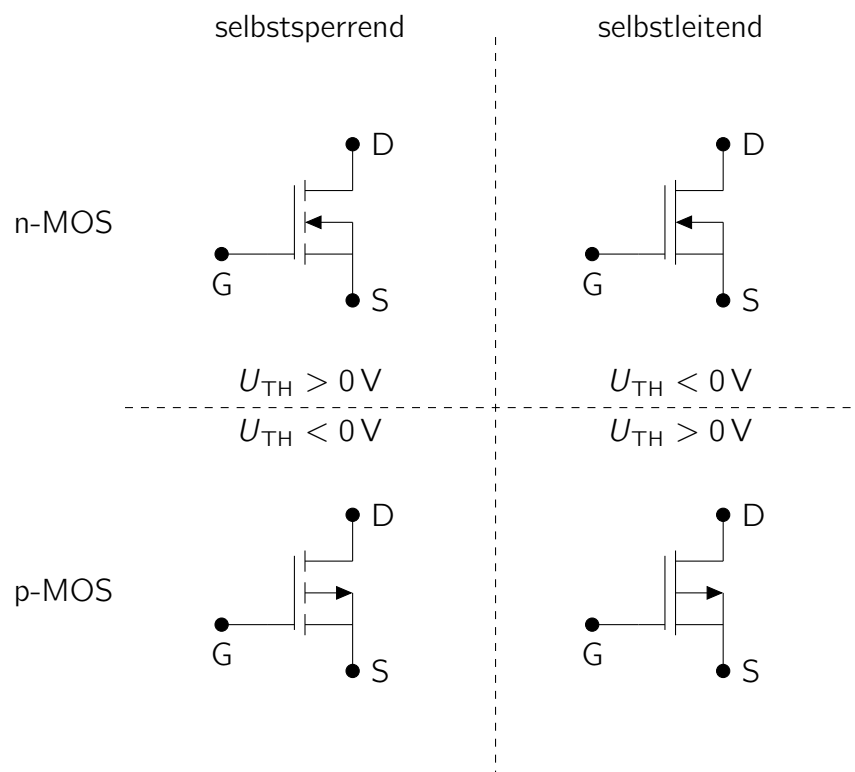


Abbildung 4.7: Schaltzeichen von selbstleitenden und selbstsperrenden n- und p-MOSFETs. Source intern mit Bulk verbunden.

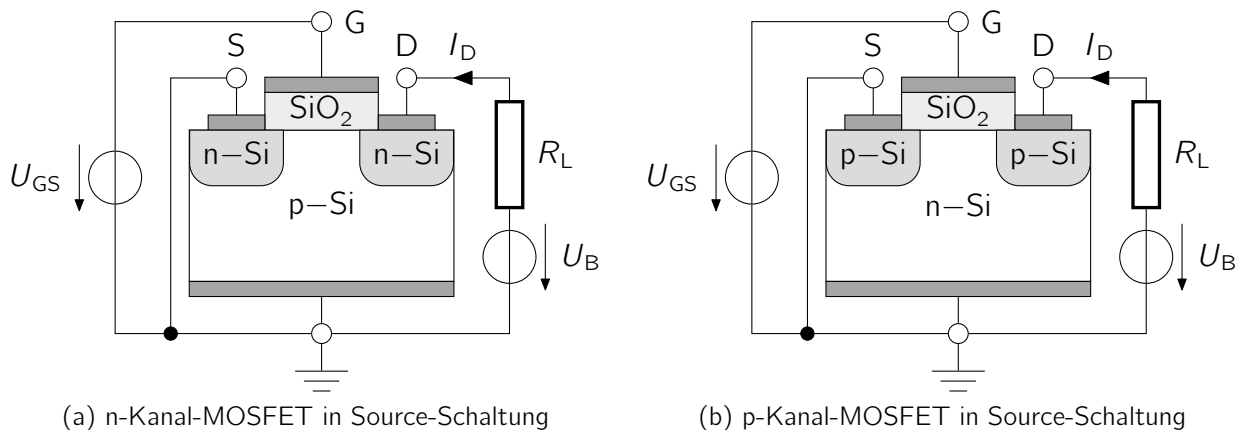


Abbildung 4.8: Querschnitt durch einen n-Kanal- und p-Kanal-MOSFET. Die Spannungs- und Strompfeile sind beide Male gleich eingezeichnet. Die Richtungen sind dennoch entgegengesetzt, da die Werte des p-Kanal-MOSFETs ein negatives Vorzeichen haben!

fehlender Gatespannung sperrt. In der Praxis wird der selbstleitende Typ nur in Spezialanwendungen verwendet, da seine Ansteuerung durch die benötigte negative und positive Gate-Spannung wesentlich komplexer ausfällt als beim selbstsperrenden Typ. Außerdem fallen beim selbstleitenden Typ ständig Durchlassverluste im Bauteil an. Die Kennlinien sind in Abb. 4.6 zu sehen.

Jeder MOS-Transistor verfügt über drei Anschlüsse: Gate (Steuerelektrode), Source (meist mit dem Bulk verbunden, Ladungsträgerquelle) und Drain (Ladungsträgersenke). Abb. 4.8 zeigt einen Querschnitt durch einen n-Kanal- und p-Kanal-MOSFET mit typischer Source-Schaltung für beide Typen.

4.2.4 Datenblatt

An dieser Stelle wollen wir auf die wichtigsten Kenngrößen eines MOSFETs eingehen. Sucht man einen geeigneten Transistor, richtet man sich in der Praxis häufig nach der Verfügbarkeit (auch künftige Verfügbarkeit, um die Schaltung später ohne Veränderungen produzieren zu können), sowie den wichtigsten Parametern eines solchen Bauteils. Zu diesen gehören die Höchstnennwerte (engl.: *maximum ratings*). Die *maximale Sperrspannung*, die zwischen Drain und Source dauerhaft anliegen darf, heißt meist U_{DS} oder V_{DS} und liegt, je nach Bauteil, bis zu etwa -500 V (p-Kanal-MOSFET) und $1,5\text{ kV}$ (n-Kanal-MOSFET) betragen. Der *Dauerdurchlassstrom*, den das Bauteil aufnehmen kann ohne thermisch beschädigt zu werden, ist $I_{D,max}$ (ca. $-75 \dots 450\text{ A}$). Alternativ kann auch die zulässige *Verlustleistung* P_{max} oder P_D (engl.: *power dissipation*) herangezogen werden. Die Verluste entstehen durch den *Durchlasswiderstand* R_{DS} ($P_D = I_D^2 R_{DS}$). Er liegt im Bereich zwischen $1\text{ m}\Omega$ und ca. $500\text{ }\Omega$ und sollte für Schalteranwendungen möglichst gering sein. Weiterhin ist die maximale Gatespannung $U_{GS,max}$ wichtig (ca. $-25 \dots 40\text{ V}$). Wird diese überschritten, kann das Oxid zerstört werden und der MOSFET ist dann nicht mehr einsatzfähig. Ab der Schwellenspannung U_{TH} geht das Bauteil in den leitenden Zustand über (ca. $1 \dots 4\text{ V}$). Außerdem von Relevanz ist der zulässige

Temperatureinsatzbereich (typischerweise $-55 \dots 175^\circ\text{C}$), wobei in Datenblättern häufig auch die Bauform, die thermischen Widerstände zwischen Bauteil (engl.: *junction* - Sperrschicht) und Kühlkörperanschluss (engl.: *case*) $R_{\Theta JC}$ und zwischen Sperrschicht und Umgebung (engl.: *ambient*) $R_{\Theta JA}$ für kühlkörperlose Montage angegeben sind.

Neben diesen gibt es viele weitere Parameter, die für einige Anwendungen relevant sein können. Insbesondere interessiert im Fehlerfall einer Schaltung oftmals, wie stark ein Bauteil kurzzeitig belastet werden kann. Auskunft hierüber gibt der maximal gepulste Drainstrom I_{DM} , der durch die Temperatur im Bauteil limitiert ist (je besser die Kühlung, desto höher bzw. länger kann ein solcher Puls ausfallen ohne das Bauteil zu beschädigen). Wird aufgrund einer induktiven Last eine Spannungsspitze die U_{DS} übersteigt erzeugt, so beherrschen die meisten modernen MOSFETs einen speziellen Avalanche-Modus (Durchbruchbetrieb), bei dem ein geringer Strom (I_{AR} , engl.: *avalanche current*) geführt und periodisch ein Energiebetrag (E_{AR} , engl.: *repetitive avalanche energy*) zusätzlich in das Bauteil eingebracht werden kann. Vergleichbar ist diese Betriebsart mit einer Zener-Diode bei der maximalen Spannung U_{DS} .

Bei Interesse an weiterführenden Informationen zu Leistungshalbleiterbauelementen wird auf die Veranstaltung „Halbleiter-Leistungsbaulemente“ im Fachgebiet Sensorik und Aktuatorik verwiesen.

4.3 Theorie zum CMOS

Complementary metal oxide semiconductor-Bausteine (CMOS, deutsch: komplementärer Metall-Oxid-Halbleiter) sind Halbleiterbauelemente, bei denen sowohl p-Kanal- als auch n-Kanal-MOSFETs auf einem gemeinsamen Substrat verwendet werden.

CMOS-Schaltkreise wurden 1963 von F. M. Wanlass und C. T. Sah bei Fairchild, Palo Alto, USA erfunden und ab 1970 als COSMOS-ICs bei RCA für den Weltraumeinsatz gefertigt. Heute sind sie die dominierende Technologie im Bereich der Logik und werden hauptsächlich für integrierte Schaltkreise genutzt.

Beispiele für die Anwendung der CMOS-Technologie sind unter anderem

- alle Bereiche der Elektronik (Digitaluhren, Kfz-Elektronik, ...)
- Speicherelemente
- Mikroprozessoren
- Sensoren (Fotodetektoren für die Digitalfotografie oder Spektroskopie)

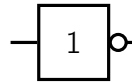


Abbildung 4.9: Schaltsymbol des Inverters

IN	OUT
1	0
0	1

Tabelle 4.2: Wahrheitstabelle des CMOS-Inverters

4.4 CMOS Inverter

Einer der einfachsten CMOS-Schaltkreise ist der CMOS-Inverter. Dieser besteht aus der Kombination von einem n-Kanal- und einem p-Kanal-MOSFET. Wir nutzen ihn als Beispiel zur Demonstration des Aufbaus, der Funktionsweise und der Vorteile von CMOS-Integrierten Schaltkreisen (CMOS-ICs).

In der Digitaltechnik wird der Inverter auch oft als NOT-Funktion bezeichnet und wird mit dem Schaltzeichen nach Abb. 4.9 dargestellt.

Die Aufgabe des Inverters ist die Inversion oder auch Umkehrung eines digitalen Signals. Daraus ergibt sich auch die Wahrheitstabelle des CMOS-Inverters (siehe Tab. 4.2).

4.4.1 Schaltung

Um die oben beschriebene Funktion des CMOS-Inverters zu realisieren, werden zwei komplementäre MOSFETs miteinander verschaltet. Die Verschaltung sieht vor, dass die beiden Gate-Kontakte den Eingang und die beiden Drain-Kontakte den Ausgang des Inverters bilden. Zwischen den Source-Kontakten liegt die Betriebsspannung U_{DD} an, deren Vorzeichen sich durch die p-MOS/n-MOS Anordnung ergibt: der pn-Übergang zwischen den beiden Body- bzw. Bulkgebieten, vom Substrat zur Wanne des zweiten MOSFETs muss stets gesperrt sein (siehe Aufbau in Kap. 4.4.2).

In Abb. 4.10 ist der Schaltplan des CMOS-Inverters aus dem n- und p-Kanal-MOSFET zu sehen. Das Eingangssignal U_{in} bestimmt, ob der n-MOSFET („Treiber“, T_2) oder der p-MOSFET („Last“, T_1) sperrt. Da Anreicherungs-MOSFETs („normally-off“) verwendet werden, fließt in beiden Fällen nur ein vernachlässigbarer Reststrom. Während der eine MOSFET sperrt, ist der jeweils andere leitend, so dass nahezu die volle Betriebsspan-

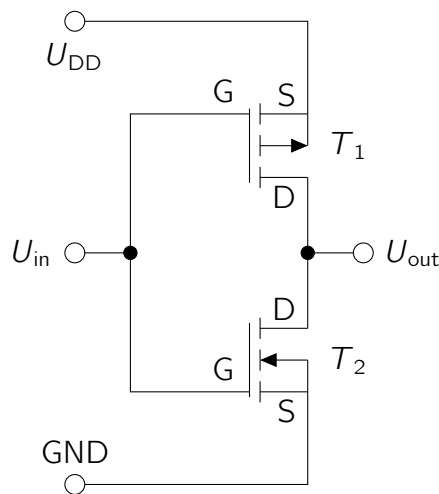


Abbildung 4.10: Schaltung des CMOS-Inverters

nung U_{DD} am gesperrten Bauelement abfällt. Bei einem Eingangssignal $U_{in} = 0\text{ V}$ sperrt der n-MOSFET und der Ausgang ist $U_{out} = U_{DD}$. Bei einem Eingangssignal $U_{in} = U_{DD}$ leitet hingegen der n-MOSFET, dafür sperrt der p-MOSFET und hält die Betriebsspannung U_{DD} . Der Ausgang ist also $U_{out} = 0\text{ V}$. Nur beim Schaltvorgang fließt Strom zur Umladung der Kapazitäten C_{ox} . Der Strom ist umso größer, je höher die Schaltfrequenz f und die Betriebsspannung U_{DD} sind.

Aus dem Zeitverlauf errechnet man für die dynamische Verlustleistung P des CMOS-Inverters (mit gleichartig gebauten komplementären Transistoren und der Kapazität C_{ox}):

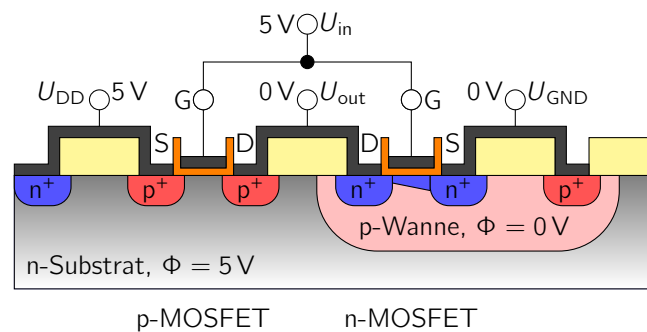
$$P = f C_{ox} U_{DD}^2 \quad (4.7)$$

Hier liegt der große Vorteil der CMOS-Schaltkreise: Sie erzeugen lediglich dynamische Verlustleistung. Zur Leittechnologie wird CMOS durch den modular-gliederbaren Entwurf (engl.: *design*) eines Schaltkreises, der dann in Standardtechnologie gefertigt wird.

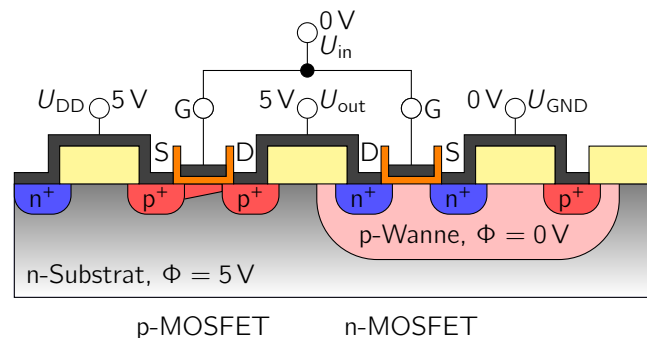
4.4.2 Aufbau

Die Abb. 4.11 zeigt den Querschnitt eines CMOS-Inverters. Da CMOS-Inverter auf einem Siliziumchip aufgetragen werden, muss man beim Aufbau von n- oder p-dotiertem Ausgangsmaterial ausgehen, hier wurde n-Silizium gewählt. Dann muss zunächst eine p-leitende Wanne für den Aufbau des n-MOSFETs erzeugt werden, bevor nacheinander der p-MOSFET (links) und der n-MOSFET (rechts) entstehen. Kritische Größen sind dabei die Kanallänge L und die Dicke d_{ox} des Gate-Oxides, die beide Qualitätsmerkmale der jeweiligen Technologie sind.

Das n-Substrat ist leitend mit der Betriebsspannung U_{DD} verbunden und hat daher in diesem Beispiel ein Potential von $\Phi = 5\text{ V}$, die p-Wanne hingegen ist mit U_{GND} verbunden und hat daher $\Phi = 0\text{ V}$. Im Bild 4.11a liegt ein HI Signal (5 V) am Eingang an, der linke p-MOSFET wird daher nicht beeinflusst und sperrt nach wie vor. Der rechte n-MOSFET hingegen sieht jetzt eine Spannungsdifferenz zwischen Gate und Substrat von 5 V, ein



(a) CMOS-Inverter, Eingang high, Ausgang low



(b) CMOS-Inverter, Eingang low, Ausgang high

Abbildung 4.11: Aufbau eines CMOS-Inverters, in seinen beiden möglichen Zuständen

Kanal bildet sich. U_{out} ist leitend mit U_{GND} verbunden, das Ausgangssignal daher LO (0V). Im Bild 4.11b ist es genau umgekehrt. Das Eingangssignal LO führt zu einer Potentialdifferenz von $-5V$ am linken p-MOSFET und sorgt dort für die Ausbildung eines Kanals. Der Ausgang ist daher leitend mit U_{DD} verbunden, während der rechte MOSFET sperrt. Das Ausgangssignal ist HI.

4.4.3 Übertragungskennlinie

Zur Vorbereitung auf den Versuch stellen Sie folgende Überlegungen an um den Verlauf der Übertragungskennlinie eines CMOS Inverters zu verstehen: Nehmen Sie sich die Abbildung 4.10 zur Hilfe. Stellen Sie sich die verbauten MOSFET als ideale Schalter vor, im On-Zustand ist der Widerstand null und im Off-Zustand unendlich. So können Sie in erster Näherung den Inverter als Spannungsteiler zwischen den beiden Transistoren analysieren. Überlegen Sie sich die resultierenden Ausgangsspannungen U_{out} wenn am

Eingang U_{in} folgende Spannungen anliegen: $U_{in} = 0V, \frac{1}{2}U_{DD}$ und U_{DD} .

4.5 Versuchsaufbau

Der praktische Teil dieses Laborterminals besteht aus zwei Teilen. Im ersten Teil ist es Ziel die Übertragungskennlinie sowie drei Ausgangskennlinien eines selbstsperrenden n-MOSFET zu messen. Im zweiten Teil des Versuchs wird das Verhältnis von Eingangsspannung zu Ausgangsspannung eines CMOS-Inverters gemessen.

Für die Messung verwenden wir einen CD4007UBE IC. Dabei handelt es sich um einen 14-poligen DualInLine (DIL) IC mit zwei komplementären MOSFET Paaren sowie einem CMOS-Inverter.

Hinweis: Als Vorbereitung für den Versuch suchen Sie sich bitte ein geeignetes Datenblatt, aus dem die korrekte Pin-Belegung abgelesen werden kann.

4.5.1 Verwendete Messgeräte

Verwendet wird

- HAMEG HM 8143
- FLUKE 8846A
- Auswertung mit Hilfe des PCs und LabVIEW

Der Messaufbau ist schematisch in Abb. 4.12 dargestellt. Konsultieren Sie das Datenblatt, um die korrekten Anschlüsse des n-MOSFETs zu identifizieren!

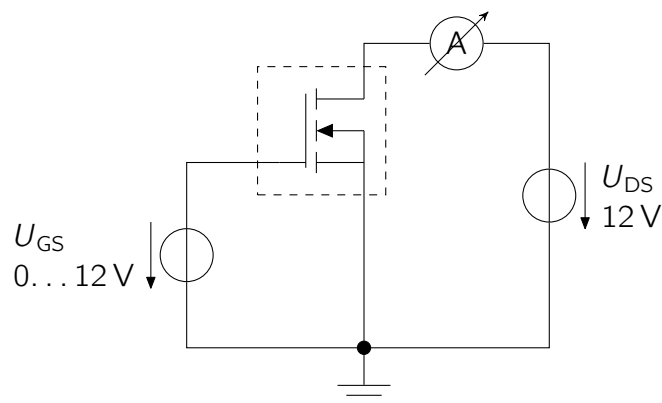


Abbildung 4.12: Schaltplan zur Bestimmung der Kennlinien, hier mit Spannungsbereichen für die Übertragungskennlinie (DUT, engl.: *device under test*)

4.5.2 Messung der Übertragungskennlinie und des Ausgangskennlinienfeldes

Zur Messung der Übertragungskennlinie wird die Drain-Source-Spannung U_{DS} auf konstante 12 V eingestellt und die Gate-Source-Spannung U_{GS} von 0...12 V variiert. Dabei wird der Drainstrom I_D aufgezeichnet und über die Gate-Source-Spannung U_{GS} aufgetragen um die Übertragungskennlinie zu erhalten.

Zur Messung des Ausgangskennlinienfeldes variieren wir die Drain-Source-Spannung U_{DS} von 0...12 V mit drei verschiedenen Gate-Source-Spannungen U_{GS} (4 V, 8 V und 12 V). Anschließend werden die Messwerte des Drain-Stromes I_D über die Drain-Source-Spannung U_{DS} aufgetragen, um das Ausgangskennlinienfeld zu erhalten. Übertragungs- und Ausgangskennlinie sind in ihrem qualitativen Verlauf in Abschnitt 4.2.2 dargestellt.

4.5.3 Verhältnis von U_{in} zu U_{out} am Inverter

Bei der Messung des Übertragungsverhaltens des Inverters (Abhängigkeit U_{out} von U_{in}) legen wir eine Versorgungsspannung U_{DD} von 12 V an den Inverter und variieren das Eingangssignal U_{in} von 0...12 V. Das gemessene Ausgangssignal U_{out} tragen wir über dem angelegten Eingangssignal U_{in} auf. Der Versuchsaufbau ist nun geringfügig anders, bitte beachten Sie wieder das Datenblatt für die korrekten Anschlüsse des CMOS-Inverters.

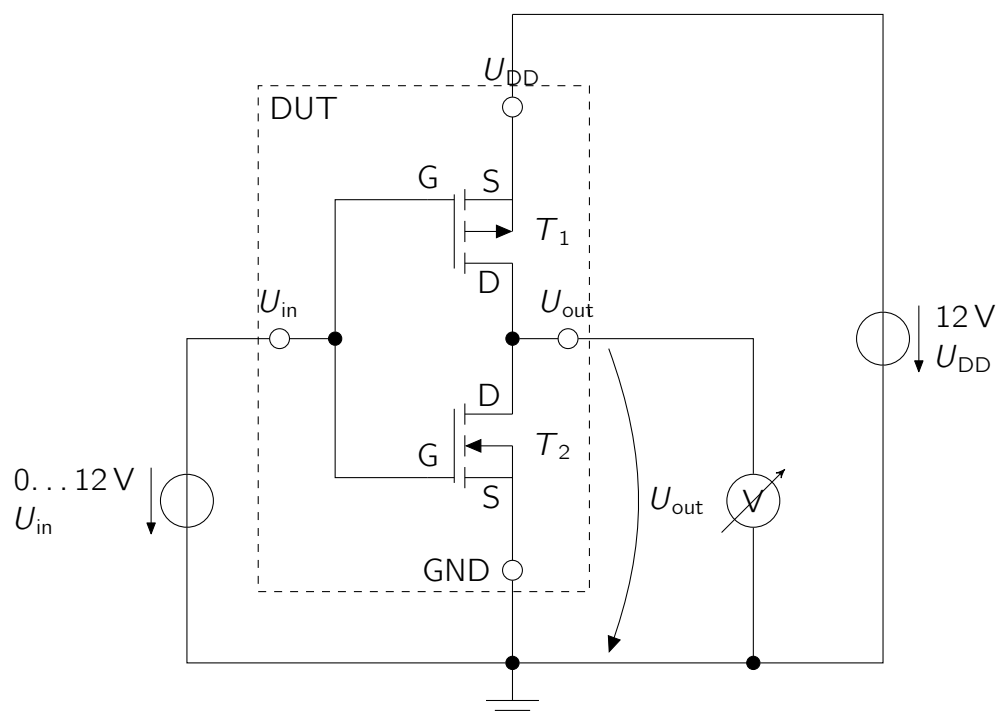


Abbildung 4.13: Messaufbau zur Bestimmung der Spannungsübertragungskurve eines Inverters.

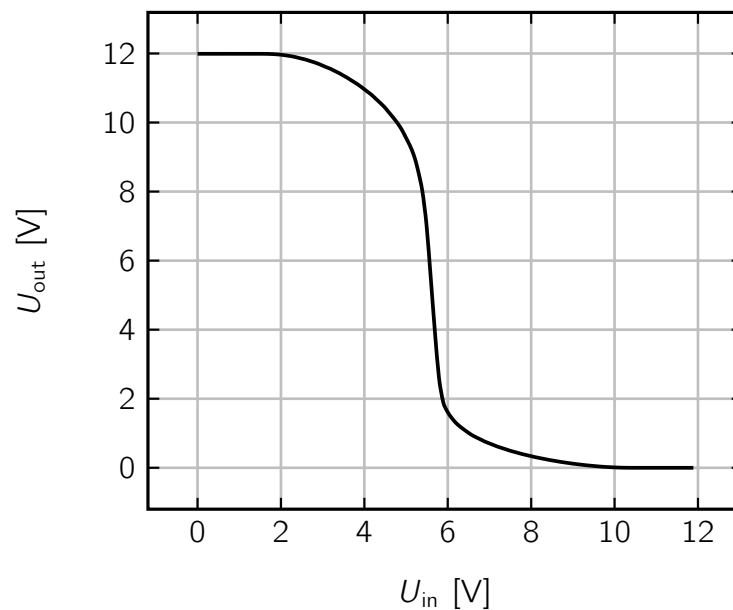


Abbildung 4.14: Übertragungskennlinie eines CMOS-Inverters

Der Messaufbau ist noch einmal in Abb. 4.13 dargestellt, die erwartete Übertragungskennlinie in Abb. 4.14.

4.6 Vorbereitungsaufgaben

1. Beschaffen Sie sich das Datenblatt des im Versuch verwendeten ICs HEF4007UBP!

Hinweis: Die Pinbelegung sollte aus dem Datenblatt klar ersichtlich sein.

2. Welche MOS-Transistortypen gibt es? Zeichnen Sie die Schaltzeichen der einzelnen Typen.

3. Nennen Sie die vier (bzw. fünf) Zustände des Feldeffekts (vgl. Versuch zum MOS-Varaktor). Ab welchem Punkt ist der Kanal gut leitfähig? Welcher Gate-Source-Spannung entspricht das?

4. Wie lautet die Formel der MOSFET-Kennlinie $I_D(U_{GS}, U_{DS})$ für den parabolischen Bereich?

5. Zeichnen Sie die Übertragungskennlinien eines n-Kanal-MOSFET für seine beiden Typen mit Beschriftung.

6. Zeichnen Sie das Ausgangskennlinienfeld eines n-Kanal-MOSFET mit Beschriftung und dem entsprechendem Parameter.

- 7.** Nennen Sie die Konstanten, die für die Beschreibung der MOSFET-Kennlinie nötig sind. Welche davon sind Materialgrößen, welche sind Technologieparameter? Welchen Einfluss haben sie auf die Kennlinie?
- 8.** Zeichnen Sie die Schaltung eines CMOS-Inverters.
- 9.** Wie lautet die Gleichung der Verlustleistung des CMOS-Inverters? Um welche Art von Verlustleistung handelt es sich?

Thema 5

Bipolartransistor in Basisschaltung

5.1 Einleitung

Die Grundsaltungen eines Transistors sind danach benannt, welche Elektrode sowohl im Eingangskreis als auch im Ausgangskreis ist. Im Falle eines Bipolartransistors ergeben sich so als Möglichkeiten die Emitterschaltung, die Kollektorschaltung und die Basischaltung. Die Transistor-Grundsaltungen unterscheiden sich in den elektrischen Eigenschaften und somit sind sie für unterschiedliche Verwendungszwecke zu bevorzugen. Die *Basisschaltung* zeichnet sich durch einen sehr niedrigen Eingangswiderstand und eine hohe obere Grenzfrequenz aus. Das Signal wird dem Emitter zugeführt, wobei die Basis namensgebender Bezugspunkt für Ein- und Ausgangssignal ist. Verwendung findet die Basisschaltung auf Grund ihrer hohen Grenzfrequenz häufig in HF-Verstärkern.

Schwerpunkte in diesem Versuch werden die Bestimmung der h-Parameter der Emitterschaltung und der Basisschaltung sein, sowie die Abhängigkeiten der Kennlinien von der Temperatur bei der Basisschaltung. Dazu sollen im Praxisteil die Kennlinien für verschiedene Temperaturen aufgenommen, mit der Theorie verglichen und selbstständig der Parametersatz für die Basisschaltung bestimmt werden.

5.2 Theorie

5.2.1 Der Unterschied zwischen MOS- und Bipolar-Transistor

Der Unterschied zwischen stromgesteuertem Bipolar- und spannungsgesteuertem MOS-Transistor ist wie folgt zu beschreiben: Beim Bipolartransistor fließt durch den mittleren Bereich zwischen den zwei pn-Übergängen ein Diffusionsstrom der Minoritätsträger, dessen Steuerung über den Trägerrückfluss des anderen Trägertyps aus der Basis in den Emitter erfolgt. Beim MOS-Transistor hingegen fließt ein Feldstrom der Majoritätsträger, der im Leitungstyp und hinsichtlich seiner Stromdichte durch die Influenz der Gate-Elektrode bestimmt wird. Insofern repräsentiert der Bipolartransistor ein bipolares Bauelement, der

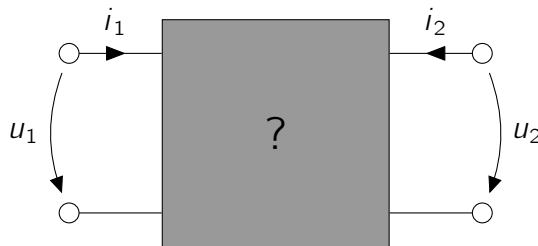


Abbildung 5.1: Allgemeiner Vierpol als Blackbox mit der Definition von Eingangsstrom und -spannung, sowie Ausgangsstrom und -spannung.

MOS-Transistor ein unipolares Bauelement. Der MOSFET braucht quasi keine Ansteuerleistung: Ist er einmal eingeschaltet fließt kein Strom ins Gate. MOSFET's lassen sich sehr gut parallelisieren, der Widerstand R_{on} und damit der Spannungsabfall am Ausgang ist sehr klein. Deshalb haben MOSFET's in fast allen Bereichen der Elektrotechnik die klassischen Bipolartransistoren verdrängt. Lediglich in der Audiotechnik werden Bipolartransistoren noch häufig eingesetzt. Sie überzeugen dort durch hohe Linearität und ein ausführlich untersuchtes Verhalten in bereits bekannten Schaltungen.

Vierpole sind Schaltungen mit einem Eingang und einem Ausgang. Mathematisch betrachtet sind Vierpole 2×2 Matrizen. Man hat nun für jeden Vierpol prinzipiell die Wahl zwischen mehreren Matrizenformen, um bestimmte charakteristische Größen zu berechnen.

- Widerstandsmatrix (Z-Matrix)
- Kettenmatrix (A-Matrix)
- Leitwertmatrix (Y-Matrix)
- Hybridmatrix (H-Matrix)

Betrachtet man bei einer Transistorschaltung lediglich sehr kleine Wechselspannungssignale, so vereinfacht sich das Ersatzschaltbild (ESB) zu einem solchen Vierpol. Für diese eignen sich die Y-Matrix, bzw. die H-Matrix im Allgemeinen zur Beschreibung am besten. Die Anstiege der Tangenten in den Arbeitspunkten, die Kleinsignalparameter, werden aus den Vierpolgleichungen des Transistors berechnet. Wir beschränken uns im Folgenden auf die Betrachtung und Berechnung der H-Matrix, bzw. der h-Parameter.

In Abb. 5.1 sieht man einen allgemeinen Vierpol als Blackbox. Für die Bestimmung der h-Parameter gelten die folgenden Vierpol-Gleichungen:

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \quad (5.1)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \quad (5.2)$$

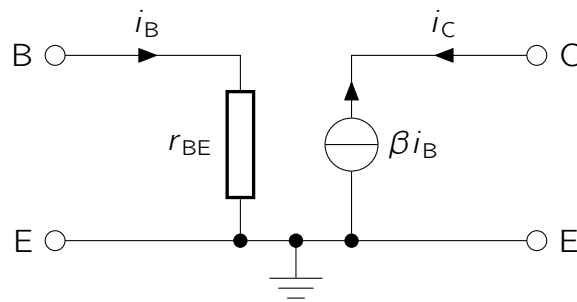


Abbildung 5.2: Emitterschaltung eines npn-Transistors in Vierpoldarstellung.

Aus Gleichung 5.1 und 5.2 folgt für die allgemeine Berechnung der Hybridparameter:

$$h_{11} = \frac{\partial}{\partial i_1} u_1 \quad \text{unter der Bedingung } u_2 = 0 \text{ V} \quad (5.3)$$

$$h_{12} = \frac{\partial}{\partial u_2} u_1 \quad \text{unter der Bedingung } i_1 = 0 \text{ A} \quad (5.4)$$

$$h_{21} = \frac{\partial}{\partial i_1} i_2 \quad \text{unter der Bedingung } u_2 = 0 \text{ V} \quad (5.5)$$

$$h_{22} = \frac{\partial}{\partial u_2} i_2 \quad \text{unter der Bedingung } i_1 = 0 \text{ A} \quad (5.6)$$

Diese Definitionsgleichungen für die Ermittlung der Hybridparameter gelten allgemein.

Ersetzt man die Blackbox durch eine Schaltung – beispielsweise einer Emitterschaltung wie in Abb. 5.2 – so stellen diese Parameter nicht nur abstrakte mathematische Rechengrößen wie in Gl. 5.3 bis 5.6 dar, sondern haben auch eine physikalische Bedeutung (der Index „e“ der h-Parameter deutet an, dass dies der Wert des h-Parameters eines Transistors in Emitterschaltung ist):

$h_{11,e} = r_{BE}$	Kurzschluss-Eingangswiderstand in Emitterschaltung
$h_{12,e} = h_{re}$	Leerlauf-Rückwirkungsleitwert in Emitterschaltung
$h_{21,e} = \beta$	Kurzschluss-Stromverstärkung
$h_{22,e} = \frac{1}{r_{CE}}$	Leerlauf-Ausgangsleitwert

5.2.2 Die Hybridparameter der Basisschaltung (h-Parameter)

Die Hybrid-Parameter eines Transistors in Basisschaltung können wie folgt ermittelt werden. Dabei ist zu beachten, dass die h-Parameter stets vom Arbeitspunkt abhängig sind. Der Index „b“ kennzeichnet an dieser Stelle die Basisschaltung.

Eingangswiderstand:

$$h_{11,b} = \frac{\partial U_{EB}}{\partial I_E} \quad \text{mit } U_{CB} = \text{konst.} \quad (5.7)$$

Spannungsrückwirkung:

$$h_{12,b} = \frac{\partial U_{EB}}{\partial U_{CB}} \quad \text{mit } I_E = \text{konst.} \quad (5.8)$$

$$h_{12,b} = \frac{h_{11,b} h_{22,b}}{h_{21,b}} \quad (5.9)$$

Stromverstärkung:

$$h_{21,b} = \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \quad \text{mit } U_{CB} = \text{konst.} \quad (5.10)$$

Ausgangsleitwert:

$$h_{22,b} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{CB}} \quad \text{mit } I_E = \text{konst.} \quad (5.11)$$

Der Parameter $h_{11,b}$ ist gleich dem Kehrwert der Steigung der Eingangskennlinie im gewählten Arbeitspunkt. Er entspricht also dem Kotangens des Winkels der Tangente an der Kurve im Arbeitspunkt und hat somit die Dimension eines Widerstandes. Der Parameter $h_{21,b}$ hingegen ist einheitenlos. Er ist definiert als die Steigung der Tangente der Übertragungskennlinie im Arbeitspunkt. Den Ausgangsleitwert $h_{22,b}$ erhält man auf gleiche Weise im Ausgangskennlinienfeld. Aus diesen drei h-Parametern lässt sich die Spannungsrückwirkung $h_{12,b}$ berechnen.

5.2.3 Bestimmung der h-Parameter aus gemessenen Kennlinien

Die Parameter können beim Vorhandensein der Kennlinien der Basisschaltung im Bereich um den Arbeitspunkt durch Ablesen der Strom- und Spannungswerte ermittelt werden. Sofern es sich um kleine Änderungen ΔU und ΔI (Kleinsignale) um den Arbeitspunkt herum handelt, können die Parameter näherungsweise bestimmt werden. Dazu wird in den Definitionen (siehe oben) anstelle der Ableitung der Quotient aus den entsprechenden Differenzen gebildet (∂ durch Δ ersetzt).

$$h_{11,b} = \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_E} \quad \text{mit } U_{CB} = \text{konst.}$$

$$h_{12,b} = \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta U_{CB}} \quad \text{mit } I_E = \text{konst.}$$

$$h_{21,b} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \quad \text{mit } U_{CB} = \text{konst.}$$

$$h_{22,b} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CB}} \quad \text{mit } I_E = \text{konst.}$$

Abb. 5.3 verdeutlicht dies am Beispiel einer Eingangskennlinie.

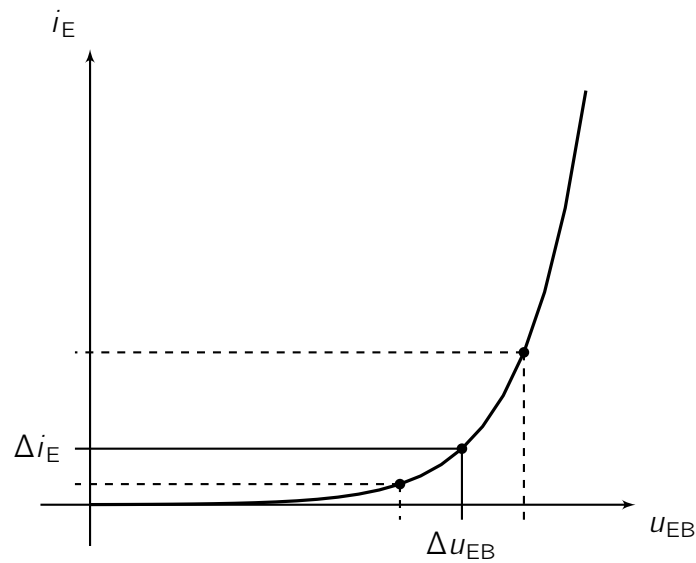


Abbildung 5.3: Bestimmung der h-Parameter aus Messwerten der Kennlinien

Sind sämtliche Hybrid-Parameter der Basisschaltung im gewünschten Arbeitspunkt bekannt, so kann man mit diesen alle benötigten Werte berechnen, die bei der Verstärkung kleiner Signale von Interesse sind. Die Gleichung 5.12 zeigt die Verwendung der Parameter noch einmal in der Matrixschreibweise.

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

Mit anderen Worten ausgedrückt, ist die Matrixschreibweise nur eine andere Darstellungsform der linearen Abhängigkeit der vier Strom- und Spannungsgrößen. In den Gleichungen 5.13 und 5.14 ist der Zusammenhang nochmals als Gleichungssystem notiert.

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \quad (5.13)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \quad (5.14)$$

Gleichung 5.13 entspricht einer Maschengleichung und Gleichung 5.14 einer Knotengleichung. Die Größen u_1 und i_1 stehen für die Effektivwerte der Eingangsspannung bzw. des Eingangsstromes (u_{EB} , i_E). u_2 und i_2 stehen für die Effektivwerte der Ausgangsspannung bzw. des Ausgangsstromes (u_{CB} , i_C). Bei allen vier Größen handelt es sich um Kleinsignalgrößen.

Zeichnet man das zugehörige Schaltbild zu den Gleichungen 5.13 und 5.14, erhält man das Kleinsignalersatzschaltbild eines Transistors in Basisschaltung mit $h_{11,b}$ (Eingangswiderstand in Basisschaltung, klein), $h_{12,b}$ (Spannungsrückwirkung in Basisschaltung), $h_{21,b}$ (Stromverstärkung in Basisschaltung, kleiner 1) und $h_{22,b}$ (Ausgangsleitwert, klein). Für die genaue Herleitung der h-Parameter der Basisschaltung aus den h-Parametern der Emitterschaltung siehe Kap. 5.2.4.1.

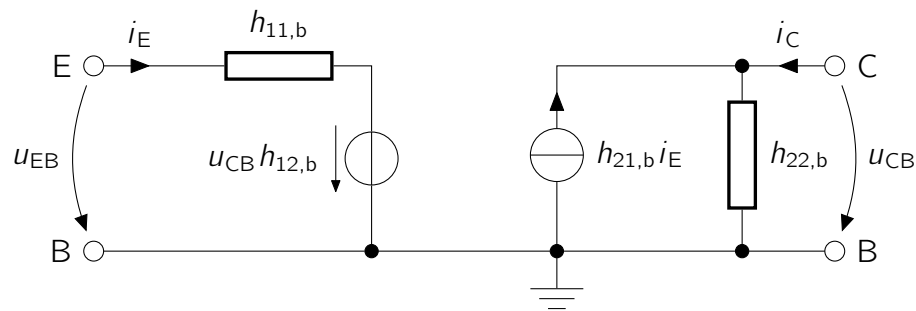


Abbildung 5.4: Kleinsignal-ESB des Transistors in Basisschaltung

5.2.4 Bestimmung der h-Parameter aus Datenblättern

Hierzu stehen mehrere Möglichkeiten zur Verfügung. Zum einen können die Parameter den Kennlinien entsprechend ihrer Definitionen (Steigungen) entnommen werden, zum anderen können sie aus dem Datenblatt des Transistors bestimmt werden.

Hinweis: In Datenblättern sind meist nur Angaben über die Parameter der Emitterschaltung zu finden. Hat man diese jedoch für dieselben Arbeitspunktwerte bestimmt, so können sie in die h-Parameter der Basisschaltung umgerechnet werden! (Vergleiche hierzu 5.2.4.1)

Abb. 5.5 zeigt beispielhaft anhand einer Emitterschaltung die Abhängigkeit der Parameter vom Arbeitspunkt.

Die linke Grafik in Abb. 5.5 zeigt die Abhängigkeit des h_e -Parameters für die Emitterschaltung vom Kollektorstrom I_c bei konstant gehaltener Kollektor-Emitter-Spannung $U_{ce} = 5\text{ V}$. Die Parameter sind hier normiert aufgetragen, d.h. sie sind bezogen auf den Nennwert h_N der Parameter bei dem Nennstrom $I_c = 2\text{ mA}$ und der Nennspannung $U_{ce} = 5\text{ V}$. Wegen der einfacheren Schreibweise, werden bei den Parametern die Indizes 11, 12, 21 sowie 22 nicht mitgeschrieben. So sind die stromabhängigen (Index I), normierten (Index r) h_e -Parameter definiert durch $h_{elr} = \frac{h_{eI}}{h_{eN}}$, d.h. bei $h_{eI} = h_{eN}$ sind die normierten Parameter $h_{elr} = 1$. Alle Kurven der Abb. 5.5 laufen daher bei Nennstrom $I_c = 2\text{ mA}$ durch den Wert $h_{elr} = 1$. Die rechte Grafik in Abb. 5.5 gibt die Spannungsabhängigkeit der h_e -Parameter bei konstant gehaltenem Nennstrom $I_c = 2\text{ mA}$ wieder. Auch hier ist eine normierte Auftragung $h_{eUr} = \frac{h_{eU}}{h_{eN}}$ für die spannungsabhängigen (Index U) Parameter h_{eU} gewählt. Alle Kurven laufen deshalb bei der Nennspannung $U_{ce} = 5\text{ V}$ durch den Wert $h_{eUr} = 1$.

Für die Ermittlung der Parameter sind die von Herstellern angegebenen Werte h_{eN} bei bestimmten Nennwerten, also z.B. $I_c = 2\text{ mA}$ und $U_{ce} = 5\text{ V}$ gegeben, und ferner die Strom- und Spannungsabhängigkeit (Parameterkurven) der auf diese Nennwerte normierten Parameter h_{elr} und h_{eUr} .

Für den gewünschten Arbeitspunkt (I , U) finden wir die h_e -Parameter h_{eIU} in zwei Schritten. Zunächst ermitteln wir bei $U_{ce} = \text{konst.}$ aus der linken Abbildung und den gegebenen Nennwerten h_{eN} die Parameter beim gewünschten Strom.

$$h_{eI} = h_{elr} h_{eN} \quad (5.15)$$

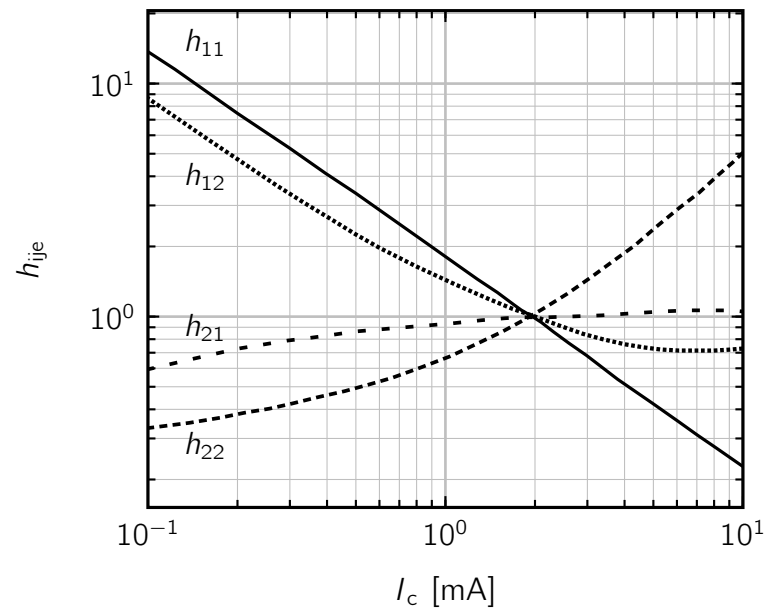
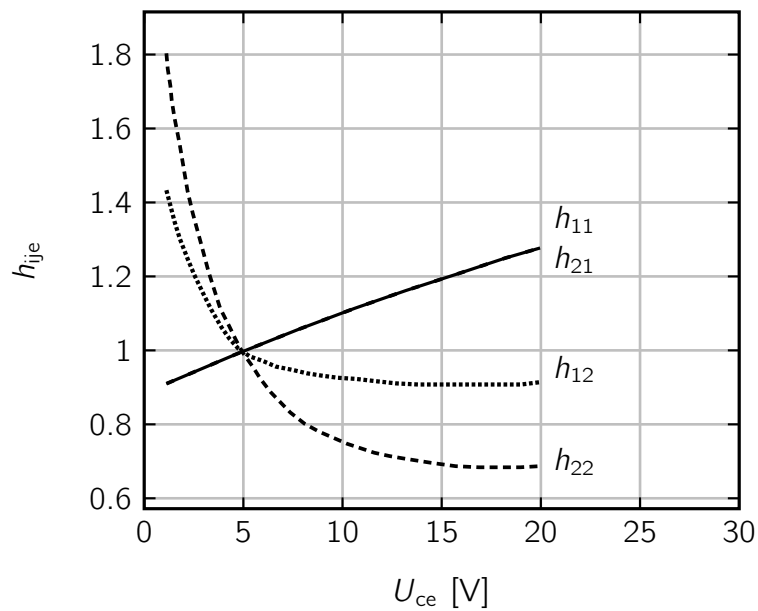
h-Parameter in Abhängigkeit des Kollektorstroms I_c h-Parameter in Abhängigkeit des Kollektor-Emitter-Spannung U_{ce} 

Abbildung 5.5: Arbeitspunktabhängigkeit der h-Parameter in Emitterschaltung (links: stromabhängig, rechts: spannungsabhängig)

Und danach bei $I_c = \text{konst.}$ aus der rechten Grafik aus Abb. 5.5 die Parameter bei der Spannung des neuen Arbeitspunktes:

$$h_{eIU} = h_{eUr} h_{el} \quad (5.16)$$

Zusammen mit Gleichung 5.15 und 5.16 erhalten wir somit aus den normierten Parametern h_{elr} und h_{eUr} und den Nennwerten h_{eN} beim gewünschten Arbeitspunkt die Parameter:

$$h_{eIU} = h_{eUr} h_{elr} h_{eN} \quad (5.17)$$

h_{eIU} muss jedoch für jeden der vier Parameter berechnet werden:

$$h_{11,e} = h_{11eIU} = h_{11eUr} h_{11elr} h_{11eN}$$

$$h_{12,e} = h_{12eIU} = h_{12eUr} h_{12elr} h_{12eN}$$

$$h_{21,e} = h_{21eIU} = h_{21eUr} h_{21elr} h_{21eN}$$

$$h_{22,e} = h_{22eIU} = h_{22eUr} h_{22elr} h_{22eN}$$

5.2.4.1 Umrechnung der h-Parameter

Haben wir sämtliche h-Parameter der *Emitterschaltung* im Arbeitspunkt ermittelt, müssen diese noch in die h-Parameter der *Basisschaltung* für denselben Arbeitspunkt umgerechnet werden. Im Folgenden werden die entsprechenden Gleichungen ohne Herleitung angegeben. Hierbei wurde bereits eine Vereinfachung durch Vernachlässigung der Spannungsrückwirkung der Emitterschaltung vorgenommen.

$$h_{11,b} = \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

$$h_{12,b} = \frac{r_{be}}{r_{ce}(1 + \beta)}$$

$$h_{21,b} = -\frac{\beta}{1 + \beta}$$

$$h_{22,b} = \frac{1}{r_{ce}(1 + \beta)}$$

Wobei $r_{be} = h_{11,e}$, $\beta = h_{21,e}$ und $\frac{1}{r_{ce}} = h_{22,e}$ der Emitterschaltung entsprechen.

5.2.5 Allgemeine Funktionsweise der Basisschaltung

Die Basisschaltung besteht aus einem Transistor, dem Kollektorwiderstand R_C , dem Basis-Vorwiderstand R_V und der Betriebsspannung U_B (siehe Abb. 5.6). Der Kollektor ist der Ausgang. Der Emitter ist der Eingang. Die Basis ist der gemeinsame Bezugspunkt. Deshalb wird die Schaltung Basisschaltung genannt.

Die Basisschaltung in Abb. 5.7 ist etwas anders gezeichnet, als die Darstellung in Abb. 5.6. Diese Art der Darstellung zeigt die Ähnlichkeit zur Emitterschaltung. Die Basisschaltung entspricht grundsätzlich der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung und

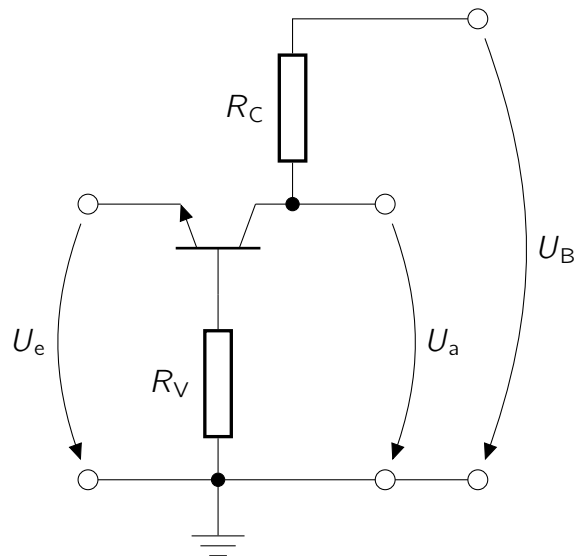


Abbildung 5.6: Transistor in Basisschaltung

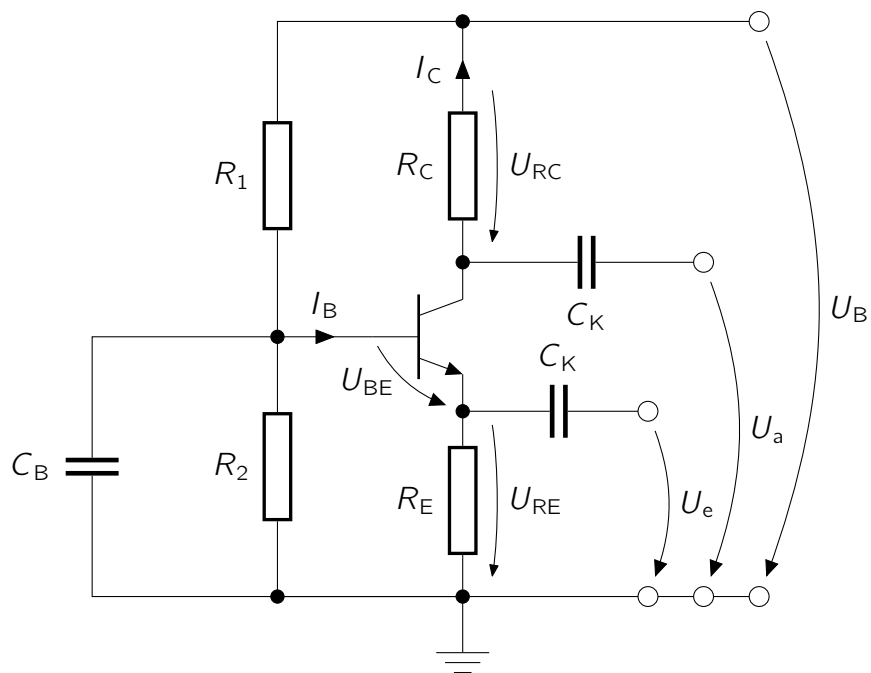


Abbildung 5.7: Transistor mit Strom- und Spannungsverteilung in Basisschaltung

der Arbeitspunkteinstellung. Eine Phasenverschiebung zwischen Eingangsspannung U_e und Ausgangsspannung U_a tritt nicht auf. Über den Kondensator C_B liegt der Basisanschluss des Transistors auf 0 V. Die Koppelkondensatoren C_K trennen das Signal von der Gleichspannung. Der Spannungsteiler, der durch R_1 und R_2 gebildet wird, dient zur Begrenzung des Basisstroms I_B bei Übersteuerung. Im Normalbetrieb haben die Widerstände keinen Einfluss.

5.2.5.1 Der Koppelkondensator C_K

Wird Wechselspannung verstärkt, so muss die Schaltung über die Koppelkondensatoren C_K mit der Signalquelle und der Last verbunden werden. Über die Koppelkondensatoren fließt kein Gleichstrom. Damit hat die Signalquelle bzw. Last keinen Einfluss auf den Arbeitspunkt. Die Spannungen des Arbeitspunktes lassen sich so unabhängig von den Gleichspannungen der Signalquelle und Last wählen. Die Koppelkondensatoren bilden mit dem Ausgangswiderstand der Signalquelle bzw. mit dem Eingangswiderstand der Last einen Hochpass. Die Koppelkondensatoren müssen so dimensioniert werden, dass die kleinste Frequenz des zu übertragenden Signals noch durch den Hochpass hindurch kommt. Gleichspannungen ($f = 0$ Hz) gelangen nicht hindurch.

5.2.5.2 Der Eingangswiderstand r_e

Der Eingangswiderstand r_e der Basisschaltung ist sehr klein und beträgt in etwa:

$$r_e \approx \frac{r_{BE}}{\beta}$$

5.2.5.3 Der Ausgangswiderstand r_a

Der Ausgangswiderstand r_a der Basisschaltung ist hoch. Bei niedrigen Frequenzen entspricht er etwa dem Kollektorwiderstand R_C .

$$r_a \approx R_C$$

5.2.5.4 Die Spannungsverstärkung v_U

Die Basisschaltung hat eine hohe Spannungsverstärkung v_U . Die Gleichstromverstärkung α (bzw. α_{Basis}) ist ungefähr ≤ 1 .

5.2.5.5 Zusammenfassung: Eigenschaften einer Basisschaltung

- sehr kleiner Eingangswiderstand r_e (z.B. 20Ω)
- mittlerer bis großer Ausgangswiderstand r_a (hier: ca. $2,2 \text{ k}\Omega$)
- Stromverstärkung ≤ 1
- große Spannungsverstärkung v_U (z.B. $100 \dots 1000$)

- Phasenverschiebung 0°
- hohe obere Grenzfrequenz

5.2.5.6 Eigenschaften der Emitter- und Kollektorschaltung

Hier sollen auch noch einmal die wichtigsten Eigenschaften von Emitter- und Kollektorschaltung dargestellt werden:

Emitterschaltung

- kleiner Eingangswiderstand
- großer Ausgangswiderstand
- mittlere Spannungsverstärkung

Kollektorschaltung

- großer Eingangswiderstand
- kleiner Ausgangswiderstand
- Spannungsverstärkung 1

5.2.6 Temperaturabhängigkeiten

Halbleiterbauelemente wie z.B. Transistoren ändern ihren Innenwiderstand bei Temperaturänderung. Somit nimmt die Temperaturänderung Einfluss auf das Strom- und Spannungsverhalten von Halbleitern. Die Ladungsträgerdichte in einem Halbleitermaterial wird durch die Temperatur beeinflusst. Bei einer höheren Temperatur werden mehr Ladungsträger generiert. Die Eigenleitung des Halbleiters steigt.

5.2.6.1 Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung

Die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung entspricht der einer Diode.

$$U_{BE}(T = T_1) = U_{BE}(T = T_0) \left(1 - 2 \cdot 10^{-3} \frac{1}{K} (T_1 - T_0) \right) \quad (5.18)$$

Wird der Basisstrom konstant gehalten, verringert sich die Basis-Emitter-Spannung um ca. 2 mV/K. Für die Änderung der Basis-Emitter-Spannung gilt der Zusammenhang in Gleichung 5.19 mit $U_T = \frac{kT}{e}$.

$$\frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = -C U_T \quad (5.19)$$

C ist die Temperaturkonstante. Sie beträgt für Silizium $C = 0,07/K$ und für Germanium gilt $C = 0,05/K$

5.2.6.2 Temperaturabhängigkeit der Restströme

Für die Temperaturabhängigkeit der Restströme gilt:

$$\begin{aligned} I_E &= I_B + I_C \\ I_C &= A I_E + I_{CB0} \\ I_C &= B I_B + (1 + B) I_{CB0} = B I_B + I_{CE0} \\ I_{CE0} &= (1 + B) I_{CB0} \end{aligned}$$

$A I_E$ ist der Anteil des Emitterstromes, der den Kollektor erreicht. B ist hier die Gleichstromverstärkung der Emitterschaltung. Der Strom I_{CB0} ist der Sperrstrom der in Sperrrichtung gepolten Kollektor-Basisdiode. Er wird auch als Reststrom bezeichnet und kann auch als derjenige Strom aufgefasst werden, der bei offenem Emitter ($I_E = 0$ A) fließt. I_{CB0} ist ein durch Eigenleitung verursachter, stark temperaturabhängiger Minoritätsträgerstrom.

$$I_{CB0} = I_{CB00} \exp((C(T - T_0)))$$

Wobei I_{CB00} der bei der Temperatur T_0 fließende Sperrstrom ist (z.B. kann $T_0 = 300$ K sein). In gleicher Weise können wir den Kollektor-Emitter-Reststrom I_{CE0} schreiben. I_{CE0} ist derjenige Kollektorstrom I_C , der bei offener Basis ($I_B = 0$ A) fließt.

$$I_{CE0} = I_{CE00} \exp((C(T - T_0))) \quad (5.20)$$

Der Reststrom I_{CB0} fließt bei offenem Emitter über die Basis, bei offener Basis dagegen durch die Basis-Emitter-Diode ab. In der Basis-Emitter-Diode wird der Strom I_{CB0} genauso behandelt wie ein über den Basisanschluss eingespeister Strom I_B , d.h. er wird um den Faktor B verstärkt. Deshalb setzt sich der resultierende Kollektorstrom bei $I_B = 0$ A aus dem Anteil I_{CB0} und dem durch die Verstärkung entstandenen Anteil $B I_{CB0}$ zusammen und ist mit $(1 + B) I_{CB0} = I_{CE0}$ also wesentlich größer als der Reststrom I_{CB0} .

5.2.6.3 Transistorkennwerte

Die Transistorkennwerte sind grundsätzlich in Grenzwerte und Kenndaten unterteilt. Grenzwerte dürfen auf keinen Fall überschritten werden, da eine Zerstörung des Transistors unvermeidlich ist. Eigenschaften eines Transistors werden als Kenndaten angegeben, die das Verhalten in bestimmten Arbeitspunkten kennzeichnen.

5.2.6.4 Grenzwerte für Sperrschichttemperatur

Durch die Verlustleistung bei Dauerbetrieb entsteht in der Sperrschicht Wärme, durch die sich die Sperrschichttemperatur erhöht. Diese Sperrschichttemperatur T_J , darf bestimmte Werte nicht überschreiten, da sich sonst die Halbleitereigenschaften des Transistors stark verändern würden, was die Zerstörung zur Folge hat. Diese Temperatur hängt vom Halbleitermaterial ab.

Hinweis: T_J : 90 °C Germaniumtransistoren, T_J : 150...200 °C Siliziumtransistoren

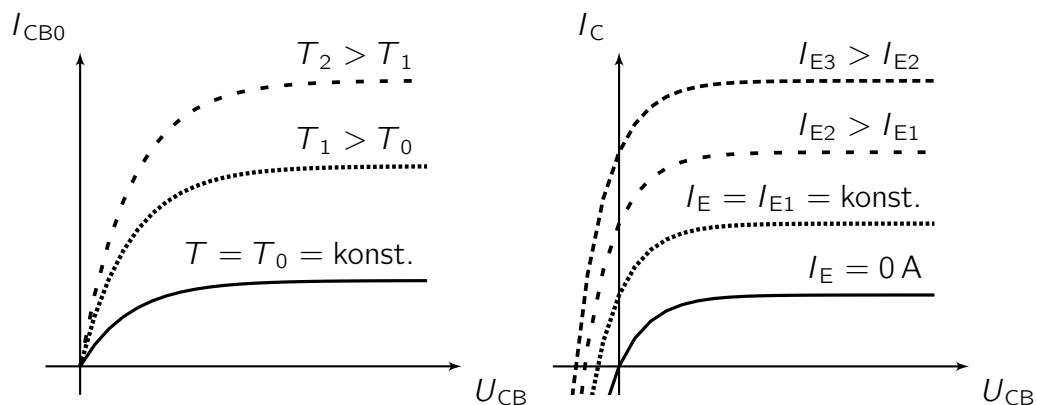


Abbildung 5.8: linke Abb.: Abhängigkeit des Sperrsättigungsstromes I_{CB0} über U_{CB} von der Temperatur (Parameter T); rechte Abb.: Abhängigkeit des Kollektorstromes vom Emitterstrom (Ausgangskennlinie Basisschaltung), wobei die gestrichelte Linie bei $I_E = 0 \text{ A}$ dem Sperrsättigungsstrom I_{CB0} entspricht

5.2.6.5 Grenzwerte für Umgebungstemperatur

Einige Hersteller geben statt der maximalen Sperrschichttemperatur die höchstzulässige Umgebungstemperatur T_U als Grenzwert an. T_U ist stets kleiner als T_J . Zu diesen beiden Angaben ist in den Datenblättern meistens ein Diagramm zu finden in dem die Temperaturabhängigkeit der höchstzulässigen Gesamtverlustleistung aufgezeigt wird. Aus diesem Diagramm kann die Verlustleistung bei bestimmten Umgebungstemperaturen entnommen werden. Als Parameter ist der Wärmewiderstand R_{Th} des Halbleiters aufgetragen. Denn wird durch einen Kühlkörper oder durch die Montage des Transistors an einem Gehäuse die Wärme besser abgeführt, so ist die Gesamtverlustleistung auch bei höheren Umgebungstemperaturen zulässig.

5.2.6.6 Zulässiger Arbeitsbereich

In Transistorschaltungen dürfen bestimmte Grenzwerte nicht überschritten werden. Der zulässige Arbeitsbereich einer Transistorschaltung wird somit durch den Kollektorstrom I_C , durch die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} und durch die Verlustleistung P_{tot} begrenzt. Wird der Transistor außerhalb des erlaubten Arbeitsbereiches betrieben wird der Transistor zerstört.

5.2.6.7 Grenzwerte des bipolaren Transistors

Die drei Sperrspannungsgrenzwerte, deren Überschreiten zum Durchbruch in der jeweiligen Sperrschicht führen kann, sind:

Maximale Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{cbo} bei Emitterstrom $I_e = 0 \text{ A}$ (Emitter offen), siehe Abb. 5.9a.

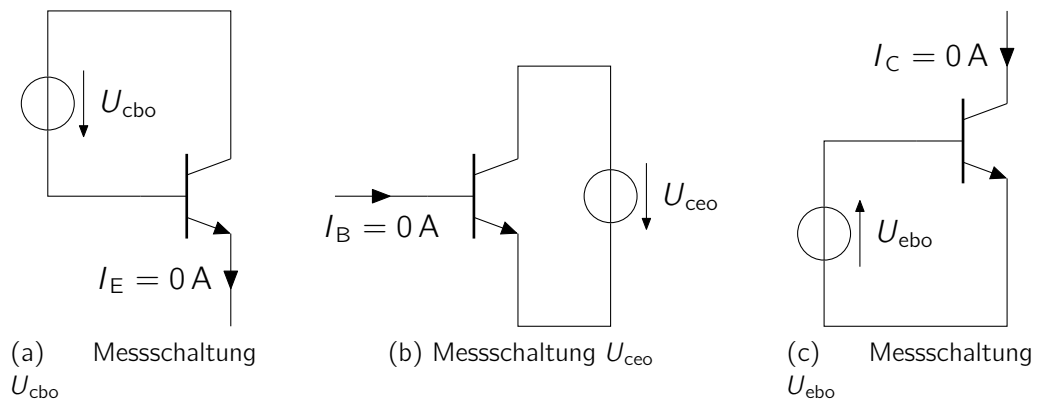


Abbildung 5.9: Messschaltungen für die Grenzwerte des Transistors

Maximale Kollektor-Emitter-Sperrspannung U_{ceo} bei Basisstrom $I_B = 0\text{ A}$ (Basis offen), siehe Abb. 5.9b.

Maximale Basis-Emitter-Sperrspannung U_{ebo} bei Kollektorstrom $I_C = 0\text{ A}$ (Kollektor offen), siehe Abb. 5.9c.

In Durchlassrichtung wird der maximale Kollektorstrom angegeben, dessen Überschreitung zu physikalischen Veränderungen der Halbleiterstruktur durch zu hohe Stromdichte führen kann: *Maximaler Kollektorstrom* I_{cmax} (Schaltung beliebig).

$$P = U_{ce} I_{ce} \quad (5.21)$$

Der Leistungsumsatz im Basisstromkreis ist dagegen vernachlässigbar. Einen wesentlichen Einfluss auf die Sperrschichttemperatur übt bei gegebener Verlustleistung die Wärmeabfuhr aus. Deshalb werden Grenzwerte für die maximale Verlustleistung P_{tot} für verschiedene Randbedingungen gegeben. Zum Beispiel $P_{tot,U}$ bei $T_U = 25^\circ\text{C}$ ist die maximale Verlustleistung, wenn der Transistor ohne besondere Wärmeableitung bei einer Umgebungstemperatur von $T_U = 25^\circ\text{C}$ betrieben wird. Oder aber $P_{tot,G}$ bei $T_G = 25^\circ\text{C}$ ist die maximale Verlustleistung, wenn durch geeignete Wärmeableitung dafür gesorgt ist, dass die Temperatur des Transistorgehäuses den Wert $T_G = 25^\circ\text{C}$ nicht überschreitet.

5.3 Versuch

Hinweis: Es ist sinnvoll, wenn Sie sich zur Vorbereitung das entsprechende Datenblatt zum Bipolartransistor BD237 aus dem Internet herunterladen und ausgedruckt zum Termin mitbringen!

Es stehen zur Verfügung:

- HAMEG HM 8143 (Spannungsversorgung)
- Fluke (Multimeter)
- PC mit der Software LabVIEW 8.5
- Bipolartransistor BD237

5.3.1 Versuchsdurchführung und Aufgaben

1.1. Nehmen Sie die folgenden Kennlinien der Basisschaltung für jeweils drei verschiedene Temperaturen auf ($T_1 = 30^\circ\text{C}$, $T_2 = 60^\circ\text{C}$ und $T_3 = 90^\circ\text{C}$): Eingangskennlinie, Übertragungskennlinie und Ausgangskennlinie. Speichern Sie hierzu die Messwerte in Tabellen und als Diagramm.

1.2. Vergleichen Sie die aufgenommenen Kennlinien mit der Theorie.

1.3. Ermitteln Sie die Hybridparameter der Basisschaltung aus den entsprechenden Tabellenwerten bei $T_1 = 30^\circ\text{C}$.

5.4 Vorbereitungsaufgaben

1. Wie kommt es in einem Bipolartransistor zu einem Laststromfluss vom Emitter in den Kollektor?
2. Welche Verluste entstehen in einer Basisschaltung? Zeichnen Sie dazu die Strombilanz und geben Sie die entsprechenden Wirkungsgrade an.
3. Wie groß ist die Gleichstromverstärkung eines Bipolartransistors in Basisschaltung? Begründen Sie Ihre Antwort.
4. Was ist der grundlegende Unterschied zwischen einem Bipolartransistor und einem MOSFET?
5. Wovon leitet sich die Namensgebung der Basisschaltung ab?
6. Zeichnen Sie qualitativ die Eingangs- und die Übertragungskennlinie sowie das Ausgangskennlinienfeld eines (npn-)Bipolartransistors in Basisschaltung.
7. Nennen Sie die Hybridparameter der Basisschaltung.
8. Erklären Sie den Zusammenhang zwischen den Hybridparametern und den Kennlinien.
9. Welcher H-Parameter wird i.d.R. nicht aus einer Kennlinie, sondern aus den restlichen drei Parametern bestimmt? Wie lautet die zugehörige Berechnungsformel?

I [A]	0,4010	0,4246	0,4497	0,4762	0,5042
U [V]	0,7355	0,7375	0,7395	0,7415	0,7435
I [A]	0,5339	0,5654	0,5987	0,6340	
U [V]	0,7455	0,7475	0,7495	0,7515	

Tabelle 5.1: Tabellenausschnitt der Strom- und Spannungswerte des Transistors in Basisschaltung (in zweiter Zeile fortgesetzt).

10. Gegeben ist der Tabellenausschnitt in Tab. 5.1 mit Strom- und Spannungswerten der Eingangskennlinie einer Basisschaltung. Der Arbeitspunkt soll auf 0,5 A bei einer Spannung von 0,743 V eingestellt werden. Ermitteln Sie den h-Parameter $h_{11,b}$ (Eingangswiderstand) aus den Werten der Kennlinie für den gewählten Arbeitspunkt.

Hinweis: $h_{11,b} \approx \frac{\Delta U}{\Delta I}$

Thema 6

Der beleuchtete pn-Übergang

6.1 Einleitung

Die photovoltaische Energiegewinnung mittels Solarzellen ist in der Energietechnik von großer Bedeutung. Denn die Strahlungsenergie der Sonne ist nicht nur eine nachhaltige, sondern auch eine unerschöpfliche Energiequelle für die Menschheit. Heute gibt es, zur effizienten, sicheren und umweltschonenden Energiegewinnung, bereits verschiedene technologische Realisierungen von Solarzellen. Die Solarzelle ist ein Generator, der die Strahlungsleistung der Sonne in elektrische Leistung umwandelt. Physikalische Grundlage für alle photovoltaischen Technologien ist der pn-Übergang. (Dieser wurde bereits im zweiten Versuch anhand der Halbleiterdiode ausführlich diskutiert.) Deswegen wird die Solarzelle aus Sicht der Halbleiterphysik auch als eine Ausführung der Halbleiterdiode zur optoelektronischen Nutzung verstanden. Die dazugehörige Kennlinie ist in Abb. 6.1 dargestellt. Die Solarzelle arbeitet z.B. im vierten Quadranten der I-U-Kennlinie, denn sie wandelt die Strahlung des Sonnenlichtes in elektrische Leistung um.

Andere optoelektronische Halbleiterdioden, wie die Lumineszenz-Diode und Halbleiterlaser, welche als Strahlungsemitter benutzt werden (also aktive Bauelemente sind), oder Fotodioden, welche strahlungsabsorbierende (also passive) Bauelemente sind, werden in der Nachrichtentechnik zur Signalwandlung eingesetzt. Alle Bauelemente haben gemein, dass ihnen der pn-Übergang zugrunde liegt. Je nach dem für welche Anwendung eine Halbleiterdiode eingesetzt werden soll, müssen Material und Aufbau für den jeweiligen Zweck optimiert werden. So hat die kristalline Solarzelle eine dünne Emitterschicht und eine dicke Basis. Die Qualität einer Solarzelle wird durch ihren Wirkungsgrad quantifiziert. Dieser gibt an, wie gut sie Strahlungsleistung in elektrische Leistung umwandelt. Zur Optimierung werden noch weitere charakterisierende Kenngrößen wie Kurzschlussstrom, Leerlaufspannung, maximale elektrische Leistung, optimaler Lastwiderstand und Füllfaktor analysiert. Im Ersatzschaltbild ist einer Solarzelle mindestens ein Serien- und eine Parallelwiderstand zugeordnet. Die Größe der parasitären Widerstände determiniert die Qualität der Solarzelle. Beide Widerstände sowie die anderen genannten Kenngrößen gehen aus der Solarzellenkennlinie hervor. Ziel des Versuchs ist es die Strom-Spannung-Kennlinie für eine Probe aufzuzeichnen und die entsprechenden Kennwerte zu bestimmen.

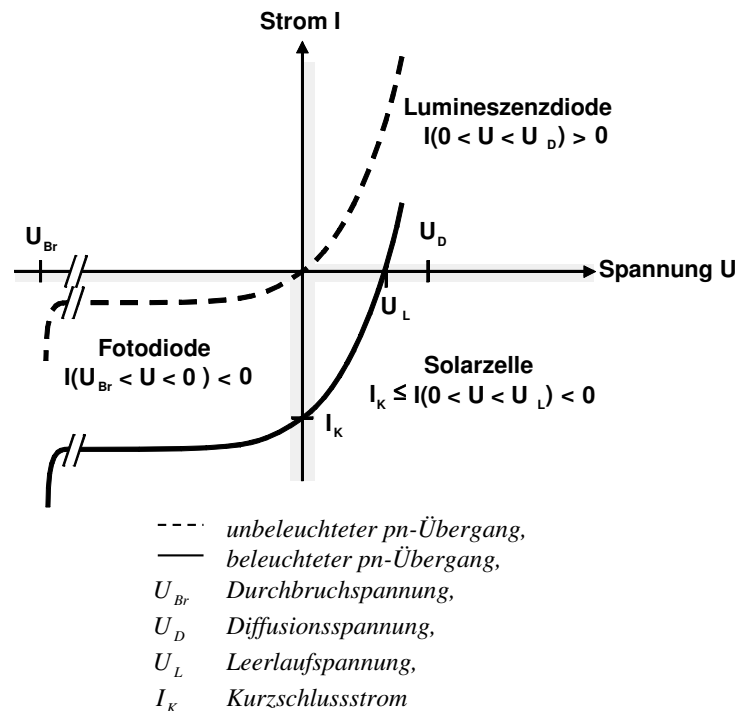


Abbildung 6.1: Übersicht über den Betrieb von optoelektronisch genutzten Halbleiterdioden; gestrichelte Linie: unbeleuchteter pn-Übergang, durchgezogene Linie: beleuchteter pn-Übergang

6.2 Theorie

6.2.1 Der pn-Übergang

Der pn-Übergang wurde bereits in Versuch 2 ausführlich erklärt und ist hier nur wiederholend beschrieben. An der Übergangsstelle, von einem p-dotierten Halbleiterbereich zu einem n-dotierten Halbleiterbereich, bildet sich, wie in Abb. 6.2 skizziert, eine Raumladungszone (RLZ) aus. Die Raumladungszone entsteht durch die Abdiffusion von Löchern aus dem p-Gebiet bzw. Elektronen aus dem n-Gebiet in das Nachbargebiet mit dortiger Rekombination. Durch die Abdiffusion verbleiben im p-Gebiet negativ ionisierte Akzeptor-Dotieratome, im n-Gebiet positiv ionisierte Donator-Dotieratome. Die ionisierten Dotieratome spannen ein elektrisches Feld auf, das der Diffusion der Ladungsträger entgegen gerichtet ist. Im stationären Gleichgewicht kompensieren sich der Feld- und der Diffusionsstrom der Löcher bzw. der Elektronen. Der pn-Übergang hat gleichrichtende Eigenschaften, so lässt er (vereinfacht dargestellt) im unbeleuchteten Zustand nur Stromfluss in einer Richtung zu. Dies wird an der I-U-Kennlinie (in Abb. 6.1) deutlich.

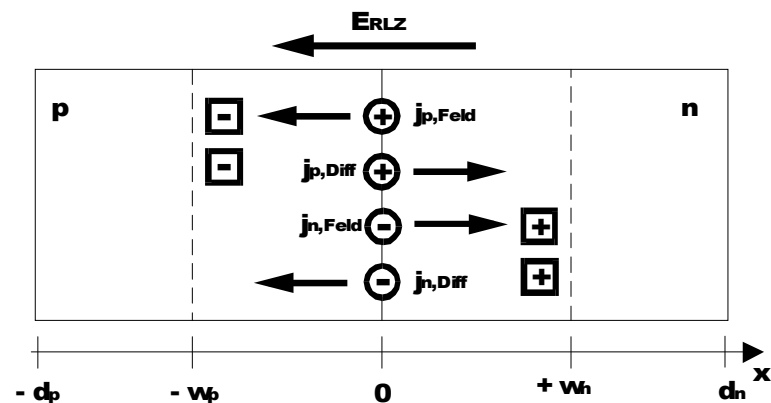


Abbildung 6.2: Entstehung der Raumladungszone

6.2.2 Die Solarzelle

Die Solarzelle oder das Solarelement ist ein Bauelement der Energietechnik. Dieses Bauelement wandelt Strahlungsleistung in elektrische Leistung um. Die Solarzelle ist ein Generator, deshalb weisen ihre Arbeitspunkte unterschiedliche Vorzeichen von Strom I und Spannung U auf (siehe Abb. 6.1).

6.2.2.1 Aufbau

Solarzellen sind Halbleiterdioden, d. h. sie bestehen prinzipiell aus einem pn-Übergang. Heutzutage werden Solarzellen üblicherweise aus Silizium hergestellt. Auf der dem Licht zugewandten Seite besitzen sie eine dünne Emitter-Schicht, auf der abgewandten Seite eine dicke Basis. Emitter und Basis sind entgegengesetzt dotiert, so dass sich zwischen ihnen eine Raumladungszone (RLZ) ausbildet. Zur Veranschaulichung ist der schematische Aufbau einer konventionellen pn-Silizium-Solarzelle in Abb. 6.3 skizziert.

Fällt Licht auf die Solarzelle, so generieren die Photonen innerhalb der Solarzelle

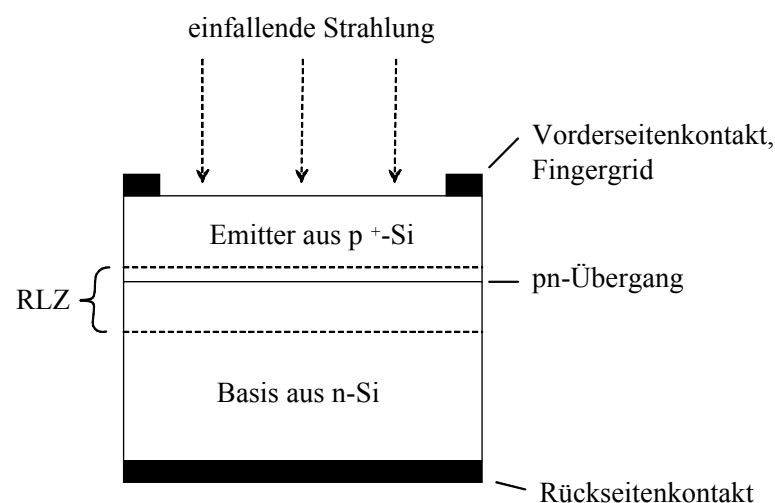


Abbildung 6.3: Aufbau einer konventionellen pn-Silizium-Solarzelle

Elektron- Loch-Paare. Die Elektron-Loch-Paare, die zur Raumladungszone diffundieren, werden durch das elektrische Feld der RLZ getrennt und tragen dann zum Photostrom bei.

Damit es bei Lichtbestrahlung nicht nur im Emitter, sondern auch in der Basis zu einer für die Minoritäten signifikanten optischen Generation von Ladungsträgern kommt, wird der Emitter möglichst dünn dimensioniert. – Gerade so groß, dass sich die RLZ voll ausbilden kann. Man erinnere sich an das exponentielle Abklingverhalten der optischen Ladungsträgergeneration im Halbleiter, welches proportional der Lichtintensität folgt (vgl. 1.2.5).

6.2.2.2 Strom-Spannung-Kennlinie

Unter Annahme der Shockley Bedingungen kann die Strom-Spannung-Kennlinie (vgl. Abb 6.1) einer Solarzelle aus der Superposition des Diodenstroms I_D und des Photostroms I_{ph} zusammengesetzt werden. Dabei ist der Photostrom nur von der Bestrahlungsstärke des Lichtes und der Diodenstrom von der angelegten Spannung abhängig. Der Verlauf des Diodenstroms ist bereits vom zweiten Versuch (Temperaturabhängigkeit der Diodenkennlinie) bekannt und dessen Herleitung aus den Halbleiter-Gleichungen (Stromgleichungen, Bilanzgleichungen) ist im Vorlesungsskript Kapitel 5.2 ausgeführt. Die Herleitung des Photostroms würde den Rahmen dieses Umdrucks sprengen. In Abschnitt 6.2.2.4 wird lediglich der Ansatz erklärt.

Man unterscheidet, ob die Solarzelle einen (a) pn-Übergang oder einen (b) np-Übergang besitzt. D.h. ob (a) der Emitter p-dotiert und die Basis n-dotiert ist oder ob es (b) andersrum ist. Es ergibt sich für den Gesamtstrom der pn-Solarzelle:

$$I(U, E) = I_D(U) - I_{ph}(E) \quad (6.1)$$

$$I(U, E) = I_0 \cdot (e^{\frac{U}{U_T}} - 1) - I_{ph}(E) \quad (6.2)$$

np-Solarzelle:

$$I(U, E) = -I_D(U) + I_{ph}(E) \quad (6.3)$$

$$I(U, E) = -I_0 \cdot (e^{\frac{-U}{U_T}} - 1) + I_{ph}(E) \quad (6.4)$$

6.2.2.3 Einfaches Ersatzschaltbild

Im einfachen Ersatzschaltbild (Abb. 6.4) besteht die Solarzelle also aus einer Stromquelle, welche den Photostrom generiert und einer idealen Diode, die vom Diodenstrom

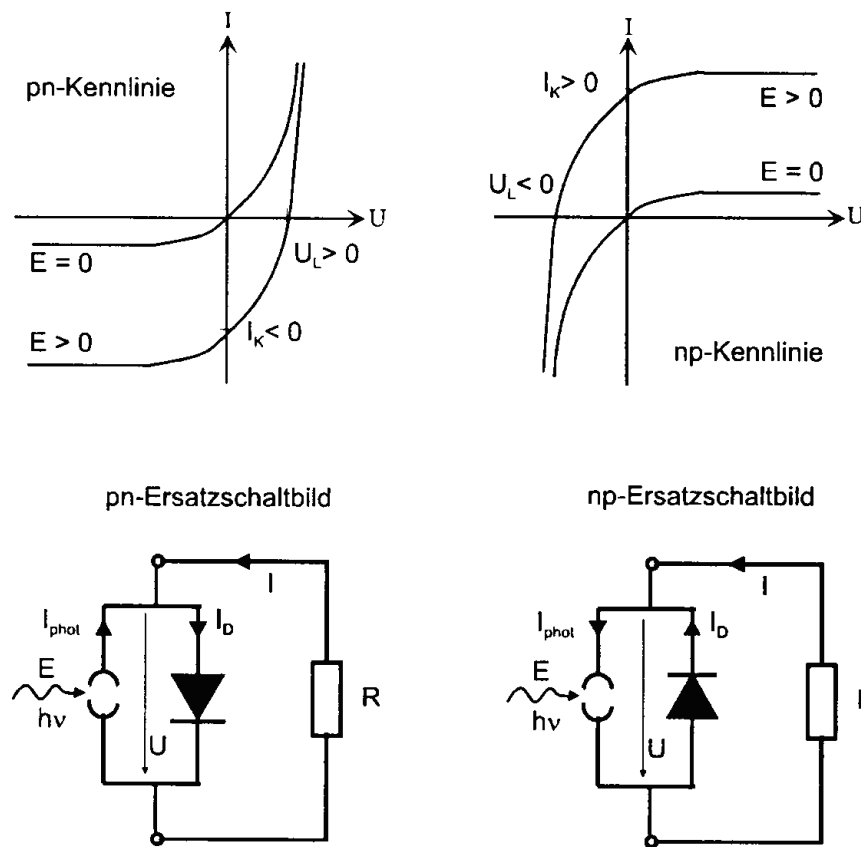


Abbildung 6.4: Einfaches Ersatzschaltbild der pn- und der np-Solarzelle mit zugehöriger I-U-Kennlinie

durchflossen wird. Deren Summe ergibt den Gesamtstrom. Zu beiden Ersatzschaltbildern des jeweiligen metallurgischen Übergangs (np oder pn) ist in Abb 6.4 auch dessen I-U-Kennlinie dargestellt. Die (unbeleuchtete) Diodenkennlinie ist bei Beleuchtung der Solarzelle um den Photostrom auf der Ordinatenachse verschoben.

Bei Betrachtung der Ersatzschaltbilder verdeutliche man sich anhand einer schematischen Skizze der kristallinen Solarzelle (wie in Abb. 6.3) an welcher Kontaktierung sich Emitter und an welcher sich Basis befindet.

6.2.2.4 Erklärung des Photostroms

Anhand des Grundmodells der Solarzelle (pn-Übergang nach Shockley) wird im Folgenden die Generation des Photostroms durch einfallendes Licht erklärt. Der Photostrom wird innerhalb der Solarzelle durch Minoritätsladungsträger (im p-HL Elektronen, im n-HL Löcher) gebildet. Da Elektronen eine größere Diffusionskonstante D haben als Löcher ($D_n > D_p$), wird die Basis oft aus p-Silizium realisiert (die Basis ist sehr viel dicker als der Emitter). Daher wird die Photostromdichte hier für eine np-Solarzelle betrachtet. Zunächst betrachten wir das Shockley-Modell des abrupten np-Übergangs in Abb. 6.5. In beiden Diagrammen ist die örtliche Verteilung der Ladungsträgerkonzentration im Halb-

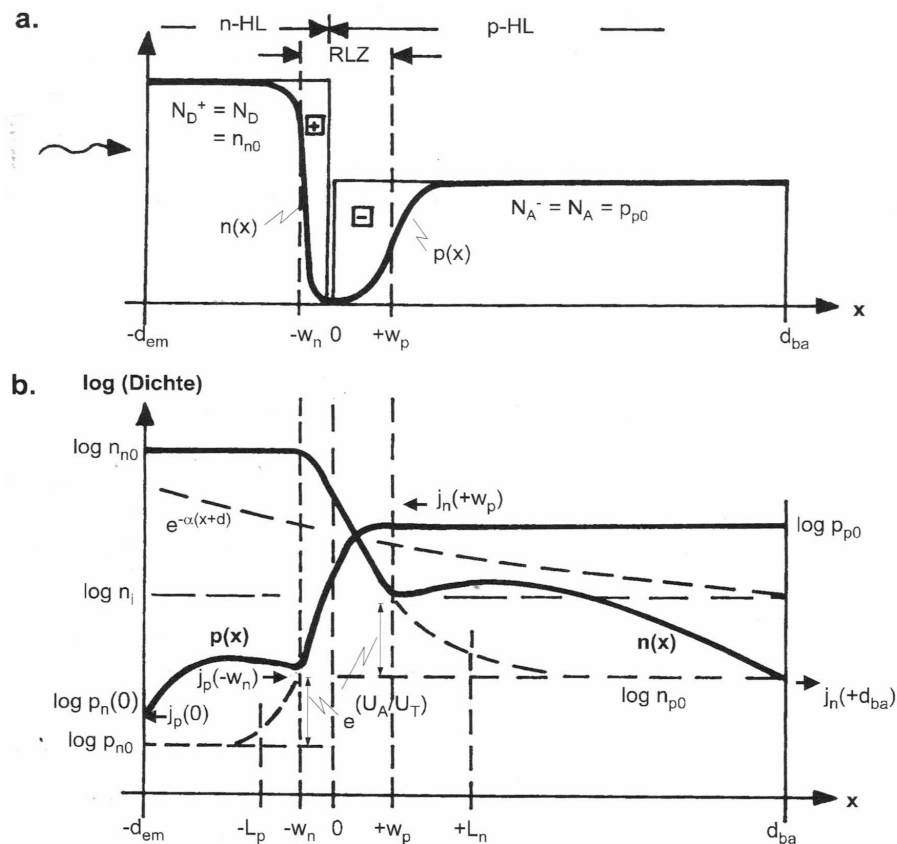


Abbildung 6.5: Modell des abrupten np-Übergangs mit Betrachtung der Majoritätsträgerkonzentration in (a) und mit Beleuchtung durch das n-Gebiet sowie Betrachtung der (ortsabhängigen) Ladungsträgerkonzentration in (b)

leiter dargestellt.

Das obere Diagramm zeigt die Verteilung der Majoritäten im spannungsfreien Zustand. Dabei seien keine frei beweglichen Ladungsträger in der RLZ, sondern nur die durch Diffusion dort zurückgebliebenen ortsfesten Ladungsträger (ionisierte Dotierstoffatome).

Im unteren Diagramm sehen wir die Konzentrationsprofile der Minoritäten sowie Majoritäten für Arbeitspunkte $U > 0V$ bei Beleuchtung. Wie im unbeleuchteten np-Übergang lassen sich auch hier die um den Boltzmann-Faktor angehobenen Minoritätsträgerprofile am RLZ-Rand ablesen. Allerdings nähern sich die Verläufe nicht direkt dem thermischen Gleichgewichtszustand, sondern folgen zunächst dem exponentiellen Verlauf der Elektron-Loch-Paar-Generation (gestrichelte Linie mit der Beschriftung $e^{-\alpha(x+d)}$). Die Überschussladungen in der Basis bleiben über ihre Diffusionslänge erhalten, werden aber aufgrund von Rekombination an der Rückseite wieder abgebaut. Außerdem berücksichtigt der Verlauf der Löcherkonzentration an der Emitteroberfläche $x = -d_{em}$ die Oberflächenrekombination.

Der Photostrom ist vom Elektronen- und Löcherstrom bestimmt. Diese lassen sich als Teilchen-Diffusionsströme im Anstieg der Konzentrationsprofil-Tangenten an den RLZ-

Grenzen ablesen. (Die Tangenten sind nicht eingezeichnet.) Es gilt:

$$j_p(-w_n) \propto -\frac{\partial p(x)}{\partial x} > 0 \quad (6.5)$$

$$j_n(w_p) \propto +\frac{\partial n(x)}{\partial x} > 0 \quad (6.6)$$

Die Photostromdichte $j_{ph}(\lambda, E)$ kann explizit berechnet werden, indem man das Gleichungssystem für den Halbleiter, das aus Strom- und Bilanzgleichungen gebildet wird, unter Berücksichtigung der Shockley'schen Voraussetzungen für den stationären Fall auswertet. Es ergeben sich Diffusions-Differentialgleichungen für die Überschusskonzentrationen der Elektronen (Δn) und Löcher (Δp). Bei optischer Generation von Ladungsträgerpaaren, d.h. bei Beleuchtung, gilt für die überschüssigen Elektronen

$$\frac{\partial^2 \Delta n(x)}{\partial x^2} - \frac{\Delta n(x)}{L_n^2} = -\frac{G_0(\lambda) \cdot e^{-\alpha(\lambda) \cdot (x+d_{em})}}{D_n} \quad (6.7)$$

und für die überschüssigen Löcher

$$\frac{\partial^2 \Delta p(x)}{\partial x^2} - \frac{\Delta p(x)}{L_p^2} = -\frac{G_0(\lambda) \cdot e^{-\alpha(\lambda) \cdot (x+d_{em})}}{D_p} \quad (6.8)$$

Diese Differentialgleichungen lassen sich durch Ansetzen entsprechender Randbedingungen lösen - und damit die Gesamtphotostromdichte bestimmen. Die Herleitung ist für den interessierten Leser im Kapitel 4.2. des Buches „Grundlagen der photovoltaischen Energiewandlung“ bzw. des aktuelleren „Photovoltaik“, beides von H.-G. Wagemann und H. Eschrich, zu finden.

Hier sei die stark vereinfachte Lösung, welche nur für den infraroten Spektralbereich gilt, aufgeführt:

$$j_{ph}(\lambda, E) = \frac{q \cdot L_n \cdot G_0}{1 + \alpha \cdot L_n} \quad (6.9)$$

Hierbei ist:

- q die Elementarladung,
- L_n die Diffusionslänge der Minoritätsträger in der Basis, hier der Elektronen,
- G_0 die Oberflächengenerationsrate, abhängig von der Bestrahlungsstärke E und der Wellenlänge λ ,
- α der Absorptionskoeffizient (siehe Kapitel 1.2.5).

Da die Oberflächengenerationsrate G_0 und der Absorptionskoeffizient α wellenlängenabhängig sind, ist auch die Photostromdichte von der Wellenlänge λ der einfallenden Strahlung abhängig. Man führt daher die spektrale Photostromdichte $j_{ph,\lambda}(\lambda, E)$ ein.

Dies ist die Stromdichte, die in der Solarzelle generiert wird, wenn nur Strahlung einer einzigen Wellenlänge λ einfällt. Es gilt der Zusammenhang

$$j_{ph}(\lambda, E) = \int_{\Delta\lambda} j_{ph,\lambda}(\lambda, E) d\lambda \quad (6.10)$$

$\Delta\lambda$ ist der Wellenlängenbereich der einfallenden Strahlung. In weißem Licht muss ungefähr von 0,4 μm bis 1,1 μm integriert werden.

6.2.2.5 Ersatzschaltbild der realen Solarzelle

Nachdem die Funktionsweise der Solarzelle und die intendierte Generation des Photostromes erklärt wurde, soll nun das ideale Ersatzschaltbild um die abwertenden Einflüsse ergänzt werden. Das sind die parasitäre Widerstände der realen Solarzelle, welche den Wirkungsgrad herabsetzen. In Abb. 6.6 ist das einfache Dioden-Ersatzschaltbild der realen pn-Solarzelle gezeigt. Dieses berücksichtigt den Serienwiderstand R_S und den Parallelwiderstand R_P , welche sämtliche Zuleitungswiderstände und Verluste über den Bahngebieten inkludieren. Jedoch wird hier die Ausbreitung der RLZ vernachlässigt. D.h. man setzt nach wie vor die Shockley-Bedingung über die Nichtexistenz von Rekombination in der RLZ als gegeben voraus. Der Einfluss der Widerstände auf den Gesamtstrom ist wie folgt in der Kennlinie zu berücksichtigen:

$$I(U, E) = I_0 \left(\exp \left(\frac{U - (I \cdot R_S)}{U_T} \right) - 1 \right) + \frac{U - (I \cdot R_S)}{R_P} - I_{ph}(E) \quad (6.11)$$

Kennliniengleichung mit parasitären Widerständen (pn-Solarzelle)

Mit dem Serienwiderstand R_S werden die Verluste in den Leiterbahnen (Kontakte) und in den Silizium-Bahngebieten berücksichtigt, bei Solar-Modulen auch die Verluste an den Verbindungen zwischen den einzelnen Zellen. Er kann als differentieller Widerstand mit

$$R_S \approx \left(\frac{dI}{dU} \Big|_{U=U_L} \right)^{-1} \quad (6.12)$$

$$\text{Größenordnung: } R_S = 0,05 \dots 0,5 \Omega \quad (6.13)$$

aus der Kennlinie bestimmt werden. Die Abhängigkeit der Kennlinie vom seriellen Widerstand ist in Abbildung 6.7 dargestellt.

Mit dem Parallelwiderstand R_P werden Kantenkurzschlüsse, d. h. Kurzschlüsse des pn-Übergangs am Rande der Solarzelle, berücksichtigt, sowie unter anderem auch Leckströme durch den pn-Übergang auf Grund von Defekten. Dieser Widerstand ergibt sich aus der differenzierten Kennlinie an der Stelle $U = 0V$:

$$R_P \approx \left(\frac{dI}{dU} \Big|_{U=0V} \right)^{-1} - R_S \quad (6.14)$$

$$\text{Größenordnung: } R_P > 1k\Omega \quad (6.15)$$

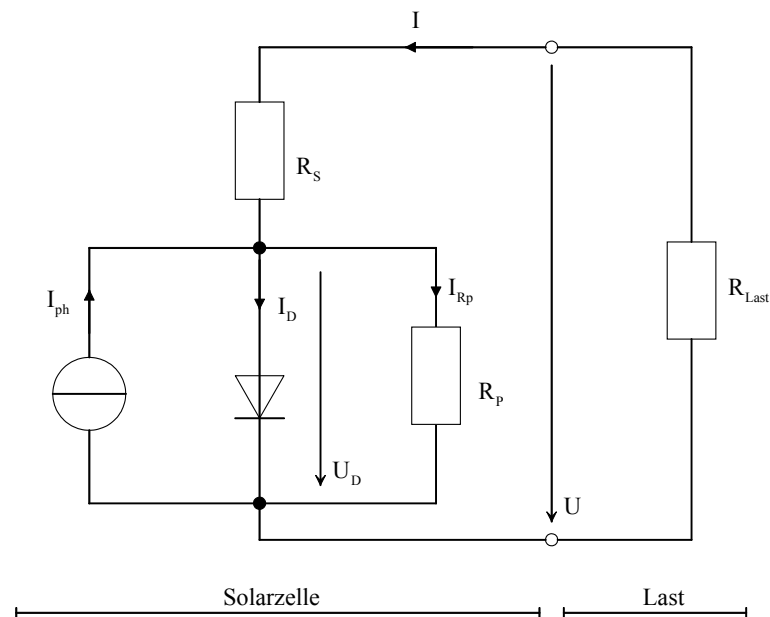


Abbildung 6.6: Ersatzschaltbild der realen Solarzelle

Die Abhängigkeit der Kennlinie vom parallelen Widerstand ist in Abbildung 6.8 dargestellt.

Die Gleichungen für R_S und R_P lassen sich herleiten, indem man die Formel für den Gesamtstrom $I(U, E)$ nach der Spannung U ableitet. Graphisch lassen sich die Widerstände aus der Steigung der I-U-Kennlinie bei $I = 0\text{A}$ bzw. $U = 0\text{V}$ bestimmen (siehe Abb. 6.9).

Die parasitären Widerstände wirken sich vor allem auf den Füllfaktor aus. So wird bei der Betrachtung dessen (in der Kennlinie) deutlich, dass dieser für geringe parasitäre Einflüsse sehr groß ist. Steigt der serielle Widerstand deutlich an ($R_S > 10\Omega$), so verringert sich der Kurzschlussstrom I_K . Bei schlechten Werten für den Parallelwiderstand ($R_P < 1\text{k}\Omega$) sinkt die Leerlaufspannung.

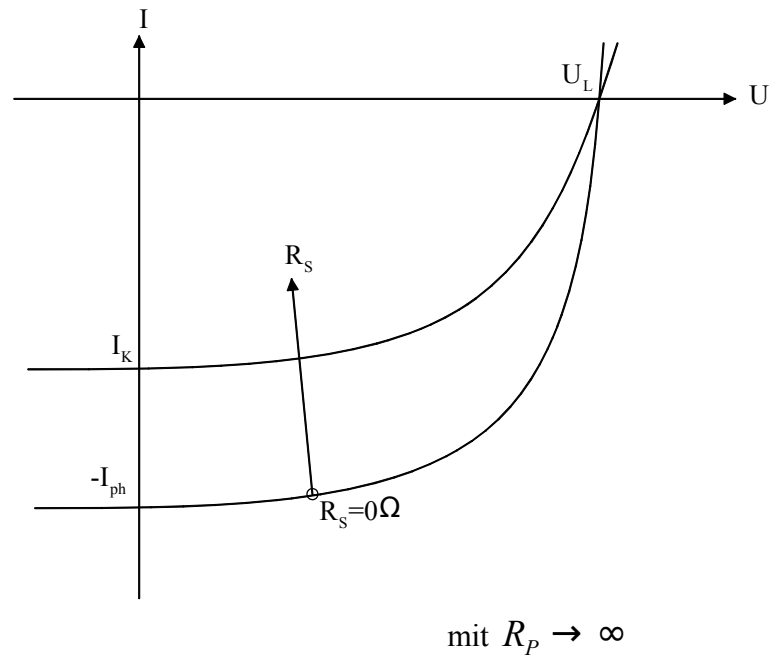


Abbildung 6.7: Einfluss des Serienwiderstandes auf die I-U-Kennlinie

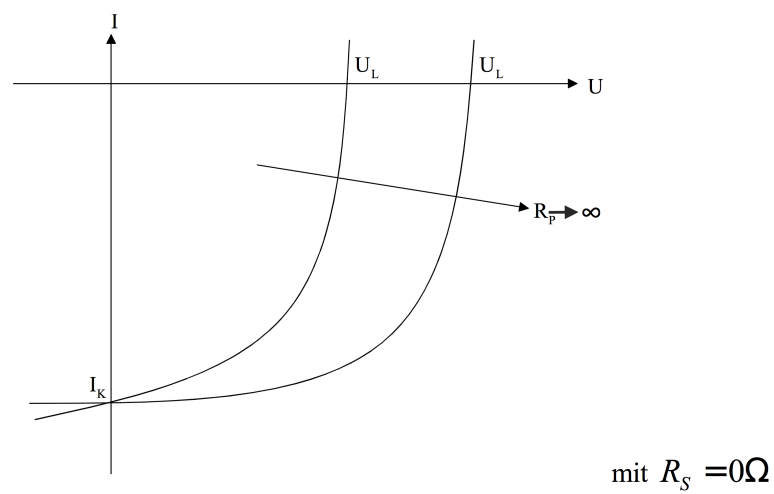


Abbildung 6.8: Einfluss des Parallelwiderstandes auf die I-U-Kennlinie

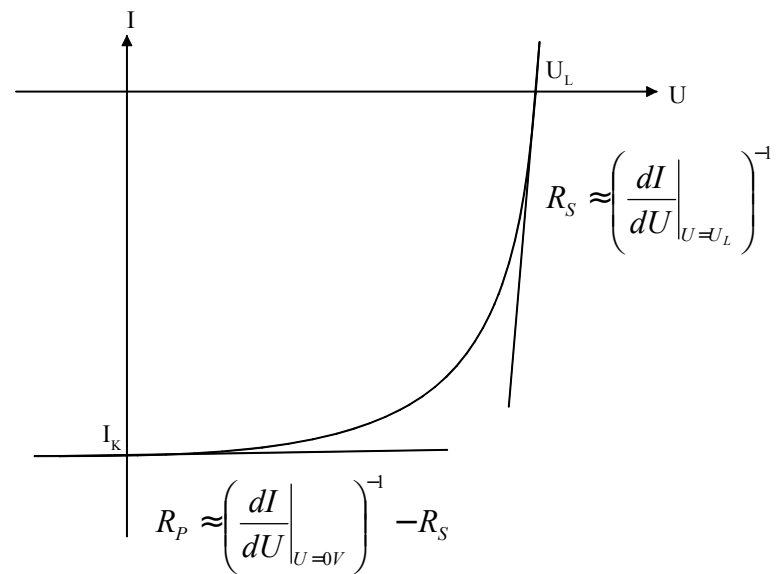


Abbildung 6.9: Graphische Bestimmung der parasitären Widerstände

6.2.3 Charakteristische Größen einer Solarzelle

Die Qualität und der optimale Arbeitspunkt einer Solarzelle wird mit den folgend erläuterten Kenngrößen quantifiziert. Zunächst befassen wir uns mit der optischen Generationsrate, welche von der Wellenlänge, der Bestrahlungsstärke und dem Absorptionskoeffizienten abhängt. Von dieser hängt der Photostrom ab, welcher maßgebend für die elektrische Leistungsgeneration ist.

6.2.3.1 Optische Generationsrate

Die optische Generationsrate G ist ein Maß für die durch absorbierte Photonen angeregte Erzeugung (Generation) von Ladungsträgerpaaren im Halbleiter. Sie ist insbesondere abhängig vom Ort (der Tiefe x im Halbleiter) und von der Wellenlänge λ , $G = G(x, \lambda)$. An der Oberfläche gilt die **Oberflächengenerationsrate**

$$G_0(\lambda) = \alpha(\lambda) \cdot E(\lambda) \cdot \frac{\lambda}{h \cdot c_0} \quad (6.16)$$

mit h : Planck'sches Wirkungsquantum und c_0 : Vakuum-Lichtgeschwindigkeit.

Die Oberflächengenerationsrate ist proportional zur Strahlungsleistungsdichte (Bestrahlungsstärke $E(\lambda)$) des Lichtes.

Für die optische Generation im Halbleiter gilt der Zusammenhang

$$G(x, \lambda) = G_0(\lambda) \cdot e^{-\alpha(\lambda) \cdot x}$$

6.2.3.2 Maximum Power Point

Der Maximum Power Point (MPP) ist der Punkt auf der I-U-Kennlinie, in dem die Solarzelle die größtmögliche Leistung abgibt. Um die Solarzelle in diesem Punkt zu betreiben, muss der Lastwiderstand entsprechend angepasst werden. Ist er das, so spricht man vom optimal angepassten Lastwiderstand $R_{L,opt}$. Demzufolge gilt nach dem ohmschen Gesetz:

$$R_{L,opt} = \frac{U_{MPP}}{I_{MPP}} \quad (6.17)$$

6.2.3.3 Füllfaktor

Der Füllfaktor (FF) ist definiert als das Verhältnis der von der Solarzelle im MPP abgegebenen elektrischen Leistung zu dem Produkt aus Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom. Anschaulich beschreibt der Füllfaktor, wieviel das größte unter die I-U-Kennlinie passende Rechteck (MPP-Leistung) von dem von Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom aufgespannten Rechteck ausfüllt.

$$FF = \frac{U_{MPP} \cdot I_{MPP}}{U_L \cdot I_K} \quad (6.18)$$

Der Füllfaktor ist ein Güte-Maß für die Solarzelle, je größer er ist, desto besser ist die Zelle. Er ist immer kleiner als 1, da es immer Verluste durch R_S , R_p und Rekombination gibt.

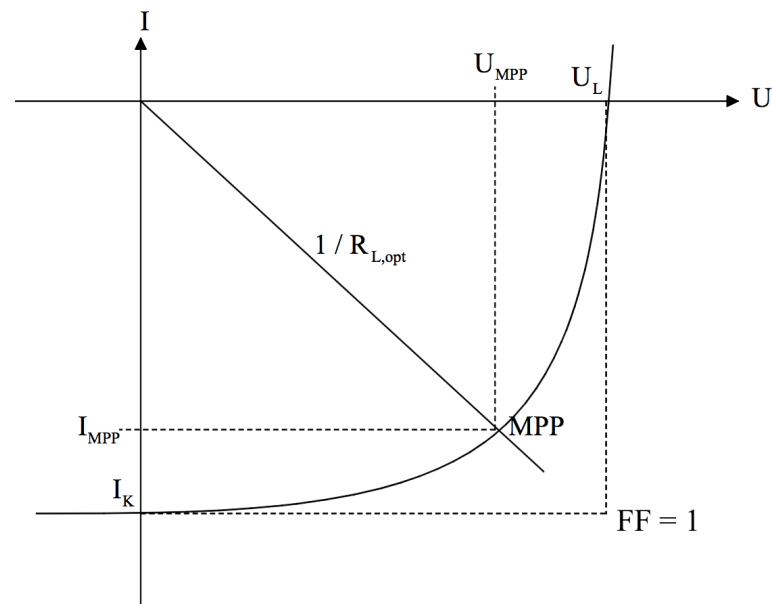


Abbildung 6.10: Veranschaulichung des Füllfaktors

6.2.3.4 Wirkungsgrad (Energiewandlungswirkungsgrad)

Unter dem Wirkungsgrad η einer Solarzelle versteht man die im MPP abgegebene elektrische Leistung pro eingestrahelter Leistung. Die Strahlungsleistung ergibt sich aus dem Produkt der Bestrahlungsfläche A und der Bestrahlungsstärke E

$$\eta = \frac{U_{MPP} \cdot I_{MPP}}{A \cdot E} \quad (6.19)$$

Der Wirkungsgrad kann mit dem optimal angepassten Lastwiderstand $R_{L,opt}$ auch umgeschrieben werden zu:

$$\eta = \frac{R_{L,opt} \cdot I_{MPP}^2}{A \cdot E} \quad (6.20)$$

6.3 Versuch

6.3.1 Versuchsgegenstand

In diesem Versuch sollen die Eigenschaften von Solarzellen in weißem Licht untersucht werden. Deren Quantifizierung gelingt mit der Berechnung der charakteristischen Größen. Zunächst soll die I-U-Kennlinie der vorliegenden Solarzelle aufgenommen werden. Als Parameter soll hierbei die Bestrahlungsstärke variiert werden.

6.3.2 Versuchsaufbau und -durchführung

Als Lichtquelle steht die dimmbare Glühlampe des Messbrettes aus den Versuchen des Moduls Messtechnik zur Verfügung. Diese liefert ein weißes Licht, welches einen höheren Rotanteil als das Sonnenlicht hat. Die zu bemessene Solarzelle wurde mit Silberlack auf einer Lochrasterplatine angebracht und emitterseitig mit Messspitzen kontaktiert. Die Solarzelle kann somit über die aufgebrachte BNC-Buchse angeschlossen werden. Zum Messaufbau stehen zur Verfügung:

- eine steuerbare Gleichspannungsquelle (HAMEG HM 8143)
- ein Multimeter (Fluke 8846A)
- ein PC mit der Software LABView und dem Virtuellen Instrument (vi) Automessung
- eine kontaktierte Solarzelle
- eine dimmbare Glühlampe

Der in Abb. 6.11 dargestellte Messaufbau dient der Aufnahme einer I-U-Kennlinie der Solarzelle. Insbesondere zur Berechnung von Serien- und Parallelwiderstand muss diese mindestens für eine Versorgungsspannung von $U = -0,1\text{V}$ bis $U = 1\text{V}$ aufgenommen werden. Zur Realisierung einer negativen Spannung kann eine der beiden variablen Spannungsquellen des HAMEG Netzteils konträr zur variierten Spannungsquelle gepolt werden. Treffen Sie entsprechende Einstellungen im virtuellen Instrument Automessung. Setzen Sie die Strombegrenzung auf 100mA, so kann die Strommessung (in Reihe) sicher über den 100mA-Eingang des Fluke-Multimeters erfolgen.

Es sind drei Kennlinien, im Dunkeln und bei halber sowie voller Strahlungsstärke der Glühlampe, aufzunehmen. Zur Beleuchtung der Solarzelle ist das Messbrett mit der Glühlampe über die Steckdose am Labortisch mit dreiphasigem Strom zu versorgen. Achten Sie darauf, dass die Glühlampe auf dem Messbrett über den Dimmer verbunden wird. Zur

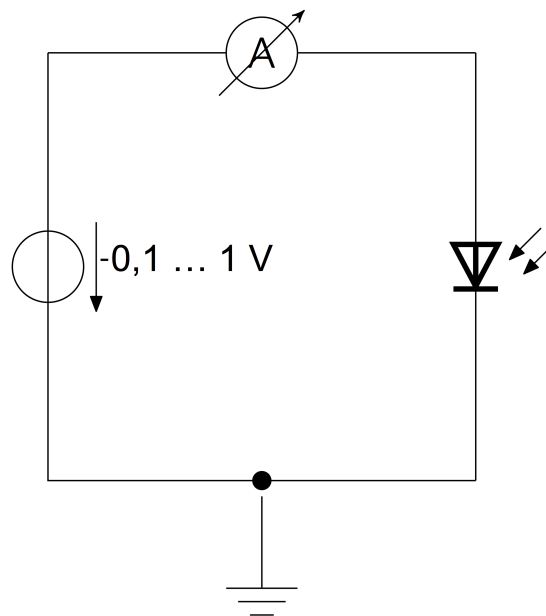


Abbildung 6.11: Ersatzschaltbild zum Messaufbau

Messung der Kennlinie bei Dunkelheit genügt es, die Solarzelle grob abzudecken. Um die Solarzelle möglichst gut zu beleuchten, dürfen Sie die Lochrasterplatine mit der Solarzelle von oben auf dem Gitter über der Glühbirne positionieren und ggf. dort festhalten. Eine schwache Beleuchtung der Solarzelle lässt sich mithilfe des Dimmers in mittlerer Position einfach realisieren; die Position der Solarzelle muss nicht variiert werden. Für die letzte Messung sollte der Dimmer ganz geöffnet sein.

Speichern Sie die Messdaten der drei Kennlinien mit dem Button **Speichern** in Textdateien ab. Diese können zur Auswertung in Scilab eingelesen werden. Mit einem geeigneten Quellcode lassen sich die Kennlinien ordentlich darstellen und die gesuchten Kennwerte schnell berechnen und ausgeben.

6.3.3 Auswertung

Aus den aufgezeichneten I-U-Kennlinien sind folgende Größen quantitativ zu bestimmen.

- der Kurzschlussstrom I_K
- die Leerlaufspannung U_L
- die maximale elektrische Leistung (Leistung im MPP) P_{max}
- der optimale Lastwiderstand $R_{L,opt}$
- der Füllfaktor FF
- der Serienwiderstand R_S
- der Parallelwiderstand R_P

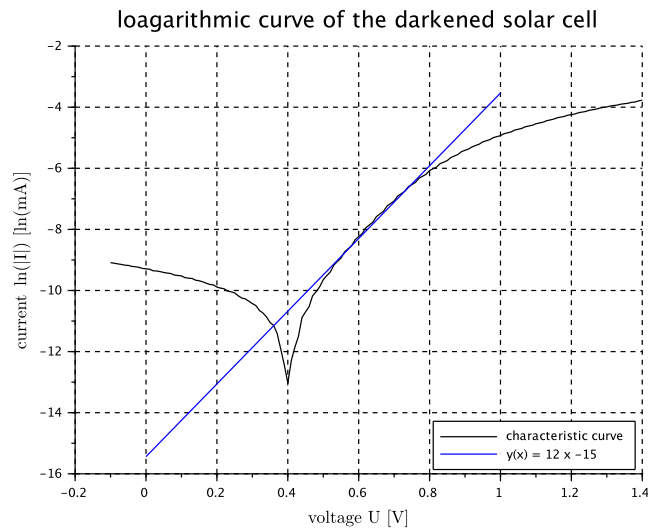


Abbildung 6.12: Logarithmischer Plot der Dunkelkennlinie zur Bestimmung des Sperrsättigungsstromes

Exportieren Sie dazu die mittels vi Automessung (LabView) aufgezeichneten Messwerte als Textdatei und lesen diese mit Scilab ein. Mit Sci-Notes können Sie sich einen Code schreiben, der aus den Messwerten die Kennwerte berechnet und die Kennlinie graphisch darstellt. Ihre resultierenden Diagramme zur Versuchsauswertung könnten z.B. wie folgt aussehen:

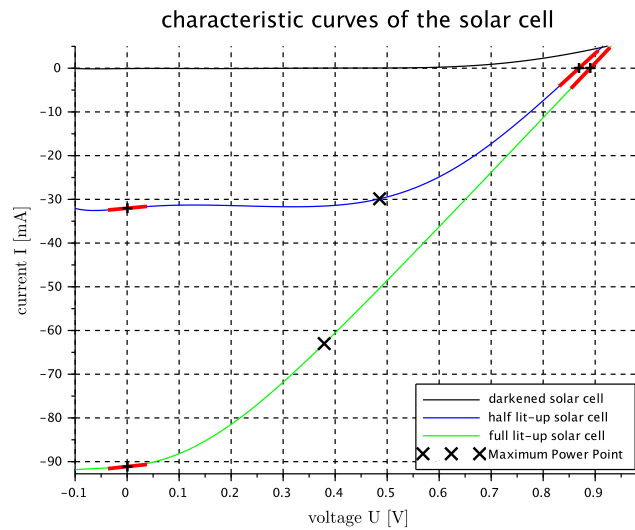


Abbildung 6.13: Kennlinien der Probe im Dunkeln, bei halber und voller Beleuchtungsstärke

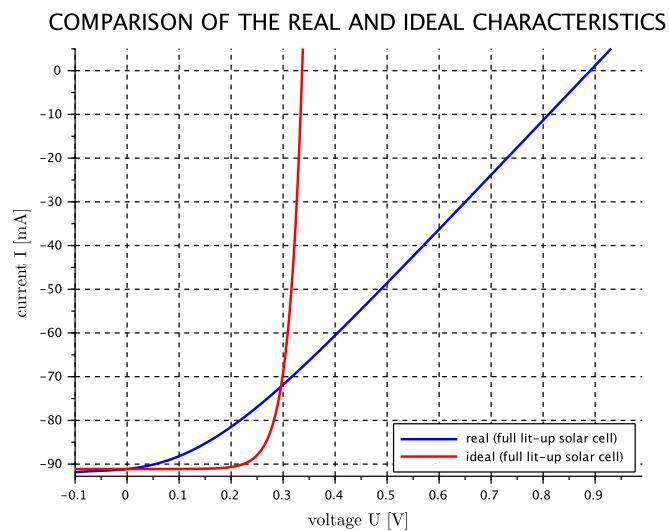


Abbildung 6.14: Vergleich der idealen Kennlinie zur gemessenen Probe

6.4 Vorbereitungsaufgaben

1. Erklären Sie in vier kausal zusammenhängenden Stichpunkten die Entstehung der Raumladungszone über einem pn-Übergang!

2. Wie kommt es zu dem in der Solarzelle generiertem Photostrom?
3. Welche Wellenlänge darf auf eine Siliziumsolarzelle eintreffendes Licht höchstens haben um noch Elektronen-Lochpaare zu erzeugen?
4. Durch welche Größen ist die Dichte des Photostroms (bei Bestrahlung mit infrarotem Licht) determiniert? Geben Sie stets die Dimension der genannten physikalischen Größen an, und machen Sie sich ihrer Bedeutung bewusst.
5. Warum werden in der Praxis meist np-Solarzellen verwendet? Welche Dotierung haben hier Basis und Emitter?
6. Zeichnen Sie das Dioden-Ersatzschaltbild der kristallinen Solarzelle unter Berücksichtigung der parasitären Widerstände, jeweils für eine pn- sowie np-Struktur. Kennzeichnen Sie alle auftretenden Ströme und Spannungen.
7. Schreiben Sie die dazugehörige Kennliniengleichung der pn- sowie np-Solarzelle (unter Berücksichtigung der parasitären Widerstände) nieder.
8. Skizzieren Sie die Kennlinie des beleuchteten pn-Übergangs und zeichnen Sie die Tangenten, deren Anstieg Maß für die parasitären Widerstände ist, ein. Beschreiben Sie die differentiellen Widerstände mathematisch als Kennlinienderivation.
9. Wie groß muss der Lastwiderstand an einer Solarzelle sein, damit sie im optimalen Arbeitspunkt arbeitet? Wie bezeichnet man diesen Arbeitspunkt?
10. Skizzieren Sie den schematischen Aufbau (mit Beschriftung!) einer kristallinen pn- und np-Silizium-Solarzelle. Zeichnen Sie dazu eine Beschaltung zur Kennlinienmessung.
11. Zeichnen Sie die Kennlinie des beleuchteten pn-Übergangs und kennzeichnen Sie die charakteristischen Größen. Wie können diese anhand einer entsprechenden Strom-Spannung-Messung bestimmt/berechnet werden? (Formeln)