

pn-Übergang

Michael Prim, Tobias Volkenandt

Gruppe 37

25. April 2007

Inhaltsverzeichnis

1 Ziel des Versuchs	2
2 Theoretische Grundlagen	2
2.1 Das Bändermodell	2
2.2 Dotierung	3
2.2.1 Thermische Anregung	3
2.2.2 Dotierung	3
2.2.3 Optische Anregung und Ladungsträgerinjektion	4
2.3 pn-Übergang	4
2.4 Zenerdiode	7
2.5 Vorbereitende Fragestellungen	7
2.5.1 Schematischer Bandverlauf	7
2.5.2 Kapazität eines symmetrischen pn-Übergangs	8
3 Experimenteller Aufbau	9
3.1 Aufgabe 1 - Kennlinien verschiedener Dioden	9
3.2 Aufgabe 2 - Temperaturabhängigkeit der Kennlinie verschiedener Zenerdioden . . .	9
3.3 Aufgabe 3 - Zenerdiode zur Spannungsstabilisierung	9
3.4 Aufgabe 4 - Messung der Kapazität eines Se-Gleichrichters mittels Brückenschaltung	10
3.5 Aufgabe 5 - Theoretische Konstruktion einer Si-Diode	10
4 Versuchsdurchführung	11
4.1 Aufgabe 1 - Kennlinien verschiedener Dioden	11
4.2 Aufgabe 2 - Temperaturabhängigkeit der Kennlinie verschiedener Zenerdioden . . .	11
4.3 Aufgabe 3 - Zenerdiode zur Spannungsstabilisierung	11
4.4 Aufgabe 4 - Messung der Kapazität eines Se-Gleichrichters mittels Brückenschaltung	12
4.5 Aufgabe 5 - Theoretische Konstruktion einer Si-Diode	12
5 Versuchsauswertung	13
5.1 Aufgabe 1 - Kennlinien verschiedener Dioden	13
5.2 Aufgabe 2 - Temperaturabhängigkeit der Kennlinie verschiedener Zenerdioden . . .	15
5.3 Aufgabe 3 - Zenerdiode zur Spannungsstabilisierung	18
5.4 Aufgabe 4 - Messung der Kapazität eines Se-Gleichrichters mittels Brückenschaltung	20
5.5 Aufgabe 5 - Theoretische Konstruktion einer Si-Diode	22

1 Ziel des Versuchs

Beim Versuch geht es darum sich näher mit der Theorie des pn-Übergangs zu beschäftigen. Hierzu untersuchen wir Dioden, insbesondere Zenerdioden, da diese wichtige Bauteile in der Halbleiterphysik darstellen. Dazu nehmen wir Strom-Spannungs-Kennlinien auf und untersuchen die temperaturabhängigen Eigenschaften der Dioden.

2 Theoretische Grundlagen

2.1 Das Bändermodell

Mit dem Potentialtopfmodell lassen sich wichtige Aspekte eines Festkörpers (wie z.B. Energielücken) nicht ausreichend beschreiben. Mit dem Bändermodell wird eine umfassende Beschreibung der Strukturen innerhalb eines Festkörpers möglich.

Im Gegensatz zum Potentialtopfmodell, in dem alle Zustände bis zur Fermienergie besetzt sind, gibt es im Bändermodell Energiebereiche in denen keine stationären Elektronenzustände existieren. Diese werden Energielücken bzw. verbotenen Zonen genannt. Die Bereiche in denen Zustände existieren werden Energiebänder genannt. Diese Bezeichnung rührt daher, dass die Energiedifferenz zwischen den Zuständen eines solchen Bereiches so klein ist, dass näherungsweise von einem kontinuierlichen Verlauf, einem Band, gesprochen werden kann.

In einem Festkörper können viele Bänder existieren, wobei für uns vor allem zwei Bänder von Bedeutung sind: das Valenz- und das Leitungsband. Das Valenzband ist das oberste vollständig besetzte Band, bei $T=0K$. Das Leitungsband das niedrigste nur teilweise besetzte Band. Wir können die anderen Bänder in unserer Betrachtung vernachlässigen, da leere und vollständig besetzte Bänder nicht zum Ladungstransport beitragen. In einem leeren Band existieren keine freien Elektronen und in einem voll besetzten Band sind alle Elektronen fest gebunden. Die Leitfähigkeit eines Festkörpers hängt daher maßgeblich von der Besetzung des Leitungsbandes ab. Durch thermische Anregung können Elektronen aus dem Valenzband über die Energielücke in das Leitungsband gehoben werden und dort zur Leitung beitragen.

Durch die Anregung entsteht im Valenzband ein unbesetzter Zustand im ansonsten vollständig gefüllten Band, dessen Eigenschaften (Spin, Impuls und Ladung) entgegengesetzt zu denen des fehlenden Elektrons sind. Man spricht dann von einem positiven Loch bzw. Defektelektron. Eine solche positive Ladung trägt ebenfalls zur Leitung bei. Dieser Vorgang wird als Löcherleitung bezeichnet.

Es muss nicht notwendigerweise eine Energielücke zwischen Valenz- und Leitungsband existieren. Es ist durchaus möglich, dass sie fließend ineinander übergehen oder sich überlappen. Eben diese unterschiedliche Ausprägung der Energielücke erlaubt es, zwischen Metallen, Isolatoren und Halbleitern zu unterscheiden. Existiert keine Energielücke handelt es sich um ein Metall. Ist die Energielücke $E_g > 4eV$ spricht man von einem Isolator. Liegt sie dazwischen, $0eV \leq E_g \leq 4eV$, so handelt es sich um einen Halbleiter. Die Grenzen zwischen Halbleiter und Isolator sind fließend. So ist beispielsweise Diamant mit $E_g \approx 5,5eV$ immer noch ein typischer Halbleiter. Innerhalb der Halbleiter unterscheidet man die folgenden drei Typen:

- schmallückige Halbleiter: $E_g < 0,5eV$
- normale Halbleiter: $0,5eV \leq E_g \leq 2eV$
- breitlückige Halbleiter: $E_g > 2eV$

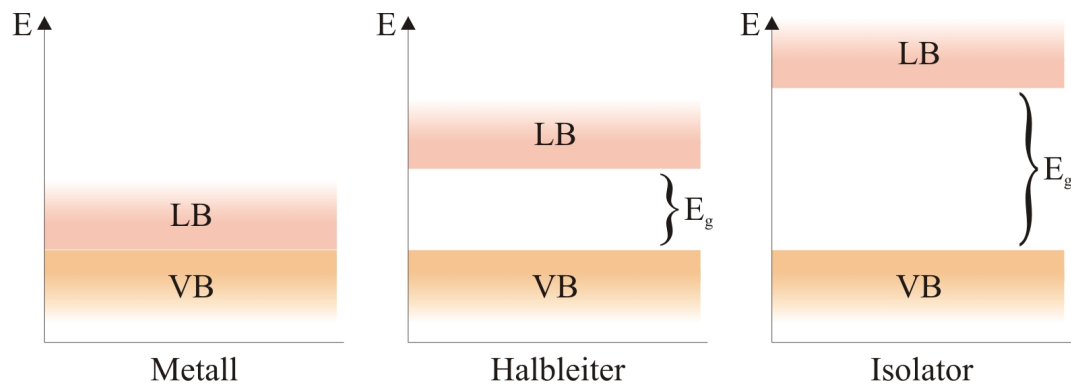


Abbildung 1: Bändermodell für verschiedene Typen von Festkörpern

2.2 Dotierung

Die Leitfähigkeit eines Festkörpers hängt ab von der Ladungsträgerkonzentration. Diese kann durch verschiedene Prozesse erhöht werden:

2.2.1 Thermische Anregung

Nimmt die thermische Energie der Elektronen im Valenzband zu, so können sie ins Leitungsband angeregt werden. Gleichzeitig bleiben Löcher im Valenzband zurück. Für die Elektronen- und Löcherkonzentration, n und p , gilt:

$$n = p = n_i(T)$$

Wobei n_i die intrinsische Elektronenkonzentration ist. In Halbleitern ist sie bei Raumtemperatur typischerweise sehr klein.

2.2.2 Dotierung

Im thermischen Gleichgewicht kann die Konzentration einer Ladungsträgersorte zu Lasten der Anderen erhöht werden. Dies geschieht durch gezielten Einbau von Fremdatomen. Man nennt dies Dotierung. Für den Einbau in einen typischen Halbleiter aus vierwertigen Atomen (z.B. Si, Ge) unterscheidet man zwei Typen:

- Werden Atome einer höheren Gruppe (z.B. fünfwertig) eingebaut, spricht man von Donatoren. Im Kristallgitter bleibt ein für die Bindung nicht erforderliches Elektron zurück. Dieses ist nur sehr schwach gebunden und kann durch geringe Energiezufuhr in das Leitungsband angehoben werden. Dort trägt es zum Ladungstransport bei. Das Donatoren-Energieniveau befindet sich knapp unterhalb der Energie des Leitungsbandes. Da hierbei ein zusätzlicher negativer Ladungsträger eingebracht wird, spricht man von n-Dotierung.
- Werden Atome einer niedrigeren Gruppe (z.B. dreiwertig) eingebaut, spricht man von Akzeptoren. Im Kristallgitter entsteht eine Elektronenfehlstelle. Diese wird sofort durch ein benachbartes Elektron besetzt, welches wieder ein Loch hinterlässt. Durch die Wiederholung dieses Vorgangs wird das Loch beweglich und trägt zum Ladungstransport im Valenzband bei. Das Akzeptoren-Energieniveau befindet sich also knapp oberhalb dem Valenzband.

Durch das Einbringen entsteht ein Überschuss an positiven Löchern und man spricht von p-Dotierung.

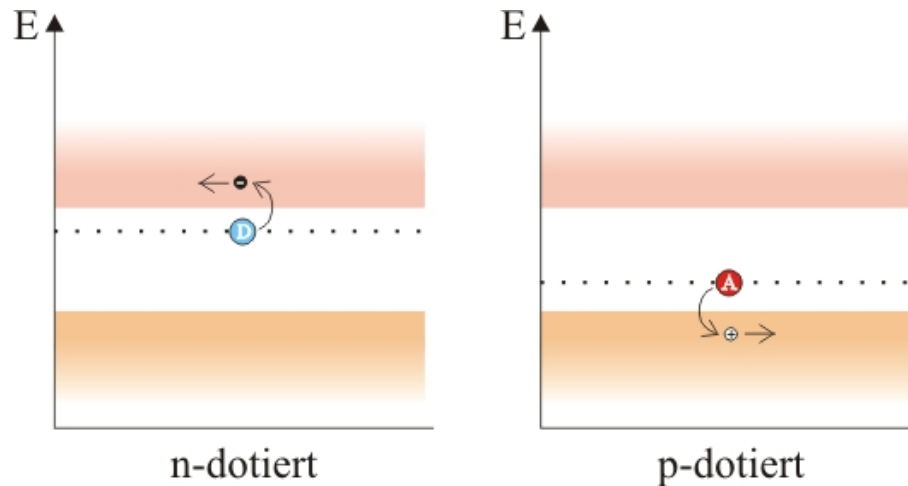


Abbildung 2: n- und p-Dotierung von Halbleitern

Im Gegensatz zu undotierten Halbleitern ist bei dotierten Halbleitern weitaus weniger Energie nötig, um Elektronen in einen dem Ladungstransport zuträglichen Zustand anzuregen. Dotierte Halbleiter leiten daher bereits bei sehr niedrigen Temperaturen und sind außerdem in ihrer Leitfähigkeit weniger temperaturabhängig.

Im thermodynamischen Gleichgewicht gilt:

$$n \cdot p = n_i(T)^2$$

d.h. man kann entweder n oder p erhöhen (sog. Majoritätsladungsträger) zu Lasten der anderen Ladungsträgersorte (Minoritätsladungsträger). Das gleichzeitige Einbringen von Donatoren und Akzeptoren führt zu Elektronen-Loch-Rekombinationen und die Wirkungen heben sich auf.

2.2.3 Optische Anregung und Ladungsträgerinjektion

Die Ladungsträgerkonzentration kann auch durch weitere Effekte erhöht werden. Beispielsweise durch optische Anregung (Photoleitfähigkeit, Solarzelle) oder durch Injektion in einen pn-Übergang (Gleichrichter, Solarzelle, Luminiszenz). Hierbei entfernt man sich jedoch vom thermodynamischen Gleichgewicht.

2.3 pn-Übergang

Bringt man einen p- und einen n-dotierten Halbleiter zu einer Diode zusammen, so erzeugt man einen Übergangsbereich, den sog. pn-Übergang. Dieser Bereich ist frei von beweglichen Ladungsträgern, da die überschüssigen Elektronen des n-Halbleiters die Löcher des p-Halbleiters auffüllen (Elektron-Loch-Rekombination). Durch diesen Vorgang werden die Atomrümpfe ionisiert. Im p-Halbleiter negativ und im n-Halbleiter positiv. Dadurch baut sich ein elektrisches Feld auf, das so gerichtet ist, dass weitere Rekombinationen verhindert werden. Es entsteht somit eine Potentialstufe U_{diff} und ein Gleichgewicht stellt sich ein. Dieses Gleichgewicht lässt sich jedoch durch eine von außen angelegte Spannung verändern.

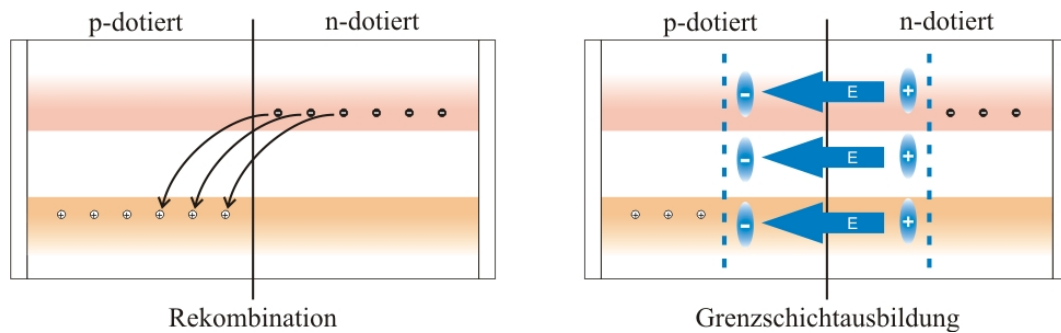


Abbildung 3: Rekombination am pn-Übergang und Grenzschichtausbildung

Legt man den Plus-Pol an den n-Halbleiter, so werden die dort vorhandenen überschüssigen Elektronen abgesaugt und bewegen sich von der Grenzschicht weg. Es werden noch mehr Atome ionisiert und der Übergang wird breiter und schwerer zu überwinden. Der Widerstand der Diode ist dementsprechend recht hoch. Es lässt sich nur ein winziger Strom messen, der durch die Elektronen entsteht, die aufgrund ihrer thermischen Energie die Potentialstufe überwinden können. Diese Anschlussrichtung heißt dann Sperrrichtung der Diode.

Legt man die Spannung umgekehrt an, also den Minus-Pol an den n-Halbleiter, so wird dieser mit weiteren Elektronen versorgt, die zur Grenzschicht drängen und die dortigen Atome entionisieren. Die Grenzschicht wird also dünner. Bei genügend großer äußerer Spannung gelingt es den Elektronen das innere elektrische Feld zu überwinden und es fließt ein merklicher Strom. Die Diode ist in Durchlassrichtung angeschlossen.

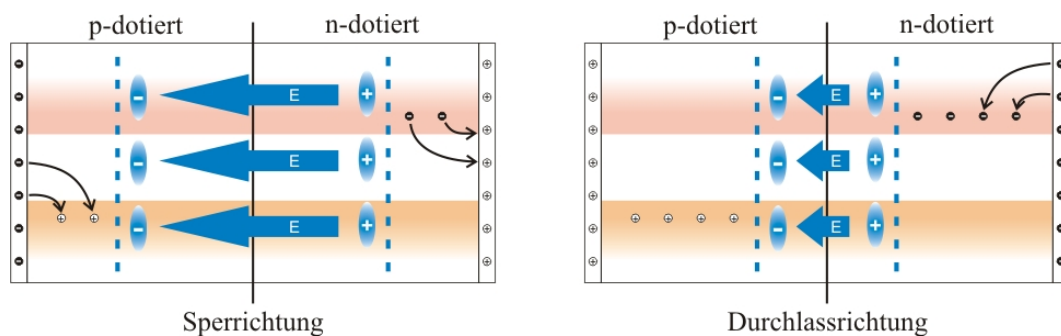


Abbildung 4: Diode in Sperr- und Durchlassrichtung

Nimmt man die Kennlinie einer Diode auf, kann man diese Effekte deutlich erkennen. In Durchlassrichtung wird sie ab einer Schwellspannung leitend. Darüber steigt der Strom exponentiell an.

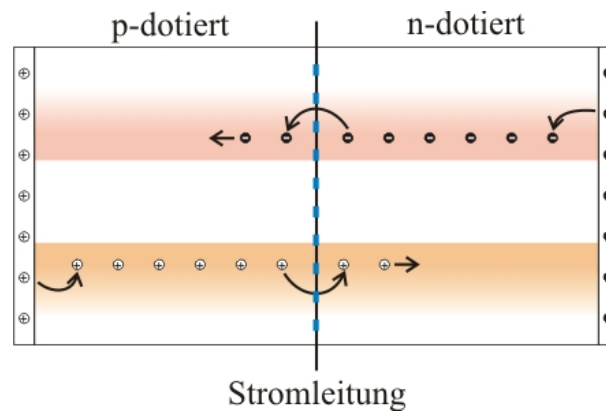


Abbildung 5: Diode in Durchlassrichtung oberhalb der Schwellspannung

Allerdings lässt sich auch in Sperrrichtung ab einer diodenspezifischen Spannung ein Strom beobachten. Man bezeichnet dies als Durchbruch und die dazu gehörige Spannung als Durchbruchspannung U_{DB} . Die Elektronen des Halbleiters werden aufgrund des starken äußeren Feldes so stark beschleunigt, dass sie die Sperrschicht überwinden können. Auf ihrem Weg regen sie weitere Elektronen an, die die Leitung lawinenartig verstärken. Man spricht dann von dem Avalanche-Effekt. Die meisten Dioden sind jedoch nicht darauf ausgelegt in diesem Bereich betrieben zu werden und brennen durch.

Der Verlauf der Diodenkennlinie wird durch die folgende Gleichung beschrieben:

$$I(U) = I_S \left(e^{\frac{eU}{k_b T}} - 1 \right) \quad (1)$$

Dabei ist I_S der Sättigungssperrestrom, welcher umso kleiner wird, je größer die Bandlücke des Halbleiters ist. In Durchlassrichtung wird der Widerstand für hohe Spannungen so klein, dass die exponentielle Kennlinie (1) in einen steilen linearen Verlauf übergeht. Dieser wird durch die ohmschen Widerstände der n- und p-Gebiete bestimmt. Aus der Art des Verlaufs folgt außerdem, dass unabhängig vom Strom stets die nahezu konstante Spannung $U_{Schwell}$ abfällt.

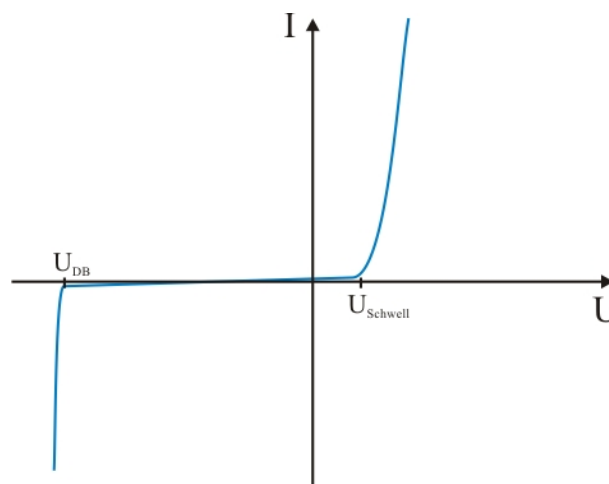


Abbildung 6: Typische Strom-Spannungs-Kennlinie einer Diode

2.4 Zenerdiode

Im Gegensatz zu normalen Dioden halten die Zenerdioden einem Betrieb im Durchbruchbereich stand. Man spricht vom Z-Durchbruch. Zenerdioden zeichnen sich durch eine geringe Grenzschichtdicke bei großer Kontaktfläche zwischen den Halbleiterschichten aus. Des weiteren werden sie so verbaut, dass für eine gute Wärmeabfuhr über das Gehäuse gesorgt ist.

Die geringe Grenzschicht führt dazu, dass Elektronen durch die innere Potentialbarriere tunneln können. Dadurch gelangen Elektronen aus dem Valenzband des p-Halbleiters in das Leitungsband des n-Halbleiters und führen zu einem Tunnelstrom. Dieser addiert sich zum Sättigungssperrstrom I_S . Je stärker die Dotierung der Halbleiter ist, desto schmaler wird die innere Potentialbarriere. Bei schwach dotierten Halbleitern spielt der Tunneleffekt folglich keine Rolle. Der Z-Durchbruch erfolgt hier nur aufgrund des Avalanche-Effekts.

Diese beiden Effekte lassen sich durch ihre Temperaturabhängigkeit unterscheiden. Der Avalanche-Effekt nimmt bei hohen Temperaturen ab, da die mittlere freie Weglänge der Elektronen abnimmt. Der Tunneleffekt dagegen nimmt bei hohen Temperaturen zu, da die Bandlücke schmaler wird. Je nach Bauart wird der eine oder der andere Effekt begünstigt und es ergibt sich ein positiver oder negativer Temperaturkoeffizient dU_{DB}/dT .

2.5 Vorbereitende Fragestellungen

2.5.1 Schematischer Bandverlauf

Im Bändermodell erzeugt eine Spannung in Durchlassrichtung eine Absenkung der Potentialstufe und eine Spannung in Sperrrichtung eine Erhöhung der Potentialstufe. Das Anlegen einer Spannung führt außerdem zum Verlassen des thermodynamischen Gleichgewichts, wodurch das Fermi-Niveau E_F aufgespalten wird in zwei Quasi-Fermi-Niveaus für Elektronen E_{Fn} und Löcher E_{Fp} .

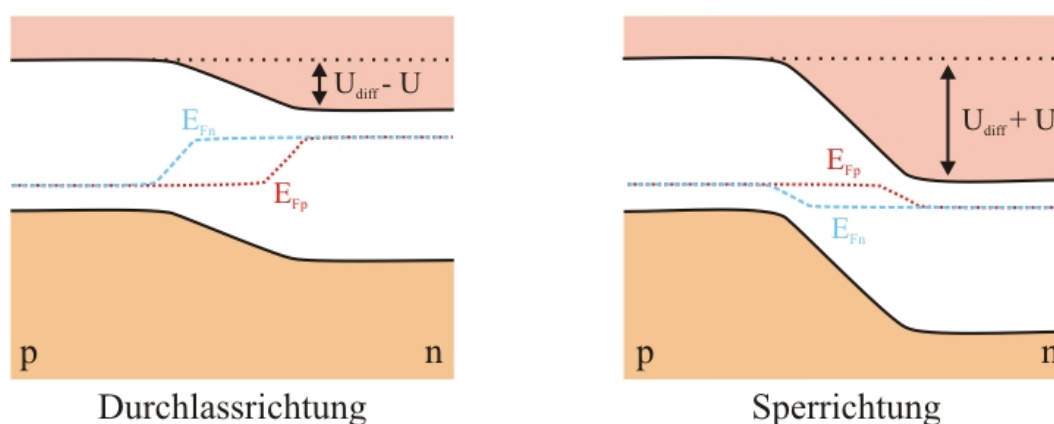


Abbildung 7: Bandverlauf bei angelegter Spannung in Sperr- bzw. Durchlassrichtung

Bei einer Spannung in Durchlassrichtung liegen die Quasi-Fermi-Niveaus in der Verarmungszone näher an den jeweiligen Bändern, als im thermodynamischen Gleichgewicht. In Sperrrichtung sind die Abstände folglich größer.

Der energetische Abstand der Quasi-Fermi-Niveaus wird als chemisches Potential $\mu = E_{Fn} - E_{Fp}$ bezeichnet. Womit das chemische Potential im thermodynamischen Gleichgewicht gleich null ist.

2.5.2 Kapazität eines symmetrischen pn-Übergangs

Die Grenzschicht eines Halbleiters kann als Plattenkondensator mit Dielektrikum ε_{HL} betrachtet werden. Es gilt dann für die Kapazität:

$$C = \frac{Q}{U_K} = \varepsilon_0 \varepsilon_{HL} \frac{A}{d}$$

Wobei U_K die gesamte über dem pn-Übergang abfallende Spannung und Q die Ladung eines dotierten Gebietes ist.

Bei der Schottky-Näherung zur Bestimmung der Dicke der Grenzschicht werden folgende Annahmen gemacht:

1. Die Fermi-Aufweichung der Ladungsträgerdichte am Übergang wird durch eine Stufe ersetzt.
2. Der Beitrag der freien Ladungsträger zum Potential ist vernachlässigbar.
3. Die Akzeptoren und Donatoren sind vollständig ionisiert.

Mit diesen Näherungen kann die Kapazität der Grenzschicht für den pn-Übergang mit der Sperrspannung U_S wie folgt berechnet werden:

$$C(U_S) = \frac{B}{\sqrt{U_{diff} + U_S}}$$

Die Konstante B enthält unter anderem die Dotierkonzentrationen N_A und N_D , die im symmetrischen Fall identisch sind.

In der Vorbereitungshilfe wird hergeleitet, dass die Differenz der Randpotentiale der n- und p-Gebiete der Potentialstufe U_{diff} entsprechen:

$$U_{diff} = \frac{eN_D}{2\varepsilon_0\varepsilon_{HL}}d_n^2 + \frac{eN_A}{2\varepsilon_0\varepsilon_{HL}}d_p^2$$

Liegt eine äußere Spannung U an, so ergibt sich im symmetrischen Fall, mit identischen Randschichtdicken $d_n = d_p = d$ und Dotierkonzentrationen $N_A = N_D = N$ folgende Vereinfachung:

$$d^2 = \frac{\varepsilon_0\varepsilon_{HL}}{eN}(U_{diff} - U)$$

Dies kann als Abstand der Kondensatorplatten interpretiert werden, womit sich für die Kapazität ergibt:

$$C = \varepsilon_0\varepsilon_{HL} \frac{A}{d} = \sqrt{\varepsilon_0\varepsilon_{HL}eN} \frac{A}{\sqrt{U_{diff} - U}} = \frac{B}{\sqrt{U_{diff} + U_S}}$$

Hierbei ist zu beachten, dass das Vorzeichen von U in Durchlassrichtung positiv und in Sperrrichtung negativ ist. Im Falle der Sperrspannung folglich: $U = -U_S$. Die Konstante B bestimmt sich zu $B = \sqrt{\varepsilon_0\varepsilon_{HL}eN}A$.

3 Experimenteller Aufbau

Zur Vorbereitung haben wir uns mit dem experimentellen Aufbau der Versuche laut Aufgabenblatt befasst. Sollten im Rahmen der Durchführung Abweichungen von der Aufgabenstellung aufgetreten sein, sind diese in Kapitel 4 beim zugehörigen Versuch erwähnt.

3.1 Aufgabe 1 - Kennlinien verschiedener Dioden

Wir messen punktweise die Strom-Spannungs-Kennlinien eines Se-Gleichrichters, einer Ge-Diode, einer Si-Diode und einer Si-Zenerdiode. Hierbei ist auf die stromrichtige (Spannungsmessgeräte über R und I) bzw. spannungsrichtige (Spannungsmessgerät nur über R) Schaltung der Messgeräte zu achten. Zum Schutz der Dioden wird ein Vorwiderstand von 220Ω zwischen Spannungsquelle und Diode geschaltet.

Während der Messung sind die Grenzwerte (siehe Aufgabenblatt) für die einzelnen Bauelemente zu beachten.

3.2 Aufgabe 2 - Temperaturabhängigkeit der Kennlinie verschiedener Zenerdioden

Wir messen für drei verschiedene Zenerdioden (ZD 39, ZD 52, ZD 82) die Durchlass-, Sperr- und Durchbruchkennlinien bei Raumtemperatur, 50°C und 80°C .

Es ist zu beachten, dass die Ströme für alle drei Dioden in Durchlass- und Sperrrichtung auf 10mA begrenzt werden.

3.3 Aufgabe 3 - Zenerdiode zur Spannungsstabilisierung

Wir messen die Kennlinie $U_A = f(U_E)$ einer Zenerdiode für 10 verschiedene Lastwiderstände. Dies führen wir für zwei unterschiedliche Schaltungen zur Spannungsstabilisierung durch.

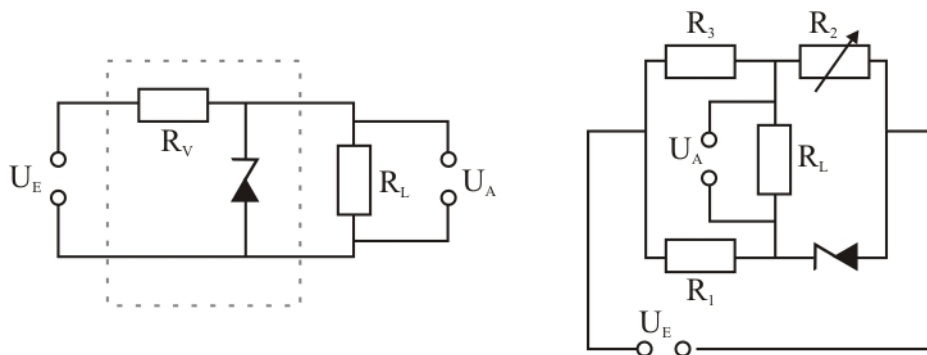


Abbildung 8: Einfache Schaltung und Brückenschaltung zur Spannungsstabilisierung

Beide Schaltungen erzeugen über dem Lastwiderstand eine konstante Ausgangsspannung, unabhängig von der Eingangsspannung. Durch eine geeignete Wahl der Zenerdiode, wobei vor allem auf einen konstanten differentiellen Widerstand der Zenerdiode zu achten ist, kann dieser Effekt verbessert werden.

3.4 Aufgabe 4 - Messung der Kapazität eines Se-Gleichrichters mittels Brückenschaltung

Wir messen die Kapazität eines Se-Gleichrichters in Abhängigkeit von der Sperrspannung mit Hilfe einer Brückenschaltung. Der Aufbau der Schaltung ist dem Aufgabenblatt zu entnehmen. Der Se-Gleichrichter bietet sich an, da er aufgrund der großen Fläche $A = 130\text{mm}^2$ eine in der Brückenschaltung gut messbare Sperrschichtkapazität besitzt.

Am Se-Gleichrichter (a,b) wird eine Gleichspannung angelegt und mit einer Wechselspannung bei (d,e) überlagert. Die Spannung, die über (f,g) abfällt, verschwindet wenn das Verhältnis der komplexen Widerstände (Impedanzen) zwischen (d,f) und (f,e) gleich dem Verhältnis zwischen (d,b) und (b,e) ist. Durch die Verwendung zweier 470Ω Widerstände ist das Verhältnis zwischen (d,f) und (f,e) konstant 1. Durch Einstellungen am Potentiometer und der Kapazitätsdekade kann die Spannung über (f,g) auf null reduziert werden.

Die an der Kapazitätsdekade eingestellte Kapazität entspricht dann der Gesamtkapazität aus der Kapazität der Schaltung und des Se-Gleichrichters. Durch geschicktes Auftragen, kann der Einfluss der Schaltungskapazität im Rahmen der Auswertung eliminiert werden.

Die Potentiometerschaltung zur Erzeugung der Sperrspannung sollte möglichst hochohmig gewählt werden, um den Stromdurchfluss zu minimieren und damit Erhitzung und eine hieraus resultierende Veränderung der Kapazität zu vermeiden.

3.5 Aufgabe 5 - Theoretische Konstruktion einer Si-Diode

Da es sich um theoretische Fragestellungen handelt, werden diese in der Versuchsauswertung, Kapitel 5.5, behandelt.

4 Versuchsdurchführung

4.1 Aufgabe 1 - Kennlinien verschiedener Dioden

Auf Anweisung des Tutors nahmen wir lediglich von drei der geforderten Dioden Strom-Spannungskennlinien auf: dem Se-Gleichrichter, der Si- und der Ge-Diode. Die in der eigentlichen Aufgabenstellung zusätzlich verlangte Zener-Diode sollte im nachfolgenden Versuch noch zur Genüge untersucht werden.

Punktweise nahmen wir für jede der drei Dioden die Strom- und Spannungswerte auf. Dabei untersuchten wir Durchlass- und Sperrrichtung separat jeweils bei strom- und spannungsrichtiger Schaltung der Messgeräte. Wir begrenzten die maximale Sperrspannung auf 10V, belasteten die Dioden auf Geheiß des Tutors jedoch mit vom Aufgabenblatt abweichenden maximalen Durchlassströmen. Diese betragen für den Se-Gleichrichter und die Si-Diode 50mA, während die Ge-Diode auf 15mA beschränkt wurde.

4.2 Aufgabe 2 - Temperaturabhängigkeit der Kennlinie verschiedener Zenerdioden

Nun widmeten wir uns der während der ersten Aufgabe vernachlässigten Zenerdiode. Mit Hilfe des Rechners nahmen wir von drei Modellen (ZD 39, ZD 52 und ZD 82) die Strom-Spannungskennlinien auf. Die Messung wurde entgegen der Aufgabenstellung jeweils bei Raumtemperatur (23°), 40° , 60° , 80° und 100°C durchgeführt. Wir verwendeten dabei zum Schutz der Dioden einen Vorwiderstand von 220Ω . Dem PC-gesteuerten Messprogramm gaben wir die Spannungsgrenzwerte -14V bis $+5\text{V}$, bei 100 Messpunkten im Abstand von 10ms vor.

4.3 Aufgabe 3 - Zenerdiode zur Spannungsstabilisierung

Um die spannungsstabilisierenden Eigenschaften der Zenerdiode zu untersuchen testeten wir zwei unterschiedliche Schaltungen. Zum Einen die eingangs beschriebene einfache Stabilisierungsschaltung. An Stelle der eigentlich vorgesehenen Brückenschaltung wurde uns vom Tutor eine Schaltung mit Zener-Diode und Transistor ausgehändigt.

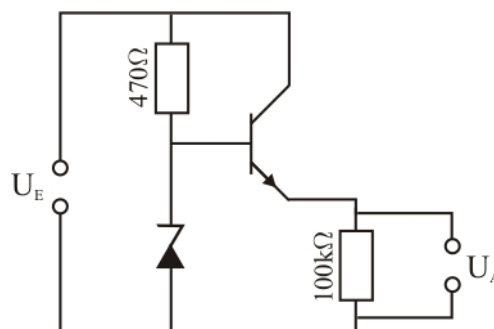


Abbildung 9: Transistorschaltung zur Spannungsstabilisierung

Dabei wird der Transistor so geschaltet, dass die Diodespannung über Basis und Emitter abfällt. Die Schaltung hat den Vorteil, dass die Belastung der Diode um den Verstärkungsfaktor des Transistors abnimmt. Es fließt ein geringerer Strom und die Diode wird geschont. Gleichzeitig

verhindert der Transistor, dass sich die Schwankungen des Laststromes auf die Diodenspannung auswirken und sorgt so für eine weitere Spannungsstabilisierung.

Für beide Schaltungen haben wir die Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannung gemessen. Wir führten die Messung mit unbelastetem Ausgang durch und wiederholten sie für 10 verschiedene Lastwiderstände. Diese wurden von uns vorher mit dem Multimeter ausgemessen und hatten folgende Werte:

$$\begin{aligned}R_1 &= 220\Omega & R_6 &= 560\Omega \\R_2 &= 270\Omega & R_7 &= 680\Omega \\R_3 &= 330\Omega & R_8 &= 823\Omega \\R_4 &= 390\Omega & R_9 &= 1195\Omega \\R_5 &= 470\Omega & R_{10} &= 2220\Omega\end{aligned}$$

Wiederum gaben wir dem Messprogramm 100 Messpunkte im Abstand von 10ms vor und ließen die Spannung von 0V bis 15V variieren.

4.4 Aufgabe 4 - Messung der Kapazität eines Se-Gleichrichters mittels Brückenschaltung

Für die Kapazitätsmessung bauten wir die Brückenschaltung wie beschrieben auf. Verwendeten jedoch statt der Potentiometerschaltung am Eingang einen festen Widerstand von $220k\Omega$. Nachdem die Schaltung durch den Tutor justiert war, konnten wir die Messungen durchführen. Wir gaben mit Hilfe des Rechners Sperrspannungswerte zwischen 0V und 10V vor. Dabei durfte die Diodenspannung nicht über 4,5V ansteigen. Der Rechner zeigte uns den Wert der Brückenspannung, die von uns mit Hilfe der Potentiometer und Kapazitätsdekade so geregelt wurde, dass sie nicht mehr als $5 \cdot 10^{-10}V$ betrug. Wir konnten dann den Kapazitätswert aus der Einstellung an der Dekade ablesen.

4.5 Aufgabe 5 - Theoretische Konstruktion einer Si-Diode

Da es sich um theoretische Fragestellungen handelt, werden diese in der Versuchsauswertung, Kapitel 5.5, behandelt.

5 Versuchsauswertung

Im Rahmen der Versuchsauswertung wurde, soweit nichts anderes erwähnt, ROOT¹ zur Fehlerrechnung und grafischen Darstellung der Messergebnisse verwendet.

Von einer Wiedergabe der Messwerte im Protokoll sehen wir aus Gründen der Übersichtlichkeit ab. Sie finden sich im Messprotokoll und auf dem Praktikumsrechner.

5.1 Aufgabe 1 - Kennlinien verschiedener Dioden

Bei unseren Messungen ergaben sich folgende Kennlinien für die drei Dioden in Durchlassrichtung (Abb. 10), jeweils für spannungsrichtige (blau) und stromrichtige (rot) Messung. Im Diagramm sind die unterschiedlichen Schwellspannungen der Dioden gut zu erkennen. Die Ge-Diode hat eine niedrigere Schwellspannung als die anderen Dioden. Es fällt auf, dass der Anstieg des Stromes beim Se-Gleichrichter weitaus flacher verläuft, als bei den anderen beiden Dioden.

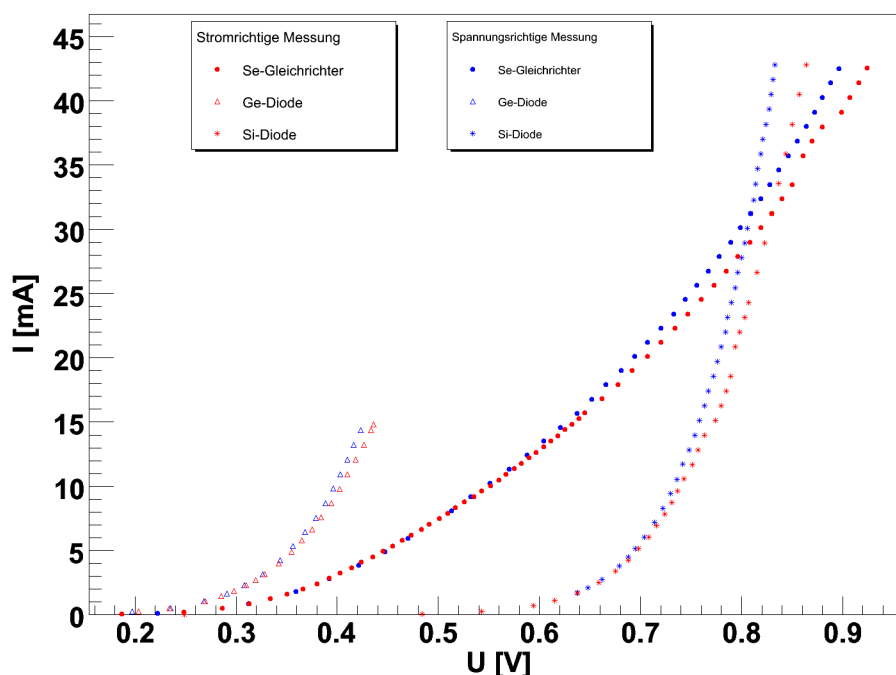


Abbildung 10: Kennlinien in Durchlassrichtung, spannungs- und stromrichtig gemessen

In Sperrichtung (Abb. 11) ergaben unsere Messungen folgendes Verhalten. Die Si-Diode lässt über den gesamten Messbereich quasi keinen Strom fließen, während die Ge-Diode einen minimalen Anstieg im μA -Bereich aufweist. Der Se-Gleichrichter lässt im Vergleich dazu selbst in Sperrichtung noch einen Strom von bis zu 0,1mA zu.

¹<http://root.cern.ch>

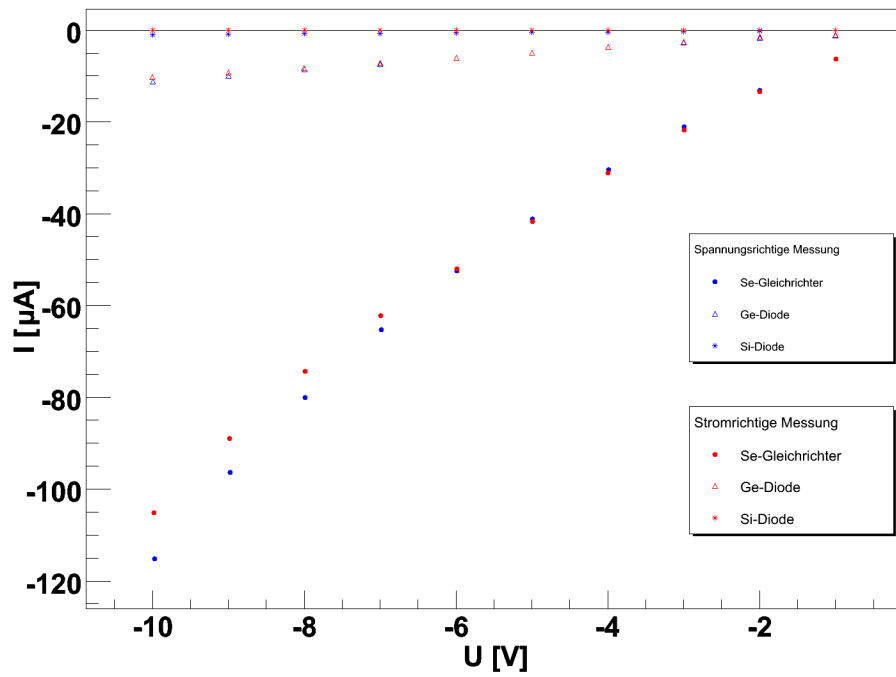


Abbildung 11: Kennlinien in Sperrichtung, spannungs- und stromrichtig gemessen

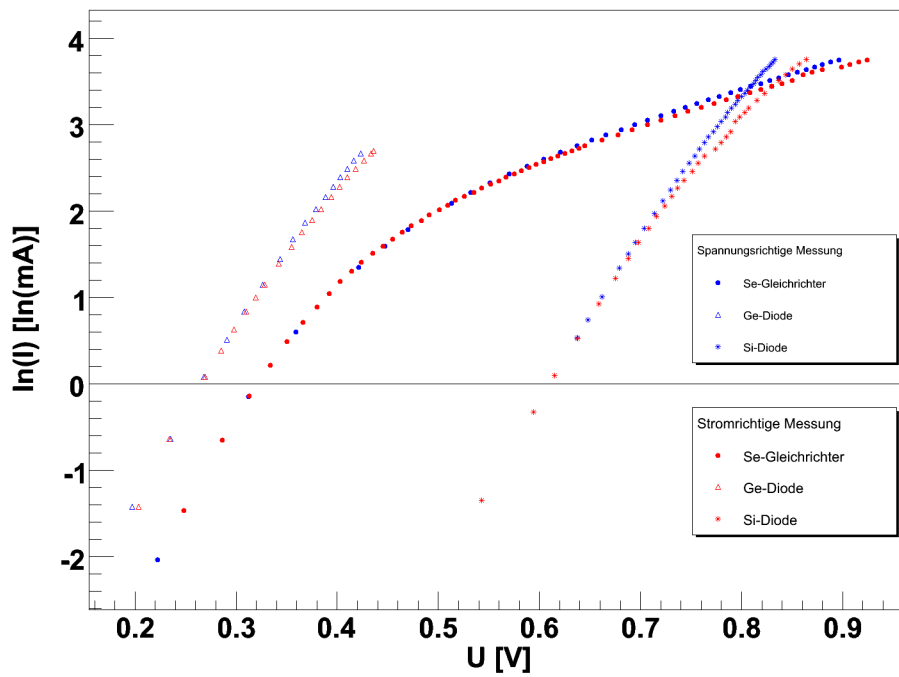


Abbildung 12: logarithmische Kennlinien in Durchlassrichtung

Wie eingangs beschrieben folgen die Kennlinien einem exponentiellen Gesetz (1). Daher erwarten wir bei einer logarithmischen Auftragung (Abb. 12) einen linearen Zusammenhang, gemäß:

$$\ln I = \ln I_S + \ln \left(e^{\frac{eU}{k_b T}} - 1 \right)$$

Wie zu erkennen ist, folgen die Ge- und Si-Diode dem linearen Zusammenhang, während der Se-Gleichrichter deutlich davon abweicht. Diese Abweichung rührt daher, dass der Se-Gleichrichter das im Rahmen dieses Versuchs älteste Bauteil ist. Die Halbleitertechnologie hat inzwischen deutliche Fortschritte gemacht, wie sich am Verhalten der Si-Diode erkennen lässt. Diese erfüllt während des Versuchs stets die theoretischen Erwartungen, gefolgt von der Ge-Diode, die nur leicht abwich.

5.2 Aufgabe 2 - Temperaturabhängigkeit der Kennlinie verschiedener Zenerdioden

Die von uns aufgenommenen temperaturabhängigen Kennlinien der Zenerdioden ZD 39, ZD 52 und ZD 82 sind in den folgenden drei Diagrammen wiedergegeben (Abb. 13-15). Es ist gut erkennen, wie sich Durchbruch- und Schwellspannung mit der Temperatur ändern. Für alle Dioden zeigte sich, dass die Schwellspannung mit der Temperatur zunimmt. Die Dioden werden also in Durchlassrichtung umso früher leitend, je heißer sie sind. In Sperrichtung zeigte sich jedoch ein unterschiedliches Verhalten. Für die Diode ZD 82 nimmt die Durchbruchspannung zu. Sie bricht also erst später durch, während die Dioden ZD 39 und ZD 52 sich genau gegenteilig verhalten. Je höher die Temperatur ist, desto früher brechen sie durch. Ihre Durchbruchspannung nimmt mit der Temperatur ab.

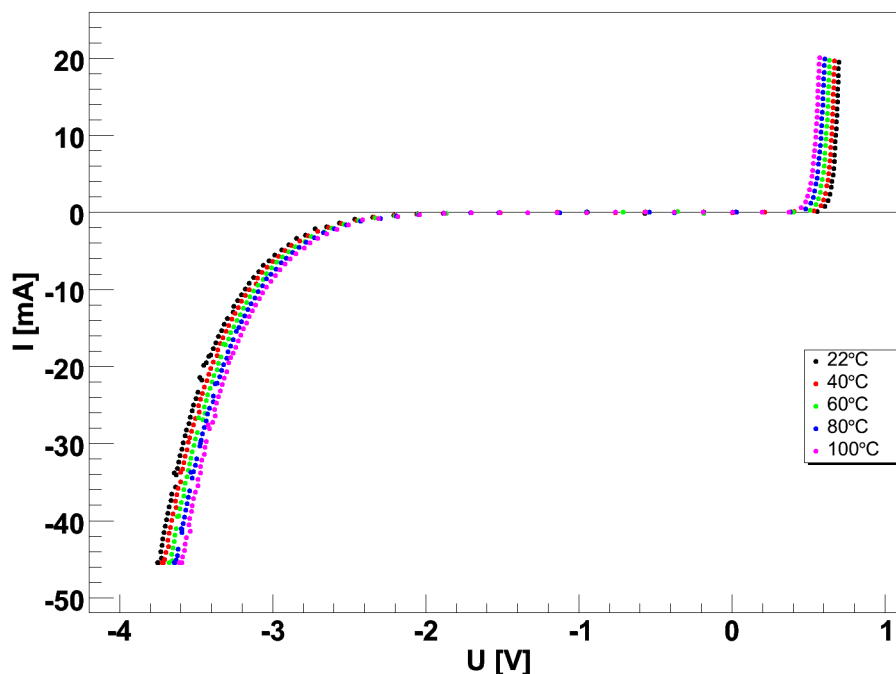


Abbildung 13: Temperaturabhängige Kennlinie der Diode ZD 39

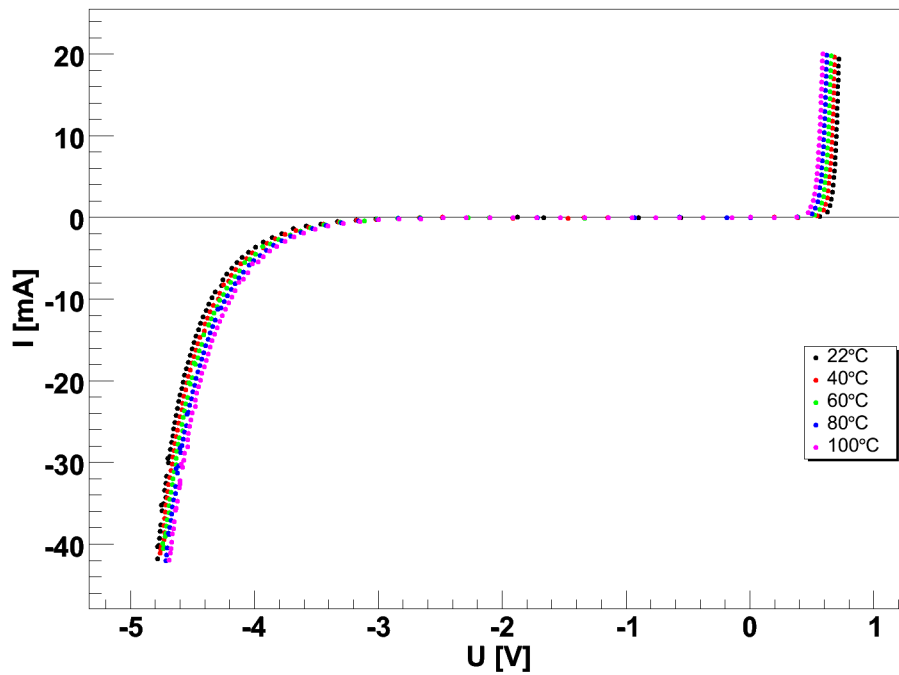


Abbildung 14: Temperaturabhängige Kennlinie der Diode ZD 52

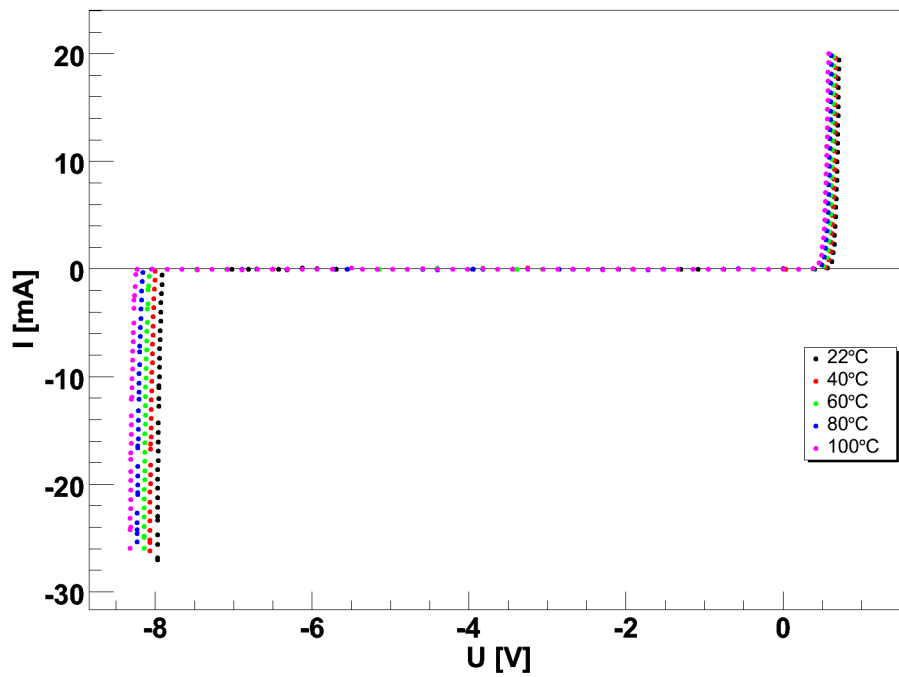


Abbildung 15: Temperaturabhängige Kennlinie der Diode ZD 82

Betrachtet man die Spannung im Durchbruchbereich für einen festen Stromwert, so lassen sich die Temperaturkoeffizienten der Dioden bestimmen. Wir wählten als Betrachtungspunkt die Spannungen bei einem Durchbruchstrom von -10mA . Um die dazu gehörigen Spannungen zu ermitteln, parametrisierten wir im Intervall von -15mA bis -5mA die Kurven jeweils durch ein Polynom dritten Grades. Dieses erlaubte eine quasi exakte Wiedergabe des Kurvenverlaufes. Hieraus konnten wir für jede Kurve den zu -10mA gehörenden Spannungswert berechnen.

In Abbildung 16 sind diese Werte in Abhängigkeit der Temperatur aufgetragen. Sie zeigen einen linearen Zusammenhang. Die Steigung $\frac{dU_B}{dT}$ dieser Kurven gibt den Temperaturkoeffizienten wieder. Die von uns errechneten Werte finden sich in der Legende angegeben. Sie bestätigen, was man bereits anhand des Diagrammes hat erkennen können: Die Durchbruchspannungen der Dioden ZD 39 und ZD 52 nehmen mit der Temperatur ab, während die der Diode ZD 82 zunimmt. Dementsprechend ist auch ihr Temperaturkoeffizient negativ. Daraus lässt sich schließen, dass der Durchbruch der Diode ZD 82 überwiegend auf dem Tunneleffekt beruht. Denn dieser nimmt mit der Temperatur zu. Die Dioden ZD 39 und ZD 52 dagegen, hängen stärker vom Avalanche-Effekt ab. Dieser nimmt mit der Temperatur ab, da dann die mittlere freie Weglänge der Elektronen abnimmt.

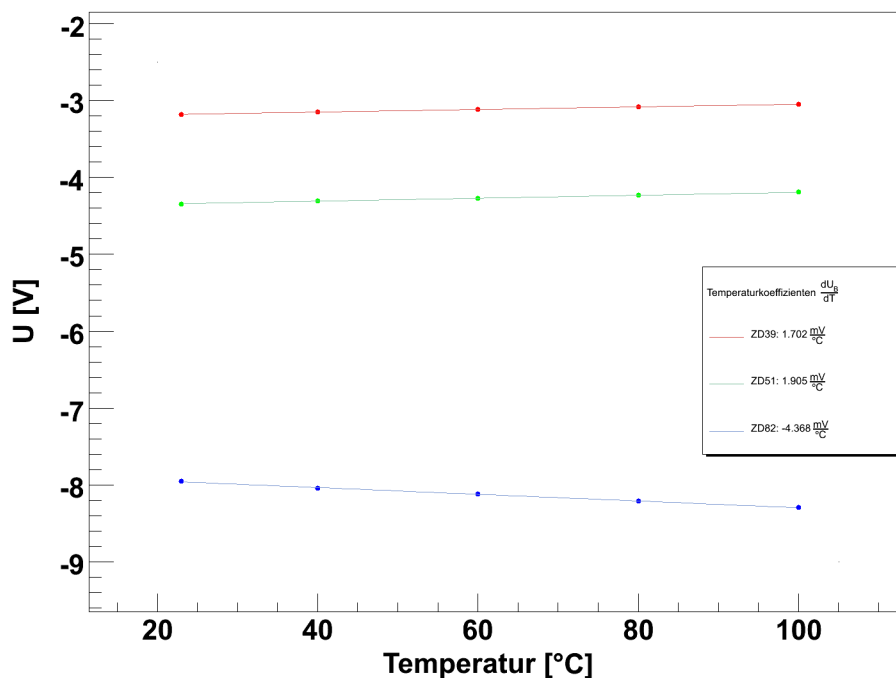


Abbildung 16: Temperaturabhängige Durchbruchspannung bei festem Strom von -10mA

Eine Fehlerbetrachtung ist an dieser Stelle nur bedingt möglich, da für alle Temperaturkoeffizienten der Fehler gleichermaßen $\sigma_{\frac{dU_B}{dT}} = 16,293 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$ beträgt. Dies ist nicht verwunderlich, wenn man die der Parametrisierung zugrundeliegenden Formeln genauer betrachtet. Insbesondere die Tatsache, dass für alle drei Parametrisierungen die selben Stützstellen verwendet wurden. Die Größenordnung des Fehlers ist ebenfalls nicht verwunderlich, da aus nur 5 Messpunkten die Steigung einer fast waagrechten Gerade ermittelt wurde.

5.3 Aufgabe 3 - Zenerdiode zur Spannungsstabilisierung

Die Abbildungen 17 und 18 zeigen den von uns gemessenen Kennlinienverlauf der beiden Schaltungen für die verschiedenen Lastwiderstände. Man sieht deutlich wie für beide Schaltungen die Stabilisierung mit dem Widerstand zunimmt. Allerdings zeigt sich auch, dass die Transistorschaltung eine weitaus bessere Spannungsstabilisierung liefert. Ab etwa 8V liefert sie eine praktisch konstante Ausgangsspannung, nahezu unabhängig vom Lastwiderstand. Die einfache Schaltung leistet dies auch, jedoch muss dann der Lastwiderstand größer als $1k\Omega$ sein. Bei kleineren Lastwiderständen braucht die Schaltung deutlich länger, bis sie in einen stabilen Bereich gelangt.

Als Nebeneffekt fällt auf, dass die Kennlinie der Transistorschaltung erst ab etwa 1V ansteigt. Vorher ist die Ausgangsspannung gleich 0. Diese Verzögerung wird durch den Transistor verursacht. Dieser benötigt eine gewisse Betriebsspannung um korrekt arbeiten zu können.

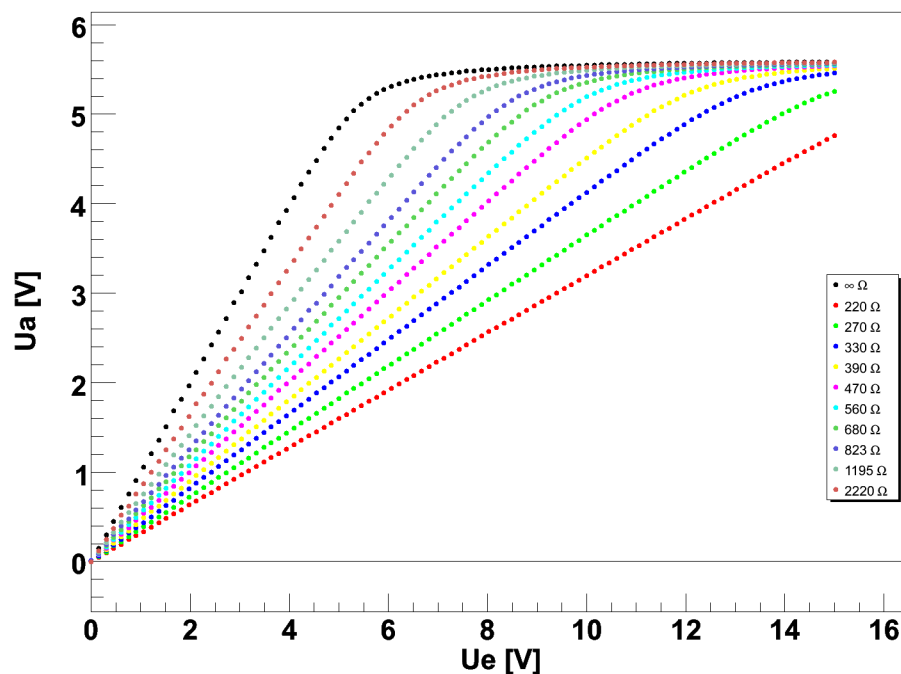


Abbildung 17: Spannungsstabilisierung mit der einfachen Schaltung

Den Unterschied der beiden Schaltungen sieht man nochmals besonders deutlich, wenn man die Ausgangsspannung für eine feste Eingangsspannung gegen den Lastwiderstand aufträgt. Abbildung 19 zeigt beide Schaltungen im Vergleich bei einer Eingangsspannung von $U_E = 10V$. Während die Transistorschaltung quasi eine konstante Ausgangsspannung liefert, ist dies für die einfache Schaltung erst ab einem Widerstand von $1k\Omega$ der Fall.

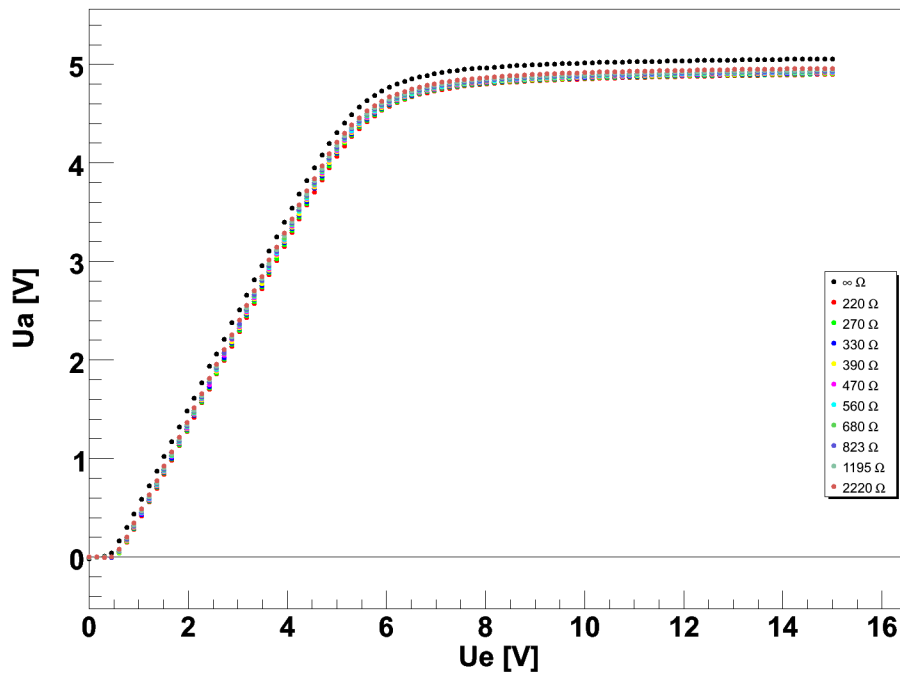


Abbildung 18: Spannungstabilisierung mit der Transistorsschaltung

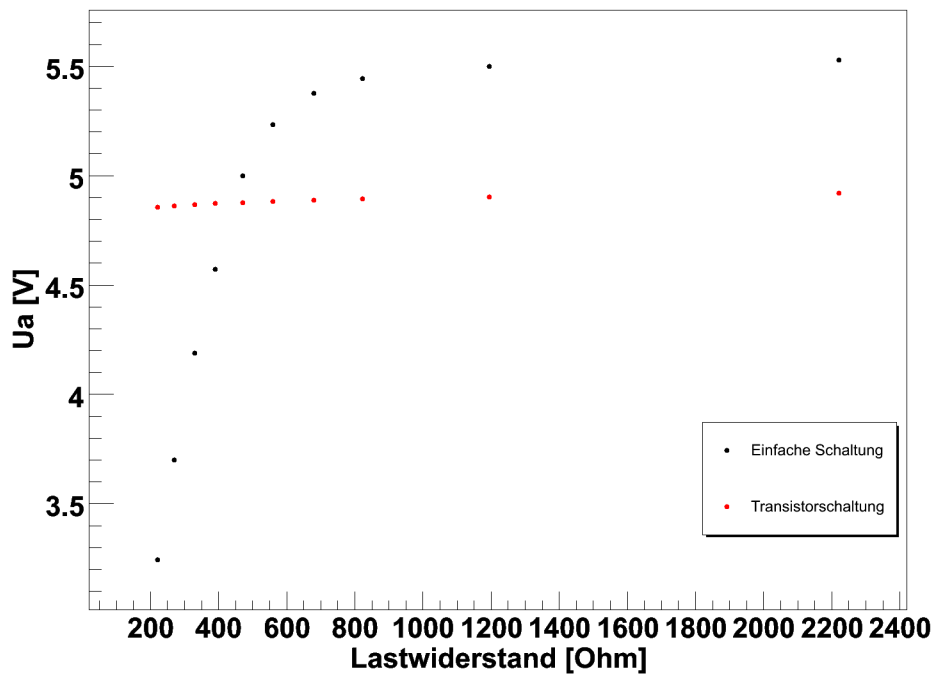


Abbildung 19: Ausgangsspannung in Abhängigkeit des Lastwiderstands

5.4 Aufgabe 4 - Messung der Kapazität eines Se-Gleichrichters mittels Brückenschaltung

Als Ergebnis unserer Messung erhalten wir eine Kapazität, die sich zusammensetzt aus der Kapazität der Diode und der der Schaltung an sich. Letztere wollen wir jedoch nicht berücksichtigen daher soll sie aus den Messdaten eliminiert werden. Es gilt unter Verwendung der eingangs hergeleiteten Beziehung:

$$C_{Ges} = C_{Schaltung} + C_{Diode} = C_{Schaltung} + \frac{B}{\sqrt{U_{diff} + U_S}}$$

Wir tragen dementsprechend unsere gemessene Kapazität C_{Ges} gegen die Wurzel aus dem Kehrwert der Spannung $\frac{1}{U}$ auf (Abb. 20). Gemäß der Beziehung ergibt sich dann die Kapazität der Schaltung $C_{Schaltung}$ als Y-Achsenabschnitt einer linearen Regression.

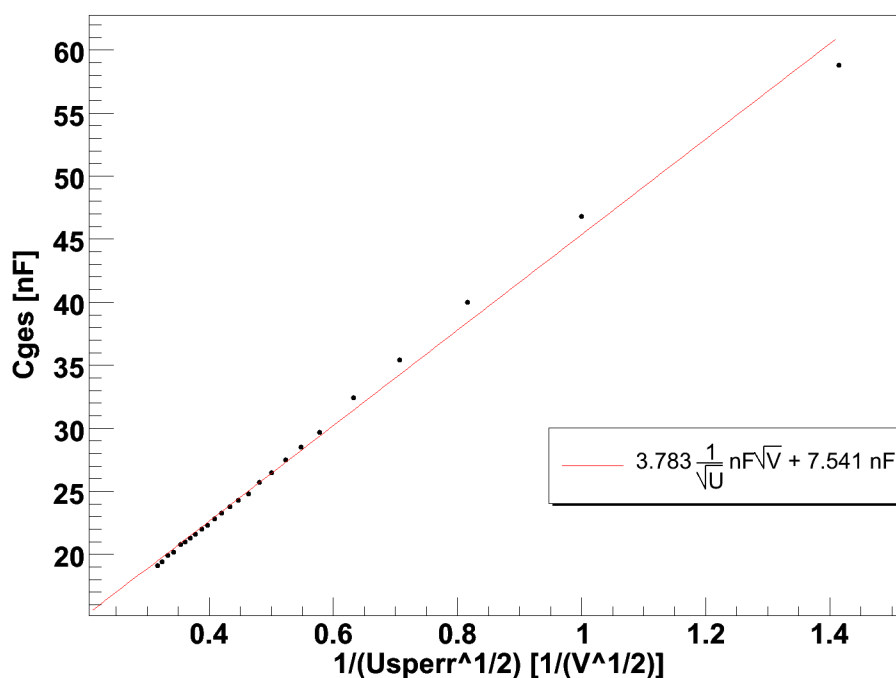


Abbildung 20: Gesamtkapazität gegen Wurzel aus dem Spannungskehrwert

Wir erhalten $C_{Schaltung} = 7,541nF \pm 0,469nF$. Diesen Wert ziehen wir von unseren gemessenen Kapazitätswerten ab und erhalten Messwerte, die sich allein auf die Diode beziehen. Diese besitzen den selben Fehler $\sigma_{C_{Diode}} = 0,469nF$ wie die Schaltung, da sich gemäß Fehlerfortpflanzung in einer Summe bzw. Differenz die Varianzen addieren. Für diese Werte gilt:

$$C_{Diode} = \frac{B}{\sqrt{U_{diff} + U_S}} = A\sqrt{\varepsilon_0\varepsilon_{HLe}N} \frac{1}{\sqrt{U_{diff} + U_S}}$$

Diese Beziehung für die Diodenkapazität lässt sich umformen zu:

$$\frac{1}{C_{Diode}^2} = \frac{1}{A^2\varepsilon_0\varepsilon_{HLe}N} U_S + \frac{U_{diff}}{A^2\varepsilon_0\varepsilon_{HLe}N}$$

was wiederum einer Geradengleichung entspricht. Wir tragen also den quadratischen Kehrwert der Diodenkapazität $\frac{1}{C_{Diode}^2}$ gegen die angelegte Sperrspannung U_S auf (Abb. 21). Hierbei ergeben sich fortgepflanzte Fehler $\sigma_{\frac{1}{C_{Diode}^2}}$, die aus der Transformation $C_{Diode} \rightarrow \frac{1}{C_{Diode}^2}$ folgen und durch die Fehlerbalken dargestellt sind.

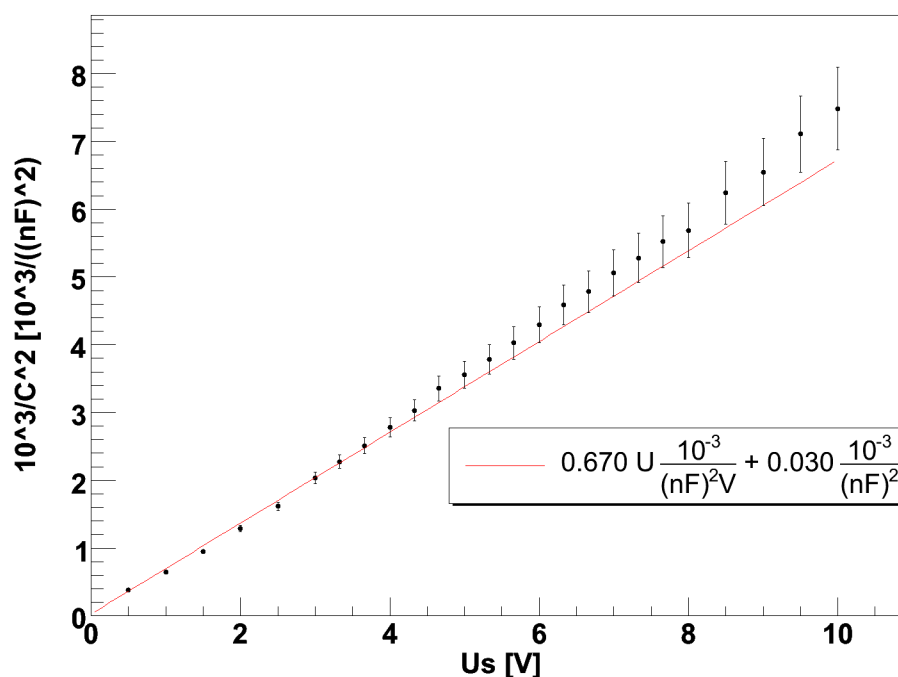


Abbildung 21: Quadratischer Kehrwert der Diodenkapazität gegen Sperrspannung

Aus der linearen Regression gewinnen wir dann über den Y-Achsenabschnitt b die Höhe der Potentialstufe U_{diff} und über die Steigung a die Dotierkonzentration N . Nach einsetzen der Dielektrizitätskonstanten ϵ_0 , der Elementarladung e , sowie den Größen $\epsilon_{HL} = 6,6$ und $A = 130\text{mm}^2$ aus der Aufgabenstellung, ergibt sich:

$$N = \frac{1}{A^2 \epsilon_0 \epsilon_{HL} e a} = 9,437 \cdot 10^{21} \frac{1}{\text{m}^3} \pm 0,128 \cdot 10^{21} \frac{1}{\text{m}^3}$$

$$U_{diff} = b \cdot A^2 \epsilon_0 \epsilon_{HL} e N = \frac{b}{a} = 44,283\text{mV} \pm 14,178\text{mV}$$

Der Fehler der Dotierkonzentration $\sigma_N = 0,128 \cdot 10^{21} \frac{1}{\text{m}^3}$ ergibt sich hierbei aus der Fehlerfortpflanzung von $\sigma_a = 9,058 \cdot 10^{-3} \frac{10^{-3}}{(\text{nF})^2 \text{V}}$. Da die Fehler von Steigung σ_a und Y-Achsenabschnitt $\sigma_b = 9,095 \cdot 10^{-3} \frac{10^{-3}}{(\text{nF})^2}$ korreliert sind, erhalten wir den Fehler der Diffusionsspannung $\sigma_{U_{diff}} = 14,178\text{mV}$ anhand einer Größtfehlerabschätzung.

Die Kapazität der Diode ist im allgemeinen ein unerwünschter Effekt, da sie die Schaltzeit der Diode erhöht. Es gibt jedoch Anwendungen, wo insbesondere die Spannungsabhängigkeit der Diodenkapazität ausgenutzt wird. Solche sog. Kapazitätsdioden finden in Schwingkreisen (Radio, Funk, Fernsehen) Anwendung und dienen dort der Frequenzmodulation.

5.5 Aufgabe 5 - Theoretische Konstruktion einer Si-Diode

Wie würden Sie eine Si-Diode aufbauen, die...

...eine möglichst große Durchbruchspannung in Sperrrichtung hat?

Es sollte eine schwache Dotierung verwendet werden, da dadurch das innere elektrische Feld klein wird. Damit ist eine höhere äußere Spannung notwendig ehe es zum Durchbruch kommt.

...eine möglichst kleine Sperrschichtkapazität hat?

Analog zum Plattenkondensator sollte bei der Herstellung auf eine kleine Querschnittsfläche geachtet werden. Außerdem sollte eine schwache Dotierung verwendet werden um die Dicke der Grenzschicht zu maximieren.

...eine möglichst große Sperrschichtkapazität hat?

Analog zum Plattenkondensator sollte bei der Herstellung auf eine große Querschnittsfläche geachtet werden. Außerdem sollte eine starke Dotierung verwendet werden um die Dicke der Grenzschicht zu minimieren.

Wie könnte man erreichen, dass die Sperrschichtkapazität nicht wurzelförmig mit zunehmender Sperrspannung abnimmt, sondern linear?

Trotz intensiver Überlegungen ist uns kein Verfahren eingefallen, dass den gewünschten Effekt zur Folge hätte.