

3 Optische Signal- und Energieübertragung

In diesem Kapitel werden die Modelle der Komponenten, die bei einer optischen Signal- und Energieübertragung verwendet werden, vorgestellt. Weiterhin werden relevante Simulationstechniken behandelt. Dies ist zum einen die Schaltungsanalyse zum rechnergestützten Schaltungsentwurf, zum anderen die Strahlverfolgung (ray-tracing) zur optischen Simulation.

Das Kapitel ist in drei Abschnitte aufgeteilt, in denen die Signalübertragung (Abschnitt 3.1), die Energieübertragung (Abschnitt 3.2) und die simultane Signal- und Energieübertragung (Abschnitt 3.3) behandelt werden. In den Abschnitten werden jeweils die für die optische Übertragung relevanten Eigenschaften von Sender, Übertragungsmedium und Empfänger näher beschrieben. Dabei werden die Grundlagen und Methoden vorgestellt, die bei der Realisierung einer optischen Signal- und Energieübertragungsstrecke angewendet wurden (siehe Kapitel 5).

3.1 Signalübertragung

In diesem Abschnitt werden die Eigenschaften der für die optische Signalübertragung relevanten Komponenten näher erläutert.

3.1.1 Sender

Der Sender einer optischen Signalübertragungsstrecke besteht aus einem Modulator und einer Lichtquelle. Der Modulator überträgt die zu übertragende Signalfolge, z.B. durch Modulation des Versorgungsstroms, auf den zeitlichen Verlauf der optischen Ausgangsleistung der Lichtquelle. Da im Rahmen dieser Arbeit nur sehr niedrige Signalübertragungsraten (< 1 MHz) angestrebt wurden, kam die direkte Modulation zur Anwendung, deren Grundlagen im weiteren näher vorgestellt werden. Der prinzipielle Aufbau eines elektro-optischen Senders mit direkter Modulation der Lichtquelle durch eine Senderschaltung ist in Abb. 3.1

dargestellt. Der Modulator ist in diesem Fall in einer elektronischen Schaltung, der Senderschaltung, enthalten.

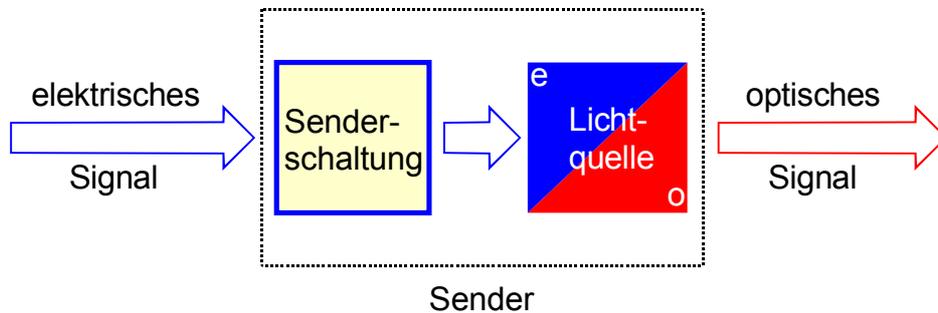


Abbildung 3.1: Prinzipieller Aufbau eines elektro-optischen Senders mit direkter Modulation der Lichtquelle durch eine Senderschaltung.

Im weiteren wird ein Modell für eine Senderschaltung vorgestellt, die mit direkter Modulation des Speisestroms einer Laserdiode, die hier als Lichtquelle verwendet wird, arbeitet.

Die Aufgabe der Senderschaltung besteht darin, die Laserdiode so anzusteuern, dass die zu übertragenden Daten, in eine optische Form umgewandelt, abgestrahlt werden. Die Schaltung, dessen Blockschaltbild in Abb. 3.2 dargestellt ist, besteht neben einem Codierer aus den beiden Hauptbestandteilen, dem Vorstromregler und dem Modulator:

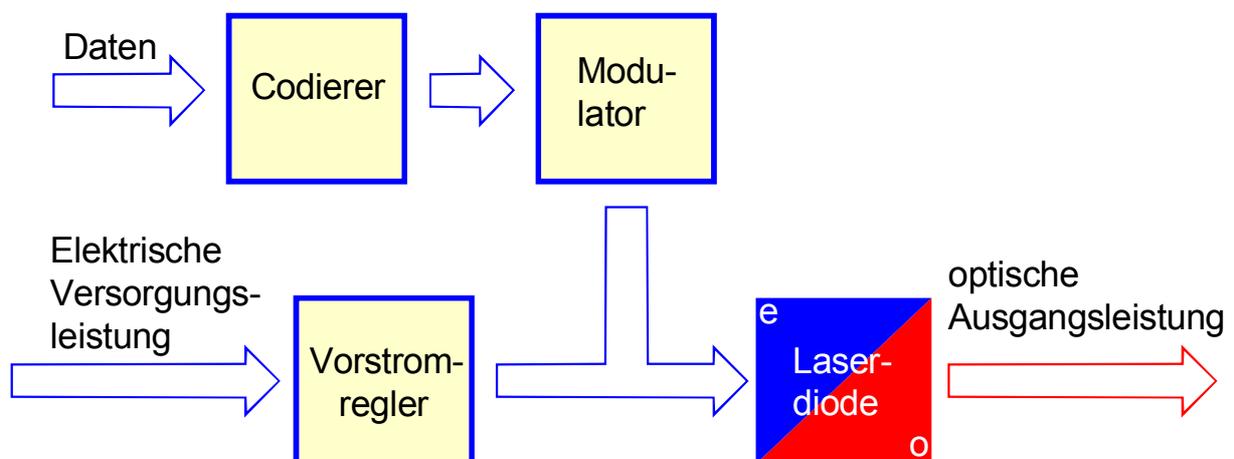


Abbildung 3.2: Blockschaltbild einer Senderschaltung mit direkter Modulation einer Laserdiode.

- Mit dem Vorstromregler wird der Strom, der durch die Laserdiode fließt, eingestellt. Damit wird die von der Laserdiode abgestrahlte optische Leistung geregelt.
- Der Modulator moduliert den vom Vorstromregler vorgegebenen Strom mit den zu übertragenden Signalen und überträgt diese so auf die Laserdiode. Bei der digitalen Signalübertragung gibt es dabei in den meisten Fällen zwei Pegel: Der 'high'-Pegel wird durch die Höhe des Vorstroms definiert, der 'low'-Pegel ist das Stromniveau, wenn der Modulator sperrt.

Der nächste Schritt bei der Schaltungsentwicklung ist die Umsetzung des Blockschaltbildes in einen Schaltplan. Ein wichtiges Hilfsmittel ist hierbei die Simulation der Schaltung. Anfang der siebziger Jahre wurde dafür an der Universität von Kalifornien in Berkeley ein Simulationsprogramm zur Netzwerkanalyse entwickelt: SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). Hiermit lassen sich aktive und passive Schaltungen simulieren. Die in den Schaltungen enthaltenen Bauteile werden dabei über sogenannte Kenngrößen erfasst. Bei passiven Bauteilen wie z. B. Widerständen und Kondensatoren sind dies die Bauteilgrößen, hier also Widerstand bzw. Kapazität. Um aktive Bauteile, wie Transistoren quantitativ zu erfassen, wurden entsprechende Modelle entwickelt [75]. Die Funktionsweise der Simulation elektronischer Schaltungen sowie die Grundprinzipien von SPICE sind ausführlich in [76-78] beschrieben.

Um sämtliche Eigenschaften der simulierten Schaltung zu erfassen, gibt es mehrere Analyseverfahren:

- Frequenzanalyse (ac sweep): Hierbei wird das Verhalten der Schaltung für den Fall einer sinusförmigen Eingangsspannung in einem vorgegebenen Frequenzintervall untersucht.
- Gleichspannungsanalyse (dc sweep): Bei diesem Analyseverfahren ist die Eingangsspannung eine Gleichspannung, deren Höhe variiert wird.

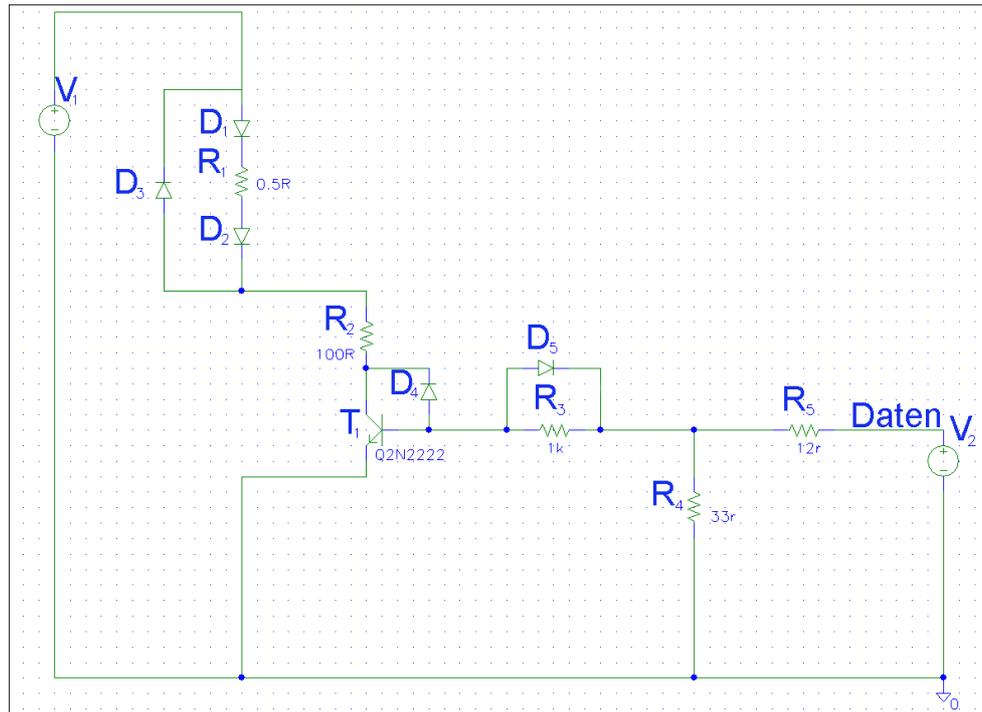
- Zeitverhalten (transient): Hier wird das Verhalten der Schaltung bei der Vorgabe einer Eingangsspannung mit beliebigem zeitlichen Verlauf analysiert.

Das letzte Verfahren ist besonders interessant für die Signalübertragung, da der Einfluss der Senderschaltung auf das zu übertragende Signal untersucht werden kann.

Die in diesem Abschnitt dargestellten Simulationen wurden mit PSpice, der PC-Version von SPICE durchgeführt. Verwendet wurde das Programmpaket Design Center (Firma MicroSim). Dieses enthält neben dem reinen Simulationsprogramm PSpice eine Oberfläche zur Eingabe der elektronischen Schaltungen ('Schematics'), eine Oszilloskopsimulation zur Ausgabe der Simulationsergebnisse ('Probe') sowie weiteres Zubehör, z.B. Bauteilbibliotheken [76].

In Abb. 3.3 ist das Ergebnis der schaltungstechnischen Entwicklung einer Senderschaltung für den Sender einer optischen Signalübertragung dargestellt [71]. Abb. 3.3(a) zeigt den Schaltplan in der Darstellung des Programms 'Schematics', Abb. 3.3(b) die Ergebnisse einer Simulation dieser Schaltung (Zeitverhalten) für die Signalübertragung bei einer Übertragungsrate von 200 kbit/s. Diagramm (1) in der Abb. 3.3(b) zeigt das zu übertragende Signal, wie es als Spannung am Dateneingang vorliegt (Spannungsquelle V2 in der Simulation), Diagramm (2) stellt den Strom durch die Ersatzschaltung der Laserdiode (Simulierter Strom durch den Widerstand R_1) dar.

(a)



(b)



Abbildung 3.3: (a) Schaltplan einer Senderschaltung für die optische Signalübertragung mit direkter Modulation der Laserdiode (Ausgabe von 'Schematics'); (b) Simulationsergebnis: Analyse des Zeitverhaltens dieser Schaltung für den Fall einer Modulation der Laserdiode mit einem Rechtecksignal der Frequenz 200 kHz (entspricht einer Übertragungsrate von 200 kbit/s). Diagramm (1): Zeitlicher Verlauf der Spannung am Dateneingang. Diagramm (2): Zeitlicher Verlauf des Stroms durch die Ersatzschaltung der Laserdiode.

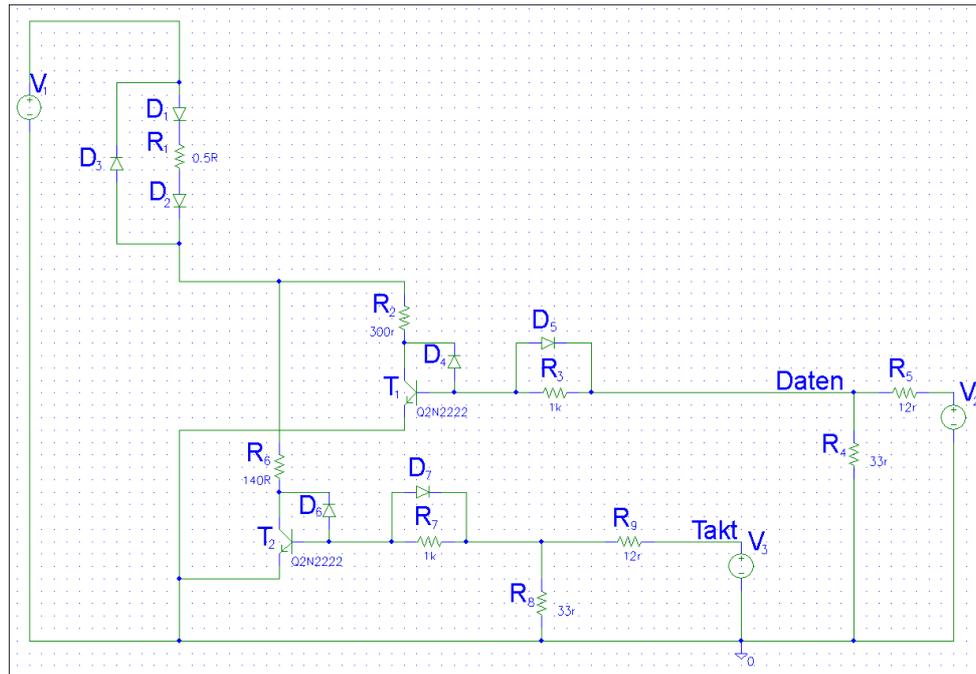
Im weiteren sollen die Funktionen der einzelnen Schaltungsteile näher erläutert werden:

Die beiden Dioden D_1 und D_2 bilden zusammen mit dem Widerstand R_1 eine Ersatzschaltung der Laserdiode [71,79]. Die Diode D_3 mit einer zu der Laserdiode entgegengesetzten Durchlassrichtung, schützt diese vor zu hohen Sperrströmen. Die Spannungsquelle V_1 liefert die notwendige Leistung zum Betrieb der Laserdiode. Der Widerstand R_2 ist so ausgewählt, dass die Laserdiode bei einem 'high'-Signal des Modulationssignals (sehr geringer Widerstand des Transistors T_1) mit Ihrem Nennstrom betrieben wird.

Das zentrale Element der Schaltung ist der Transistor T_1 . Mit diesem wird der Betriebsstrom der Laserdiode in Abhängigkeit von der Form der am Dateneingang ankommenden Signale moduliert. Der bei dieser Simulation verwendete Transistortyp 2N2222 ist laut Datenblatt für die hier angestrebten Signalübertragungsraten (< 1 MHz) geeignet. Die Diode D_4 wird als Klemmdiode bezeichnet und verhindert bei Bipolartransistoren eine Übersättigung des Transistors [80]. Über den Widerstand R_3 wird die Größe der Basisstromstärke zur Ansteuerung des Transistors eingestellt. Die zu diesem Widerstand parallel geschaltete Diode D_5 dient zur Erhöhung der Flankensteilheit des modulierten Betriebsstroms der Laserdiode [71]. Mit Hilfe der Widerstände R_4 und R_5 wird der Eingangswiderstand der Schaltung auf etwa 50Ω eingestellt, um Signale über eine Standard-Koaxialleitung reflexionsfrei in die Modulationsschaltung einkoppeln zu können. Die Daten werden in der Simulation durch eine programmierbare Spannungsquelle V_2 erzeugt.

Soll bei einer Digitalübertragung der Takt nicht aus dem Signal rekonstruiert, sondern mit den Daten übertragen werden (siehe Abschnitt 2.3), kann dies auf verschiedene Arten geschehen. Es kann in einem Multiplexverfahren ein separater Kanal zur Taktübertragung genutzt werden, oder dem Takt wird ein separater Zustand neben den Zuständen 'high' und 'low' zugewiesen. Letzteres ist sehr einfach zu realisieren, indem der oben beschriebenen Schaltung ein weiterer Modulationszweig parallel zum Dateneingang hinzugefügt wird (Abb. 3.4).

(a)



(b)

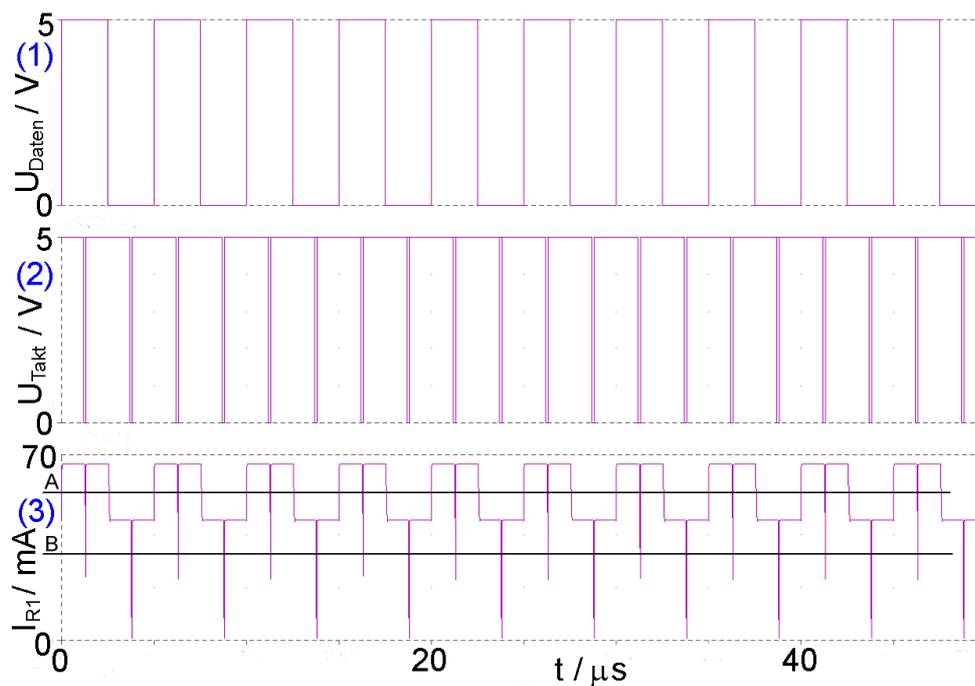


Abbildung 3.4: (a) Schaltplan einer Senderschaltung für die optische Signal- und Taktübertragung mit direkter Modulation der Laserdiode (Ausgabe des Programms 'Schematics'); (b) Simulationsergebnis: Analyse des Zeitverhaltens dieser Schaltung für den Fall einer Modulation der Laserdiode mit einem Rechtecksignal der Frequenz 200 kHz (entspricht einer Übertragungsrate von 200 kbit/s). Diagramm (1): Zeitlicher Verlauf der Spannung am Dateneingang. Diagramm (2): Zeitlicher Verlauf der Spannung am Takteingang. Diagramm (3): Zeitlicher Verlauf des Stroms durch die Ersatzschaltung der Laserdiode.

Parallel zum Dateneingang gibt es in dieser Schaltung einen Takteingang. Das Datensignal (Diagramm (1) in Abb. 3.4(b)) ist mit einer Signalfrequenz von 200 kHz (entspricht einer Übertragungsrate von 200 kbit/s) identisch zu dem der vorherigen Simulation (vgl. Abb. 3.3). Das Taktsignal (Diagramm (2) in Abb. 3.4(b)) besteht aus kurzen Pulsen, die hier mit der doppelten Signalfrequenz in die Senderschaltung gegeben werden, sodass jeder 'high'- und 'low'-Zustand des Datensignals von einer Empfängerschaltung erkannt werden kann. Im Diagramm (3) in Abb. 3.4(b) – Strom durch die Ersatzschaltung der Laserdiode – sind die Entscheidungsschwellen beim Datenempfang eingezeichnet (siehe dazu auch Abschnitt 3.1.3): Im Vergleich zu Pegel 'A' lässt sich zwischen 'high' und 'low' der Daten unterscheiden, zum Erkennen des Taktes kann Pegel 'B' herangezogen werden. Zur Verringerung von Übertragungsfehlern kann die Taktrate auch höher gewählt werden. Eine vierfache Signalfrequenz des Taktes beinhaltet zwei Taktpulse pro Datenbit. Damit lässt sich ein Übertragungsfehler durch ein nicht eindeutig übertragenes Datenbit erkennen, indem die Signalwerte für diese beiden Abtastpunkte miteinander verglichen werden. Stimmen sie nicht überein, weist der Signaldecodierer dieses Bit zurück und fordert die nochmalige Übertragung an. Diese Technik lässt sich ausbauen, indem die Taktrate weiter erhöht wird. Hier muss ein Kompromiss zwischen geforderter Datensicherheit und der zur Verfügung stehenden Übertragungsbandbreite gefunden werden.

Damit steht eine Senderschaltung für die Signalübertragung mit gleichzeitiger Taktübertragung für eine Datenrate von 200 kbit/s (siehe Abschnitt 2.2) zur Verfügung. Dieses Schaltungsprinzip wird zusammen mit dem für einen Energiesender zu einem Sender für die optische Signal- und Energieübertragung erweitert (siehe Abschnitt 3.3.1).

3.1.2 Übertragungsmedium

Im folgenden soll die Ausbreitung eines monochromatischen Lichtstrahls mit einer gaußschen Intensitätsverteilung betrachtet werden. Diese wird charakterisiert durch den Fleckradius $w(z)$ des Lichtstrahls, der folgendermaßen definiert ist: Im Abstand des Fleckradius von der Strahlachse ist die optische Intensität

auf $1/e^2$ des Wertes auf der Strahlachse gesunken. Der Verlauf des Fleckradius für einen Lichtstrahl, der sich bei $z = 0$ startend in positiver z -Richtung ausbreitet, ist nach den Ergebnissen aus [81,82] in Abb. 3.5 skizziert. Die in der Abbildung vorkommenden Größen werden im weiteren näher erläutert.

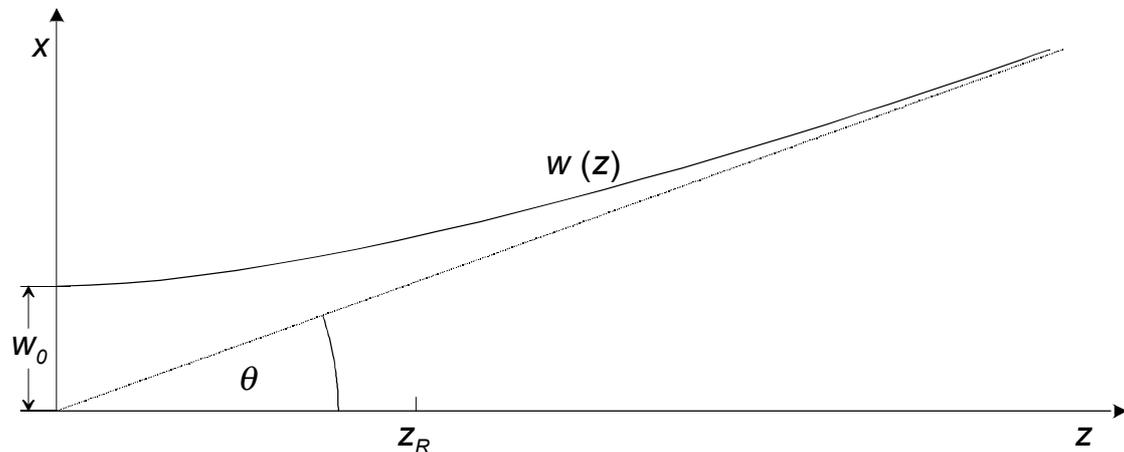


Abbildung 3.5: Ausbreitung eines monochromatischen Lichtstrahls mit einer gaußschen Intensitätsverteilung (nach [81,82]). Mit $w(z)$ ist der Fleckradius bezeichnet, w_0 ist der Fleckradius bei $z = 0$, mit z_R ist die Rayleigh-Länge und mit θ der Divergenzwinkel bezeichnet.

Der Fleckradius ist z -abhängig nach folgender Formel:

$$w(z) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{z}{z_R}\right)^2}. \quad (3.1)$$

Dabei ist w_0 der Fleckradius bei $z = 0$ und z_R ist die Rayleigh-Länge, bei der sich der Fleckradius um den Faktor $\sqrt{2}$ vergrößert hat. Für die Rayleigh-Länge gilt:

$$z_R = \frac{\pi w_0^2}{\lambda}, \quad (3.2)$$

wobei mit λ die Wellenlänge des Lichts gekennzeichnet ist.

Für $z \gg z_R$ kann Gl. (3.1) durch den linearen Zusammenhang $w(z) = w_0 z / z_R$ genähert werden. Der Strahldurchmesser vergrößert sich also fortlaufend, die Flä-

che, die durch $w(z)$ bei einer Rotation um die z -Achse definiert wird, nähert sich asymptotisch einem Kegelmantel mit dem Öffnungswinkel θ an, der Divergenzwinkel genannt wird:

$$\theta = \frac{\lambda}{\pi w_0}. \quad (3.3)$$

Im folgenden werden die bei der in dieser Arbeit beschriebenen Anwendung vorkommenden Werte für die verwendeten Größen in die Gleichungen (3.1) bis (3.3) eingesetzt.

Die Wellenlänge λ der für die Signalübertragung eingesetzten Laserstrahlung ist 850 nm, der Fleckradius w_0 beträgt etwa 1 Millimeter. Diese Werte in Gl. (3.2) und (3.3) eingesetzt ergeben:

Rayleigh-Länge $z_R \approx 3$ m

Divergenzwinkel $\theta \approx 0,3$ mrad

Damit ergibt sich laut Gl. (3.1) bei einer Propagation der Laserstrahlung um zehn Zentimeter – dies ist die Größenordnung der in dieser Anwendung vorkommenden Ausbreitungslängen – folgender Wert für die Vergrößerung des Fleckradius $V(z) = w(z)/w_0$:

$$V(1 \text{ m}) \approx 1,01$$

Damit ist folgendes festzuhalten: Da sich der Laserstrahl nach zehn Zentimetern kaum merklich verändert hat und die in dieser Anwendung auftretenden Abmessungen der verwendeten optischen Elemente, wie Linsen, Blenden etc. viel größer sind als die verwendete Lichtwellenlänge, gelten die Gesetze der geometrischen Optik. Optische Systeme, bei denen üblicherweise noch optische Bauteile, z.B. Spiegel oder Linsen, verwendet werden, können mit den Formeln aus z.B. [74,83] berechnet werden. Bei komplizierteren Optiken oder bei verkippten oder nicht zentrierten Systemen kann dies allerdings sehr umständlich und zeitaufwändig werden. Hier bietet sich eine Simulation mit einem optischen De-

signprogramm (z.B. ASAPTM, Code V[®], OptiCAD[®], OSLO, ZEMAX[®] u.a.) an. Diese Programme arbeiten nach dem Prinzip der Strahlverfolgung (ray-tracing). Ein Programmdurchlauf besteht dabei grundsätzlich aus drei Teilen:

1. Eingabe: Auf einer Programmoberfläche wird die Form und Position der verwendeten optischen Bauteile eingegeben, allgemein gesprochen also die Brechzahlverteilung $n(\vec{r})$ in dem zu betrachtenden Volumen. Zusätzlich werden eine oder mehrere Lichtquellen durch Angabe ihrer Eigenschaften, z.B. Ort und Wellenlänge, definiert und eine Bildebene festgelegt, die den Ausgang des optischen Systems definiert.
2. Berechnung: Zur Berechnung des im ersten Schritt definierten optischen Systems wird das Prinzip der Strahlverfolgung angewendet: Ausgehend von einer Lichtquelle wird ein Lichtstrahl in eine zufällig ausgewählte Richtung geschickt und dessen Weg durch das System verfolgt. Dieser Strahl kann nun irgendwo im System enden, z.B. an einer Blende, aus dem System austreten oder an irgendeiner Stelle die Bildebene treffen. Das Ergebnis wird gespeichert und einer neuer Durchlauf beginnt. Werden auf diese Weise sämtliche Parameter, wie z.B. Wellenlänge und Richtung der Lichtstrahlen variiert, kann damit das optische System vollständig charakterisiert werden. Alternativ zu diesem Verfahren kann die Strahlverfolgung auch rückwärts, von einem Beobachtungspunkt ausgehend, durchgeführt werden [84].
3. Analyse: Abschließend werden die Einzelergebnisse zusammenfassend analysiert und daraus verschiedene Ergebnisse extrahiert, die zusammen das optische System charakterisieren.

Mit Hilfe dieser Simulationstechnik wurde eine Strahlformungsoptik für die optische Übertragung zu einem Netzhaut-Implantat entwickelt, wobei die Simulationen mit dem Programm ZEMAX[®] (Firma New Focus) durchgeführt wurden. In Abb. 3.6 sind Ergebnisse der strahlenoptischen Simulationen der beiden Netzhaut-Implantat-Systeme dargestellt (siehe Abschnitt 2.1). Außerhalb des Auges ist jeweils die Lichtquelle, in diesem Fall das Ende einer Glasfaser, angedeutet (G). Dabei wurde das Ende der Glasfaser als Punktlichtquelle angenom-

men. Der Empfänger befindet sich im Auge (E). Abb. 3.6(a) zeigt den Fall für System 1, bei dem der Empfänger in der Linsenebene ist, in Abb. 3.6(b) ist die Situation für das System 2 dargestellt. Gezeigt ist die Situation für das Kaninchenauge, das nach Daten aus [85] modelliert wurde, da die tierexperimentellen Untersuchungen an diesem Tiermodell stattfanden (siehe Abschnitt 5.3).

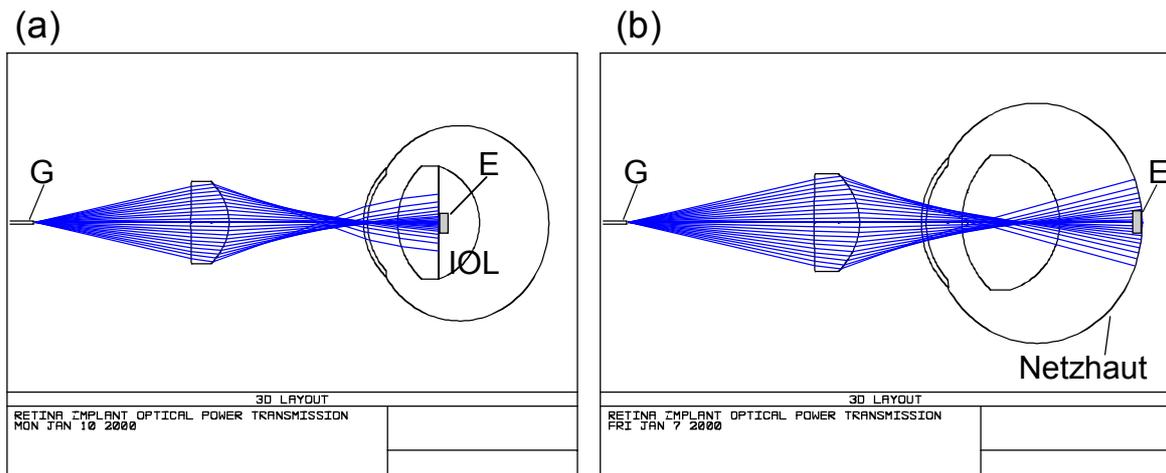


Abbildung 3.6: Ergebnisse der strahlenoptischen Simulation des Übertragungsweges. In (a) ist die Situation für das System 1 mit dem Empfänger in einer intraokularen Linse (IOL) dargestellt, in (b) diejenige für das System 2 mit dem Empfänger auf der Netzhaut. Mit 'G' ist das Ende der Glasfaser markiert, mit 'E' der Empfänger.

Die Dimensionierung der Optik hatte zum Ziel, für beide Systeme einen Lichtspot beim Empfänger zu erzeugen, mit einer Größe, welche die optische Übertragung für Augendrehbewegungen bis zu etwa 10° gewährleistet. Beim System 2 liegt der Empfänger weit hinten im Auge und es muss insbesondere die Abschattung durch die Iris, die in der Linsenebene liegt, beachtet werden. Deshalb wurde die Brennweite der Linse, welche die Strahlformungsoptik bildet, so gewählt, dass sich das Licht in der Linsenebene bündelt und danach zu einem großen Spot aufweitet [86]; die Brennweite der hier verwendeten Linse beträgt 8 mm. Mit der Annahme, dass die Intensitätsverteilung am Ausgang der Glasfaser gaußförmig ist (siehe dazu auch Abschnitt 5.4), lassen sich mit Hilfe der strahlenoptischen Simulation die Fleckradien der Strahlen am Ort des Signal- und Energieempfängers berechnen. Bei einer Wellenlänge von 850 nm sind dies $w_0 = 0,94$ mm für das System 1 und $w_0 = 2,57$ mm beim System 2. Mit der Abschät-

zung, dass die Lichtintensität höchstens auf den halben Maximalwert abfallen darf, um ein Funktionieren der optischen Datenübertragung zu gewährleisten, ist der Halbwertsradius $w_{0,5}$ maßgebend. Dieser ergibt sich zu $w_{0,5} \approx 0,6w_0$. Die Halbwertsradien lassen sich nun in Augendrehwinkel φ umrechnen. Bezeichnet man mit r den Abstand des Empfängers von der Augendrehachse, gilt für kleine Halbwertswinkel $\varphi_{0,5}$:

$$\varphi_{0,5} \approx \frac{w_{0,5}}{r} \quad (3.4)$$

Für das System 1 ergibt sich mit $r = 1,65$ mm ein Winkel von $\varphi_{0,5} \approx 20^\circ$, für das System 2 mit $r = 9$ mm ein Winkel $\varphi_{0,5} \approx 10^\circ$. In Abb. 3.7 sind die Ergebnisse der strahlenoptischen Simulationen für diese Situationen dargestellt.

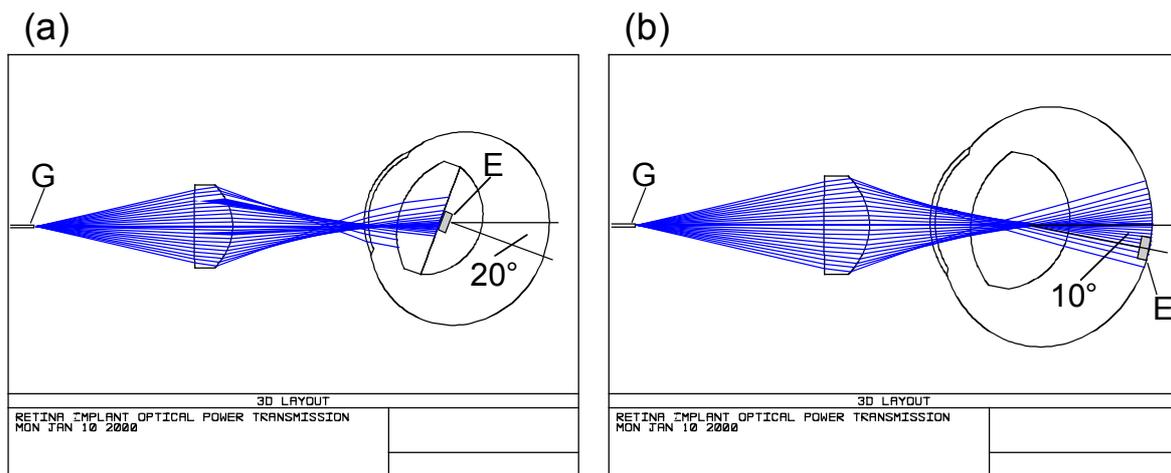


Abbildung 3.7: Ergebnisse der strahlenoptischen Simulation des Übertragungsweges für die Augendrehungen, bei der die Intensität am Ort des Empfängers auf die Hälfte abgefallen ist. (a) System 1 – Augendrehung 20° , (b) System 2 – Augendrehung 10° . Mit 'G' ist das Ende der Glasfaser markiert, mit 'E' der Empfänger.

Aufgrund der hier vorgestellten Simulationsergebnisse wurde die so berechnete Strahlformungsoptik aufgebaut und die erhaltenen Ergebnisse experimentell überprüft (siehe Abschnitt 5.3).

3.1.3 Empfänger

Der Empfänger einer Signalübertragungsstrecke besteht aus einem Photodetektor und einer Empfängerschaltung (Abb. 3.8). Der Photodetektor wandelt die empfangenen optischen Signale in elektrische Signale um, die Empfängerschaltung rekonstruiert daraus die übertragenen Signale.

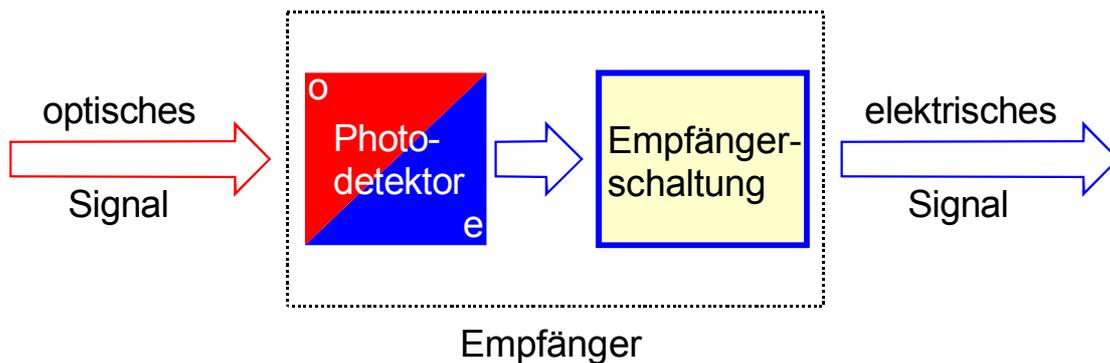


Abbildung 3.8: Prinzipieller Aufbau eines optoelektronischen Empfängers.

Photodetektor

Der Photodetektor ist ein Bauelement mit dem Licht detektiert werden kann. Bei der hier beschriebenen Anwendung wurden PIN-Photodioden wegen ihrer kompakten Bauweise und der leichten Integrierbarkeit mit dem Energieempfänger verwendet. Im weiteren werden zwei Kenngrößen von Photodioden definiert und näher erläutert, die beim Signalempfang wesentliche Rollen spielen, die Bandbreite und das Signal/Rausch-Verhältnis.

Das Frequenzverhalten einer Photodiode wird durch die Bewegungseigenschaften der Ladungsträger, sowohl im Halbleiter als auch im angrenzenden Stromkreis bestimmt. Dabei sind drei Faktoren maßgeblich:

1. RC-Zeitkonstante t_{RC}
2. Ladungsträgerdriftzeit t_{Drift} durch die Raumladungszone
3. Diffusionszeiten t_{Diff} von Ladungsträgern, die außerhalb der Raumladungszone erzeugt werden

Aus diesen Zeitkonstanten lässt sich eine Bandbreite errechnen, welche eine Aussage darüber macht, bis zu welchen Frequenzen die Photodiode betrieben werden kann.

1. RC-Zeitkonstante

Für die RC-Zeitkonstante gilt in guter Näherung [87]:

$$t_{RC} \approx C_S R_L. \quad (3.5)$$

Dabei bezeichnet C_S die Sperrschichtkapazität und R_L einen Lastwiderstand.

Die Sperrschichtkapazität lässt sich berechnen, indem man beachtet, dass die p- und n-Schicht der Photodiode einen Plattenkondensator mit der i-Schicht als Dielektrikum bilden. Dann gilt:

$$C_S = \epsilon \epsilon_0 \frac{A}{d}. \quad (3.6)$$

Dabei ist ϵ die Dielektrizitätszahl des Materials der i-Schicht, ϵ_0 die Dielektrizitätskonstante, A die Fläche der Photodiode und d die Dicke der i-Schicht.

2. Ladungsträgerdrift durch die Raumladungszone

Wird durch Absorption eines Photons ein Elektron-Loch Paar in der i-Schicht erzeugt, werden die Ladungsträger durch den Einfluss des dort herrschenden elektrischen Feldes getrennt. Die Zeit, die sie dafür benötigen, wird bestimmt durch die Dicke der i-Schicht d und die Driftgeschwindigkeit v_{Drift} :

$$t_{Drift} = \frac{d}{v_{Drift}} \quad (3.7)$$

Die Driftgeschwindigkeit wird im wesentlichen durch das verwendete Halbleitermaterial und das elektrische Feld in der i-Schicht bestimmt [88].

3. Diffusionszeiten t_{Diff} von Ladungsträgern, die außerhalb der Raumladungszone erzeugt werden

Wird ein Photon außerhalb der Raumladungszone absorbiert, muss der hierbei erzeugte Minoritätsladungsträger vom Entstehungsort zur Raumladungszone diffundieren. Für die hierfür benötigte Diffusionszeit gilt [89]:

$$t_{Diff} = \frac{L^2}{D}. \quad (3.8)$$

Die Diffusionslänge L ist der Abstand vom Absorptionort bis zur Raumladungszone, maximal also die Dicke der n- bzw. p-Schicht. Die Diffusionskonstante D ist [90]:

$$D_{p,n} = \frac{kT}{e} \mu_{p,n}, \quad (3.9)$$

wobei mit $\mu_{p,n}$ die Beweglichkeit der Löcher bzw. Elektronen und mit T die Temperatur der Photodiode bezeichnet wird. In einer Photodiode treten die drei oben angeführten Effekte parallel auf, miteinander kombiniert bestimmen sie das Zeitverhalten des Bauelementes. Für die Antwortzeit t_A (response time) der Photodiode gilt in guter Näherung [91]:

$$t_A = \sqrt{t_{RC}^2 + t_{Drift}^2 + t_{Diff}^2}. \quad (3.10)$$

Als Bandbreite B einer Photodiode wird die Frequenz bezeichnet, bei der die Amplitude des detektierten Signals um den Faktor $1/\sqrt{2}$ des Wertes bei der Frequenz $f=0$ gefallen ist¹ [91]:

$$B = \frac{1}{2\pi t_A} \quad (3.11)$$

¹ Diese Frequenz wird auch 3dB-Grenzfrequenz genannt, da die von der Photodiode abgegebene Leistung auf die Hälfte (= 3dB) abgesunken ist.

Wird die Ansprechgeschwindigkeit durch t_{RC} dominiert, dann spricht man von RC-zeitbegrenzten Bauelementen. Soll eine Photodiode eine große Bandbreite haben, muss das Produkt $C_S R_L$ klein gehalten werden. Der Verkleinerung des Lastwiderstands R_L ist dadurch eine Grenze gesetzt, dass das von der Photodiode erzeugte Signal (Spannungsabfall über dem Widerstand) auch immer kleiner wird. Bleibt also noch die Verringerung der Sperrschichtkapazität C_S . Laut Gl. (3.6) sollte eine Photodiode also eine möglichst kleine Fläche haben und eine dicke i-Schicht besitzen. Letzteres wird wiederum begrenzt durch die sich dadurch verlängernden Driftzeiten.

Neben dem Frequenzgang ist das Rauschverhalten eine wichtige Kenngröße einer Photodiode, da hierdurch die Empfindlichkeit des Detektors bestimmt wird. Rauschquellen verhalten sich wie Stromquellen, die ständig einen Wechselstrom liefern, dessen Frequenzspektrum von der Art des Rauschmechanismus abhängt. Der Effektivwert dieser Ströme ist insbesondere unabhängig vom augenblicklichen Lichteinfall und kann somit übertragene Signale unkenntlich machen, falls die dadurch verursachten Photoströme nicht mehr zuverlässig im Rauschstrom detektiert werden können. Dieser Umstand lässt sich quantitativ durch die Berechnung des Signal/Rausch-Verhältnisses erfassen. Diese Größe soll im weiteren angegeben werden.

Im Fall von Photodioden sind zwei Rauscharten relevant: Schrotrauschen (shot noise) und thermisches Rauschen (thermal noise). Schrotrauschen hat seine Ursache in der Quantelung von Licht und Materie: So ist z.B. elektrischer Strom kein kontinuierlicher Ladungsstrom sondern eine Folge von Elektronen mit zufälligen Abständen, was sich durch ein ständiges Schwanken der Stromstärke bemerkbar macht. Thermisches Rauschen hingegen ist bedingt durch Fluktuationen von Ladungsträgern im Halbleiter, die durch thermische Streuprozesse (brownsche Bewegung) entstehen. Für den mittleren quadratischen Rauschstrom gilt [90]:

$$\text{Schrotrauschen: } \left\langle i_{Schrot}^2 \right\rangle = 2e \left\langle i_{Ph} \right\rangle \Delta v, \quad (3.12)$$

$$\text{Thermisches Rauschen: } \left\langle i_{therm}^2 \right\rangle = \frac{4kT}{R_R} \Delta\nu. \quad (3.13)$$

Hierbei kennzeichnen $\langle i_{Ph} \rangle$ den mittleren von der Photodiode generierten Photostrom, $\Delta\nu$ das relevante Frequenzintervall, welches durch die Bandbreite der Photodiode bestimmt wird und R_R den Widerstand durch den der Rauschstrom fließt, also Serienwiderstand der Photodiode plus außen anliegender Lastwiderstand.

Das Signal/Rausch-Verhältnis S/N ist definiert als der Quotient aus dem mittleren quadratischen Signalstrom, dem "nutzbaren Anteil" und dem mittleren quadratischen Rauschstrom, dem "störenden Anteil" des Gesamtstroms:

$$S/N = \frac{\left\langle i_{Signal}^2 \right\rangle}{\left\langle i_{Rausch}^2 \right\rangle}. \quad (3.14)$$

Um den Rauschstrom zu erhalten werden die verschiedenen Anteile addiert, im Fall einer Photodiode also die des Schrotrauschens und des thermischen Rauschens: $\left\langle i_{Rausch}^2 \right\rangle = \left\langle i_{Schrot}^2 \right\rangle + \left\langle i_{therm}^2 \right\rangle$. Damit ergibt sich

$$S/N = \frac{\left\langle i_{Signal}^2 \right\rangle}{2e\left\langle i_{Ph} \right\rangle\Delta\nu + \frac{4kT}{R_R}\Delta\nu}. \quad (3.15)$$

Das Signal/Rausch-Verhältnis kann auch als Pegelmaß SNR angegeben werden, dass durch $SNR = 10 \text{ dB } \lg(S/N)$ definiert ist. Um eine digitale Datenübertragung mit einer Fehlerrate von kleiner 10^{-9} bit zu gewährleisten, was einen üblichen Standard darstellt, muss das Signal/Rausch-Verhältnis größer als 36 sein, das Pegelmaß SNR damit größer als 15,6 dB [92]. Die Bitfehlerrate wurde hierbei sehr klein gewählt, andere Standards – insbesondere bei der Bildübertragung – haben viel höhere erlaubte Fehlerraten, z.B. 10^{-3} bit. Da aber nicht bekannt ist, wie sich solche Übertragungsfehler bei der Datenübertragung für die Stimulation von Ganglienzellen auswirken, wurde hier ein sehr strenger Maßstab angelegt.

Empfängerschaltung

Die Aufgabe einer Empfängerschaltung ist es, die vom Photodetektor gelieferten Signale zu empfangen und in ein Datensignal mit definierten 'low'- und 'high'-Pegeln umzuwandeln, zusätzlich wird ein Taktsignal erzeugt. Die Schaltung ist aus verschiedenen Funktionsblöcken zusammengesetzt (Abb. 3.9):

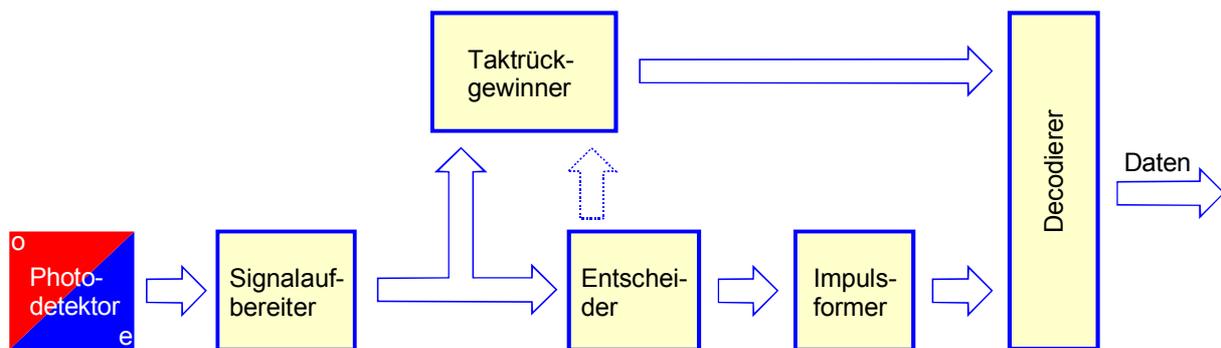


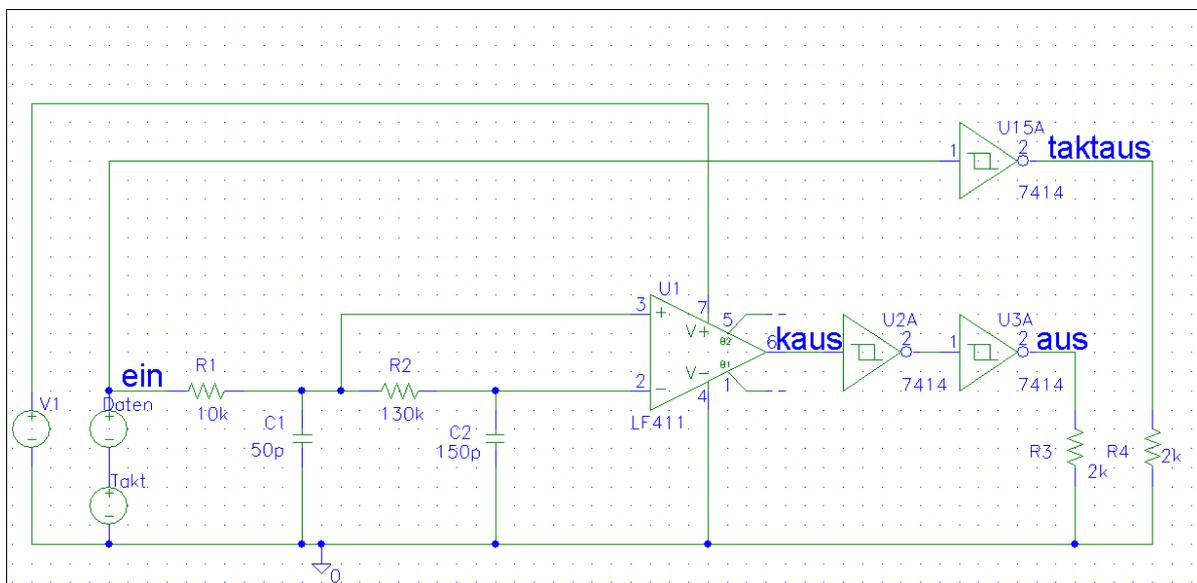
Abbildung 3.9: Blockschaltbild einer Empfängerschaltung für die optische Signalübertragung.

- Signalaufbereiter: Hier wird das vom Photodetektor kommende Signal für den eigentlichen funktionellen Teil der Schaltung, z.B. durch eine Pegelanpassung, aufbereitet.
- Entscheider: In diesem zentralen Teil der Schaltung wird der gesendete Signalverlauf rekonstruiert. Hier wird durch den Vergleich mit einer Entscheidungsschwelle für jeden Zeitpunkt festgelegt, welchem Pegel ('high' oder 'low') das Signal zuzuordnen ist.
- Taktrückgewinner: Wird der Takt übertragen, so wird er an dieser Stelle aus dem vom Photodetektor kommenden Signal gewonnen (In der Abb. 3.9: Durchgezogener Pfeil vom Block 'Signalaufbereiter' zum Block 'Taktrückgewinner'). Sonst wird in diesem Schaltungsteil der Takt aus dem vom Entscheider gewonnenem Signal rekonstruiert (In der Abb. 3.9: Gestrichelter Pfeil vom Block 'Entscheider' zum Block 'Taktrückgewinner').
- Impulsformer: Hier wird den Signalen eine definierte Form gegeben. Parameter sind dabei u.a. Spannungsdifferenzen zwischen dem 'high'- und dem 'low'-Pegel, Impulslängen und Flankensteilheiten.

- Decodierer: In diesem Schaltungsteil werden verschiedene Codierungen, die senderseitig vorgenommen wurden, wie Leitungscodierung, Kanalcodierung und Quellencodierung [93] wieder rückgängig gemacht, um das ursprüngliche Signal wieder herzustellen.

In Abb. 3.10 ist das Ergebnis der schaltungstechnischen Entwicklung einer Empfängerschaltung für den Empfänger einer optoelektronischen Signalübertragung mit Taktübertragung dargestellt. Abb. 3.10(a) zeigt den Schaltplan in der Darstellung von Schematics, Abb. 3.10(b) die Ergebnisse einer Simulation dieser Schaltung (Zeitverhalten) für die Signalübertragung bei einer Datenrate von 200 kbit/s. Diagramm (1) in der Abb. 3.10(b) zeigt den zeitlichen Verlauf der Eingangsspannung. Neben dem Datensignal ist das Taktsignal, bestehend aus kurzen Pulsen mit der doppelten Frequenz des Datensignals, zu erkennen (vgl. dazu Diagramm (3) in Abb. 3.4(b)).

(a)



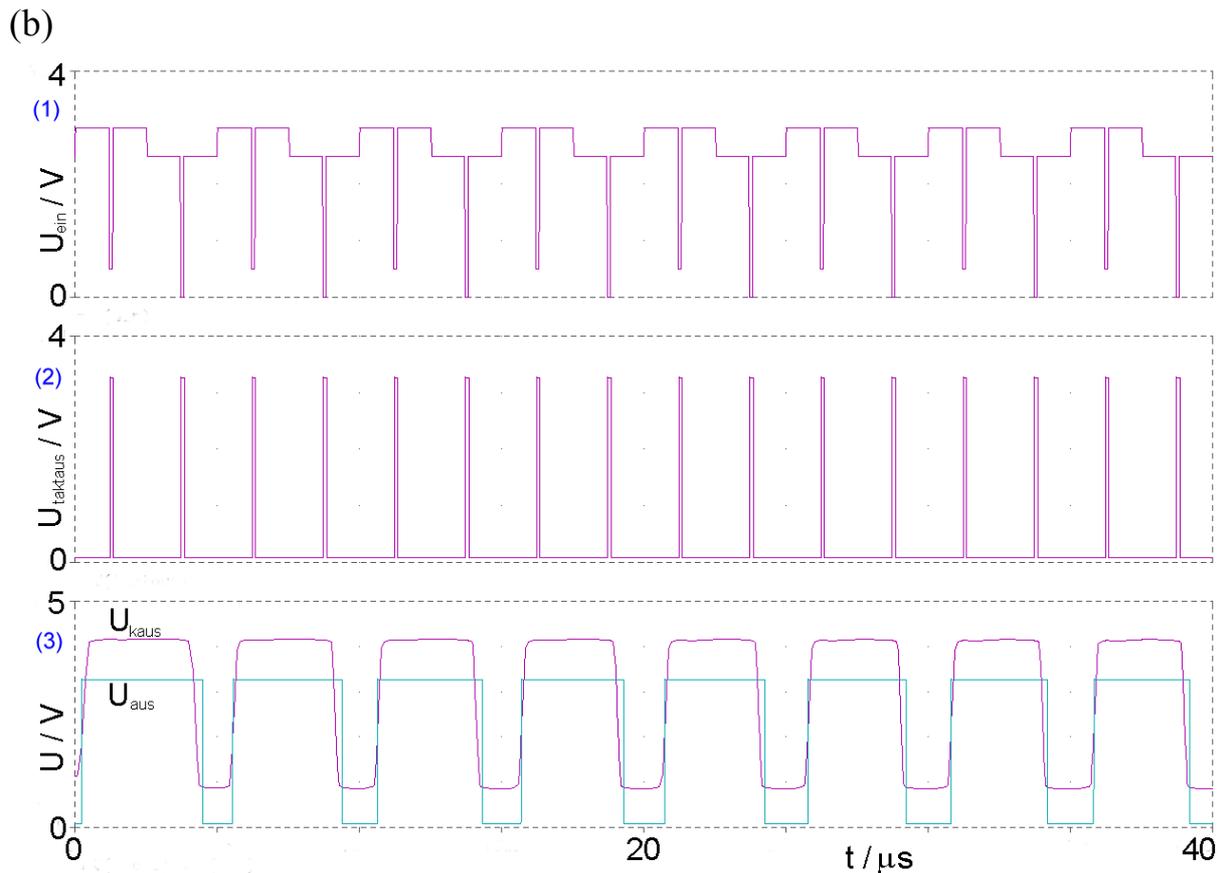


Abbildung 3.10: (a) Schaltplan einer Empfängerschaltung für die optische Daten- und Taktübertragung (Ausgabe des Programms 'Schematics'); (b) Simulationsergebnis: Analyse des Zeitverhaltens dieser Schaltung für den Fall der gleichzeitigen Übertragung eines Rechtecksignals der Frequenz 200 kHz (Datenrate: 200 kbit/s) und eines Taktsignals der doppelten Frequenz. Diagramm (1): Zeitlicher Verlauf der Spannung am Eingang der Empfängerschaltung. Diagramm (2): Zeitlicher Verlauf der Spannung am Ausgang des Taktrückgewinners. Diagramm (3): Zeitlicher Verlauf des Ausgangssignals vor (obere Kurve) und hinter (untere Kurve) dem Impulsformer (Inverterpaar U2A und U3A).

Als Entscheider wird in dieser Schaltung ein Komparator eingesetzt. Die Signalaufbereitung hierfür besteht aus zwei Tiefpassfiltern. Die Grenzfrequenz des ersten, bestehend aus R_1 und C_1 , liegt zwischen Taktfrequenz (400 kHz) und Signalfrequenz (200 kHz) bei etwa 320 kHz, sodass der Takt unterdrückt wird, das Signal aber weitgehend unverändert bleibt. Die des zweiten, bestehend aus R_2 und C_2 liegt bei etwa 10 kHz, weit unterhalb der Sendefrequenz. Wird nun ein gleichstromfreier Leitungscode, z.B. der Manchester-Code [93] verwendet, liegt

an diesem Komparatoreingang ein Mittelwert an, anhand dessen 'high'-Pegel und 'low'-Pegel sicher erkannt werden können. Der Impulsformer, mit dem das Ausgangssignal des Komparators (obere Kurve im Diagramm (3) in der Abb. 3.10(b)) geglättet wird, besteht in diesem Fall aus zwei Invertern des Typs HC7414. Durch die Verwendung einer geraden Anzahl von Invertern ist das Ausgangssignal relativ zum Eingangssignal nicht invertiert (untere Kurve im Diagramm (3) in der Abb. 3.10(b)). Das Diagramm (3) zeigt dabei folgendes: Am Ausgang des Komparators liegt das wiedergewonnene Datensignal an, das Taktsignal wird ausgefiltert. Das Verhältnis der Dauer von 'high'-Pegel und 'low'-Pegel ist zwar nicht mehr 1:1, wie beim Eingangssignal, aber – und darauf kommt es an – alle Wechsel von 'low'- zu 'high'-Pegel und von 'high'- zu 'low'-Pegel werden erkannt. Im Impulsformer werden den 'low'- und 'high'-Pegeln feste Werte, definiert durch die Versorgungsspannungen der Inverter (hier 0 Volt und 3,3 Volt) zugewiesen. Zugleich wird die Flankensteilheit des Signals für die Weiterverarbeitung mit einer Digitalelektronik erhöht.

Die Taktrückgewinnung wird mit einem Inverter des gleichen Typs durchgeführt. Da der Entscheidungspegel des Inverters unterhalb des Datensignals liegt (Pegel 'B' in Abb. 3.4(b)) reagiert das Bauelement nur auf die Taktsignale. Das Diagramm (2) in der Abb. 3.10(b) zeigt den Spannungsverlauf am Ausgang des Taktrückgewinners. Dieser Spannungsverlauf zeigt im Vergleich mit Diagramm (1), dass sämtliche Taktpulse erkannt werden. Die 'low'- und 'high'-Pegel sind auch hier, wie beim Impulsformer für die Daten durch die Versorgungsspannungen des Inverters bestimmt.

Damit wurden die Prinzipien der bei einer optischen Signalübertragung beteiligten Bauelemente und elektronischen Schaltungen aufgezeigt, sowie deren Funktionen in Simulationen überprüft. Im nächsten Abschnitt wird die optische Energieübertragung behandelt.

3.2 Energieübertragung

In diesem Abschnitt werden, wie zuvor für die Signalübertragung, die für eine optische Energieübertragung wichtigen Komponenten im einzelnen vorgestellt.

3.2.1 Sender

Der Sender besteht, wie auch bei der Signalübertragung, aus einer Lichtquelle und einer dazu passenden Senderschaltung (vgl. Abb. 3.1). Im weiteren wird eine Senderschaltung für die geregelte Ansteuerung von Laserdioden als Energiesender vorgestellt.

Grundsätzlich wäre für die Ansteuerung einer Laserdiode ein einfaches Labornetzgerät im Konstantstrombetrieb ausreichend. Die Senderschaltung muss die Laserdiode aber vor Strom- und Spannungsspitzen schützen, durch die sie beschädigt oder auch zerstört werden kann. Diese können z.B. beim Einschalten der Stromversorgung entstehen.

Das Blockschaltbild einer Senderschaltung, welche die oben aufgeführten Bedingungen (Einstellbarer Konstantstrom, Schutz der Laserdiode) erfüllt, ist in Abb. 3.11 dargestellt [71].

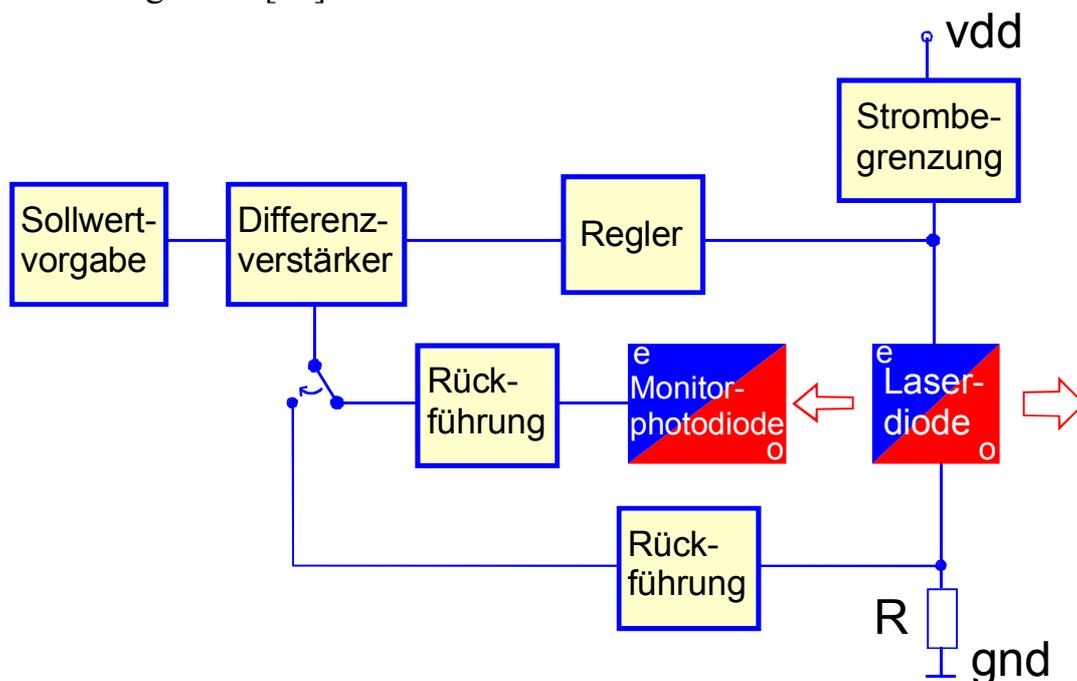


Abbildung 3.11: Blockschaltbild einer Senderschaltung für die optische Energieübertragung

Die Strombegrenzung schützt die Laserdiode vor zu großen Strömen, z.B. beim Einschalten der Schaltung, während der Regelkreis für einen einstellbaren Konstantstrom sorgt und zusätzlich Stromspitzen ausregelt. Dieser besteht in der Messwertaufnahme wahlweise aus einer in das Laserdiodengehäuse eingebauten Monitorphotodiode und Rückführung (Leistungsregelung) oder Präzisionswiderstand und Rückführung (Stromregelung). Dieser Messwert wird von einem Differenzverstärker mit dem vorgegebenen Sollwert verglichen. Die Spannung am Ausgang des Differenzverstärkers ist proportional zur Differenz zwischen Sollwert und Istwert des Stromes durch die Laserdiode, stellt also die Abweichung der Regelgröße dar. Diese Spannung ist die Eingangsgröße für einen Regler, der den Laserdiodenstrom konstant hält.

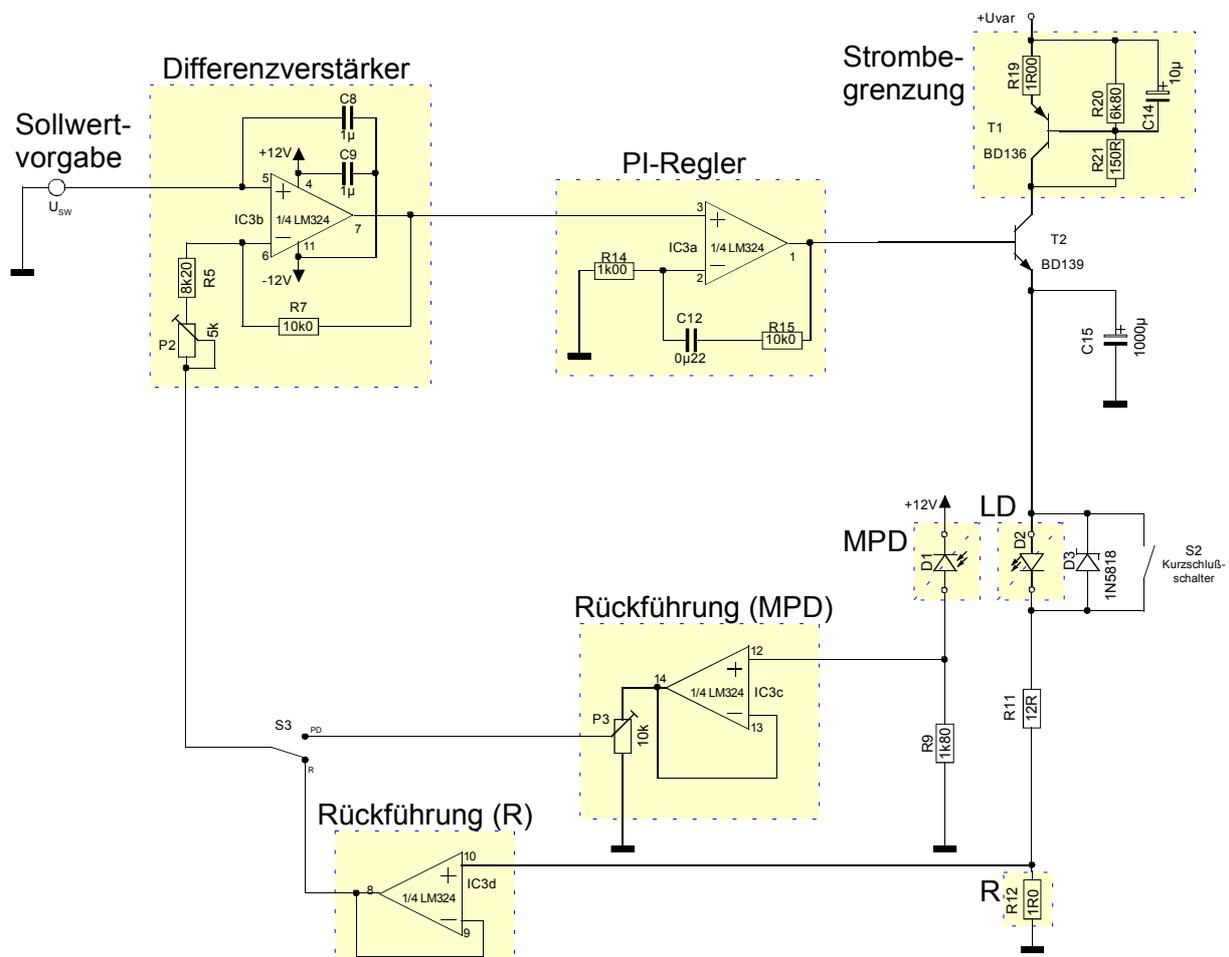


Abbildung 3.12: Schaltbild einer Senderschaltung für die optische Energieübertragung.

Die schaltungstechnische Umsetzung dieses Konzeptes ist in Abb. 3.12 dargestellt [71]. Die Strombegrenzungsschaltung (T_1 , R_{19} , R_{20} , R_{21} , C_{14}), welche Stromspitzen beim Einschalten der Senderschaltung verhindert, ist als stromgegekoppelte Emitterschaltung realisiert, wie sie in ähnlicher Weise auch als Konstantstromquelle Verwendung findet [75,94]. Der Regelkreis ist neben der Monitorphotodiode (MPD) D_1 bzw. dem Präzisionswiderstand R_{12} aus einer Rückführung (Impedanzwandler mit sehr hohem Eingangswiderstand (IC_{3c} und P_3 bzw. IC_{3d})), einem Differenzverstärker zur Detektion von Stromschwankungen (IC_{3b} , R_5 , R_7) und einem nichtinvertierenden PI-Regler [71] für die Stromregelung (IC_{3a} , R_{14} , R_{15} , C_{12}) aufgebaut.

Die in Abb. 3.13 dargestellten Simulationsergebnisse demonstrieren die Funktionen der verschiedenen Schaltungsteile. Die Simulationen wurden mit dem Programm PSpice durchgeführt (siehe Abschnitt 3.1.1). Zum einen wurde der Strom, der durch die Laserdiode fließt, beim Einschalten der Betriebsspannung U_{var} simuliert (Abb. 3.13(a)). Hier zeigt sich, dass Stromspitzen, wie sie gerade beim Einschalten auftreten, durch die Strombegrenzungsschaltung wirksam unterdrückt werden: Der Strom steigt ohne Überschwingen in weniger als einer Millisekunde auf seinen Endwert an². Zum anderen wurde die Spannung an einem Messpunkt zwischen den Widerständen R_{11} , dem Vorwiderstand der Laserdiode, und R_{12} , dem Präzisionswiderstand, simuliert (Abb. 3.13(b)). Spannungsspitzen, die durch Anlegen einer Spannung von 12 Volt an den Messpunkt erzeugt wurden, werden durch den Regelkreis unterdrückt, die Sollwert-Spannung von etwa 600 mV wird nach etwa 20 ms wieder erreicht.

² Der steile Anstieg der Stromstärke auf etwa 60 mA direkt nach dem Einschalten hat seine Ursache im Stromfluss durch die Widerstände R_{20} und R_{21} , welche parallel zum Transistor T_1 und Widerstand R_{19} geschaltet sind.

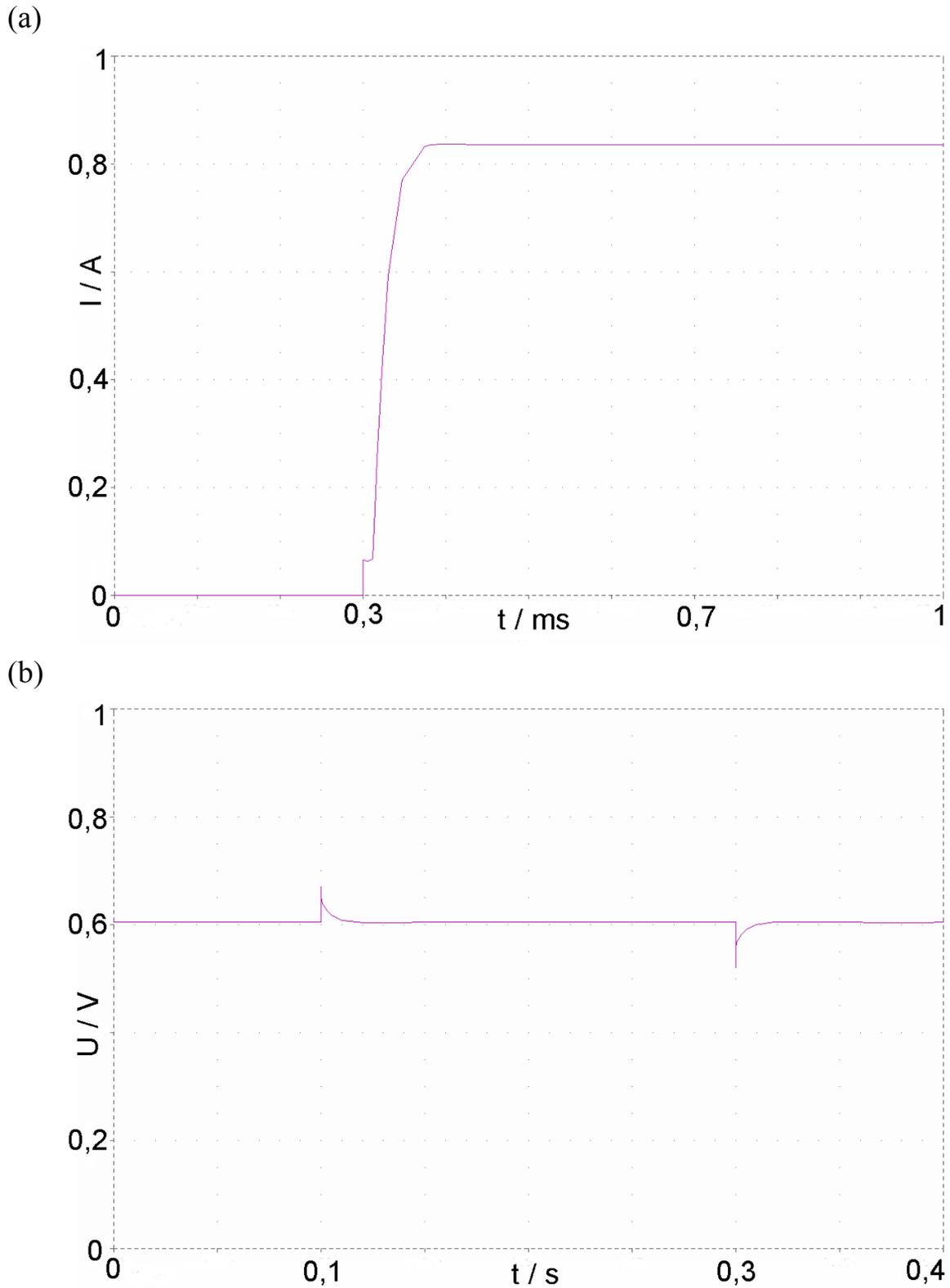


Abbildung 3.13: Simulationsergebnisse: (a) Simulation der Strombegrenzung: Bei $t = 100$ ms wird die Spannungsquelle U_{var} eingeschaltet. (b) Simulation des Regelkreises: Störungen bei $t = 0,1$ s und $t = 0,4$ s.

Damit steht eine Senderschaltung für die Energieübertragung zur Verfügung. Dieses Schaltungsprinzip wird mit dem Prinzip für eine Signalsenderschaltung zu einer Senderschaltung für die optische Signal- und Energieübertragung erweitert (siehe Abschnitt 3.3.1).

3.2.2 Übertragungsmedium

Das Ausbreitungsverhalten von Licht wurde schon in Abschnitt 3.1.2 untersucht. Hier soll nun auf den wichtigsten Aspekt für die Energieübertragung eingegangen werden: Die Übertragungsverluste durch Absorption und Streuung im Übertragungsmedium (Diese spielen bei der Signalübertragung ebenso eine wichtige Rolle: Durch die Übertragungsverluste werden die Signale abgeschwächt, was bei der Detektion berücksichtigt werden muss).

In Abb. 3.14 sind die Transmissionseigenschaften von menschlichem Augengewebe dargestellt, die bei der Signal- und Energieübertragung zu einem Netzhautimplantat beachtet werden müssen.

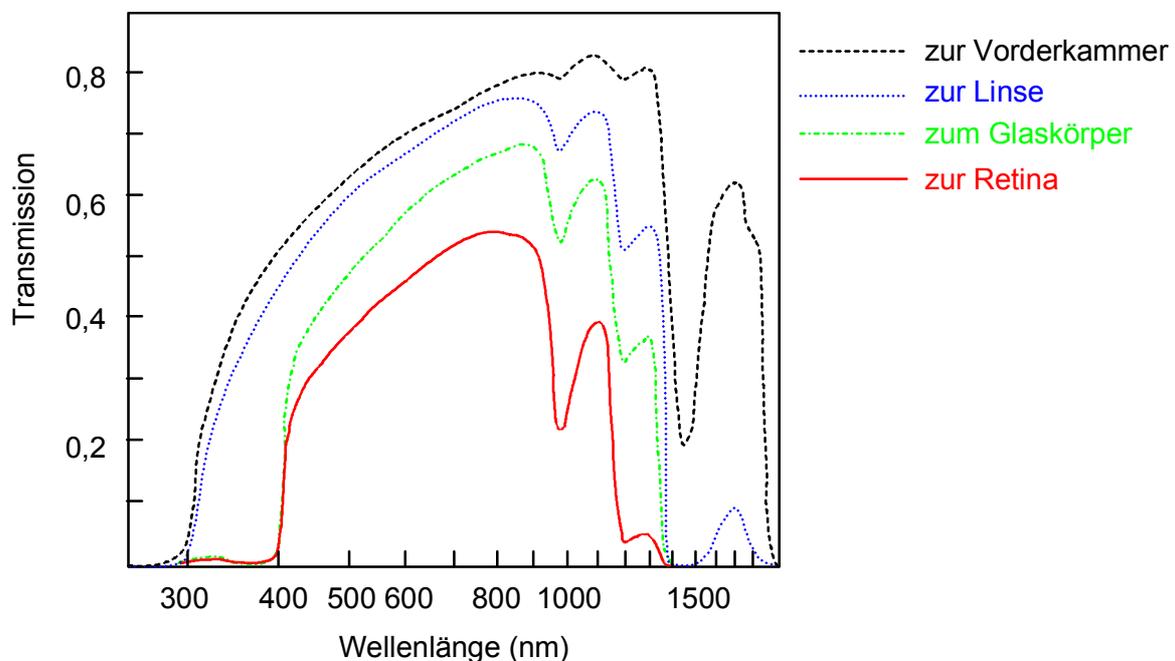


Abbildung 3.14: Transmission von menschlichem Augengewebe für den sichtbaren und nahinfraroten Wellenlängenbereich [95].

Bei der Betrachtung der Transmissionseigenschaften des menschlichen Auges (Abb. 3.14) werden die unterschiedlichen Eigenschaften der verschiedenen Gewebearten im Auge deutlich. Die Kurven in der Abbildung geben die akkumulierte Transmission des Auges bis zum Anfang der jeweiligen Gewebeschicht an. Das Transmissionsfenster befindet sich im sichtbaren und nahinfraroten Spektralbereich zwischen 400 nm und 1400 nm mit einer maximalen Transmission $T_{\bar{U}} = 0,54$ bei einer Wellenlänge von etwa 800 nm.

3.2.3 Empfänger

Die Aufgabe des Empfängers ist die Wandlung der optisch übertragenen Leistung in elektrische Leistung. Er besteht aus einem optoelektronischen Wandler (Photodetektor) und einer Empfängerschaltung. Als Photodetektoren wurden bei der hier beschriebenen Anwendung photovoltaische Zellen eingesetzt.

Photodetektor

Die wichtigste Zielsetzung bei der Konstruktion einer photovoltaischen Zelle (PVZ) ist es einen möglichst hohen Leistungswirkungsgrad zu erreichen. Der Aufbau einer PVZ gleicht im Prinzip dem einer Photodiode. Zentrales Element ist wiederum ein pn-Übergang in einem Halbleiter. Für die Strom-Spannungskennlinie des Bauelements (Abb. 3.15(a)) gilt dabei folgendes: Ohne Lichteinstrahlung (gepunktete Linie) ergibt sich die Kennlinie einer pn-Diode (z.B. [75]), durch Einstrahlung von Licht verschiebt sich diese Kennlinie nach unten (durchgezogene Linie). Der interessante Teil der Kennlinie befindet sich nun im IV. Quadranten: Wird ein Lastwiderstand an die PVZ angeschlossen, so hat die Arbeitsgerade eine negative Steigung, Leistung wird von der Zelle abgegeben. Wegen dieser Beschränkung auf den IV. Quadranten ist es in der Photovoltaik üblich, die Kennlinie an der Spannungsachse zu spiegeln, bzw. die Stromrichtung in entgegengesetzter Richtung zu definieren (aus I wird -I). Dadurch befindet sich der interessante Teil der Kennlinie wieder im I. Quadranten (Abb. 3.15(b)). In dieser Abbildung sind einige wichtige Kenngrößen einer PVZ eingetragen, die im weiteren definiert werden.

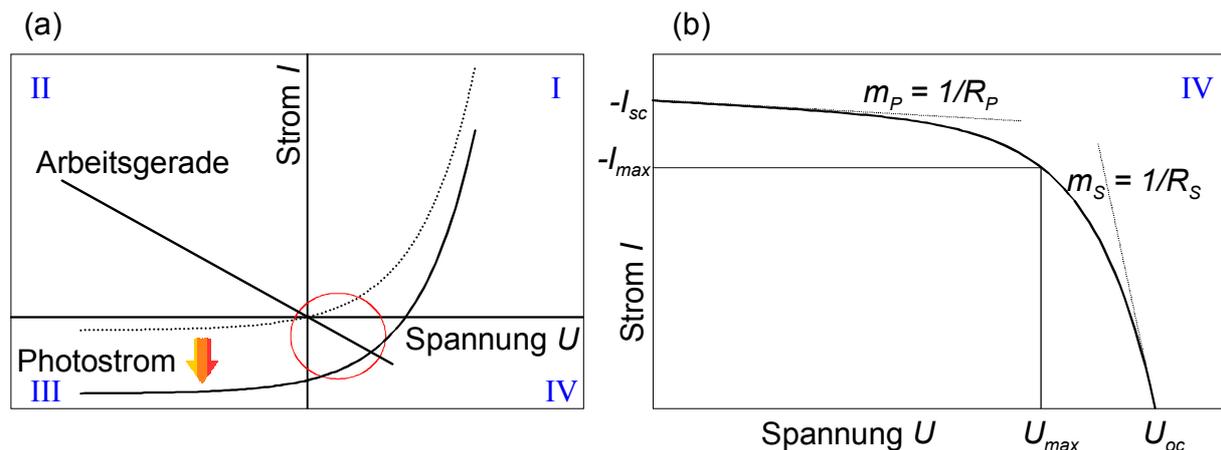


Abbildung 3.15: (a) Strom-Spannungskennlinien einer idealen pn-Photodiode. Darstellung ohne (gepunktet) und mit (durchgezogen) Lichteinstrahlung. (b) Typische Kennlinie einer realen PVZ mit Beeinflussung der Kennlinie durch Parallel- und Serienwiderstand ($m_{P,S}$: Steigung der gepunktet eingezeichneten Geraden), Darstellung des an der Spannungsachse gespiegelten IV. Quadranten.

- Leerlaufspannung U_{oc} : Die Spannung zwischen den Elektroden einer PVZ bei unendlich hohem Lastwiderstand (Leerlauf).
- Kurzschlussstrom I_{sc} : Der Strom zwischen den Elektroden einer PVZ bei verschwindendem Lastwiderstand (Kurzschluss).
- Serienwiderstand R_S : R_S setzt sich zusammen aus dem Schichtwiderstand der Halbleiterschichten und dem Kontaktwiderstand der ohmschen Metall-Halbleiter Kontakte, welche die PVZ mit dem äußeren Stromkreis verbinden. Er sollte möglichst niedrig sein, um die an diesem Widerstand verbrauchte Verlustleistung zu minimieren.
- Parallelwiderstand R_P : R_P berücksichtigt den Stromanteil, der parallel zur PVZ fließt. Da dieser Stromanteil nicht nutzbar ist, sollte R_P möglichst groß sein.
- Füllfaktor FF : Der Füllfaktor $FF := \frac{U_{max}(-I_{max})}{U_{oc}(-I_{sc})}$ wird durch die Krümmung der Betriebskennlinie bestimmt. U_{max} und I_{max} bezeichnen Spannung und Strom an dem Punkt der maximalen Leistungsabgabe der PVZ.

- Leistungswirkungsgrad η : Der Leistungswirkungsgrad ist definiert als das Verhältnis von abgegebener elektrischer Leistung zu eingestrahelter optischer Leistung.

Zur Herstellung von photovoltaischen Zellen werden Halbleitermaterialien verwendet und dabei hauptsächlich Silizium und GaAs. Für die hier beschriebene Anwendung wurde GaAs ausgewählt, da mit diesem direkten Halbleiter ein höherer Wirkungsgrad zu erzielen ist als mit dem indirekten Halbleiter Silizium: Die höchsten in der Literatur angegebenen Werte für den Leistungswirkungsgrad einer PVZ bei Einstrahlung von monochromatischem Licht sind 46,3% für Silizium als Halbleitermaterial (bei einer Wellenlänge von 1040 nm [96]) und 59,0% für eine PVZ aus GaAs (bei einer Wellenlänge von 826 nm [97]).

Empfängerschaltung

Eine spezielle Empfängerschaltung wird bei der Energieübertragung nicht benötigt, die PVZ kann direkt an die Leistungsverbraucher angeschlossen werden. Es wird lediglich ein Pufferkondensator parallel zu den Elektroden der PVZ angeschlossen, um die Spannung zu stabilisieren.

3.3 Simultane Signal- und Energieübertragung

3.3.1 Sender

Die Senderschaltung ist eine Weiterentwicklung der Schaltungen für die Signalübertragung (Abb. 3.2) und Energieübertragung (Abb. 3.11) unter dem Gesichtspunkt, dass der von der Schaltung abgegebene Strom sowohl einen Gleichanteil für die Energieübertragung als auch einen Wechselanteil für die Signalübertragung enthält. Die einzelnen Schaltungen werden dabei so aufeinander abgestimmt, dass beide Funktionen erfüllt werden: Der Modulator des Signalsenders wird so ausgelegt, dass er die bei der Energieübertragung vorkommenden Ströme modulieren kann. Der Regelkreis des Energiesenders wird so eingestellt, dass die Signalmodulationen nicht als Störung erkannt und ausgefil-

tert werden. Die Schaltung hat folgende Funktionen: Für die Energieübertragung wird ein einstellbarer Konstantstrom bereitgestellt. Diesem Strom werden die zu übertragenden Daten sowie der Takt aufmoduliert. Das Blockschaltbild dieser Schaltung ist in Abb. 3.16 dargestellt. Wie in Abb. 3.11 ist der Regelkreis mit den beiden Rückführungsalternativen (Messwertaufnahme durch Monitorphotodiode oder Präzisionswiderstand) zu sehen. Im Hauptstromzweig ist der Modulator (vgl. Abb. 3.2) eingefügt, der den Strom durch die Laserdiode mit Daten und Takt moduliert.

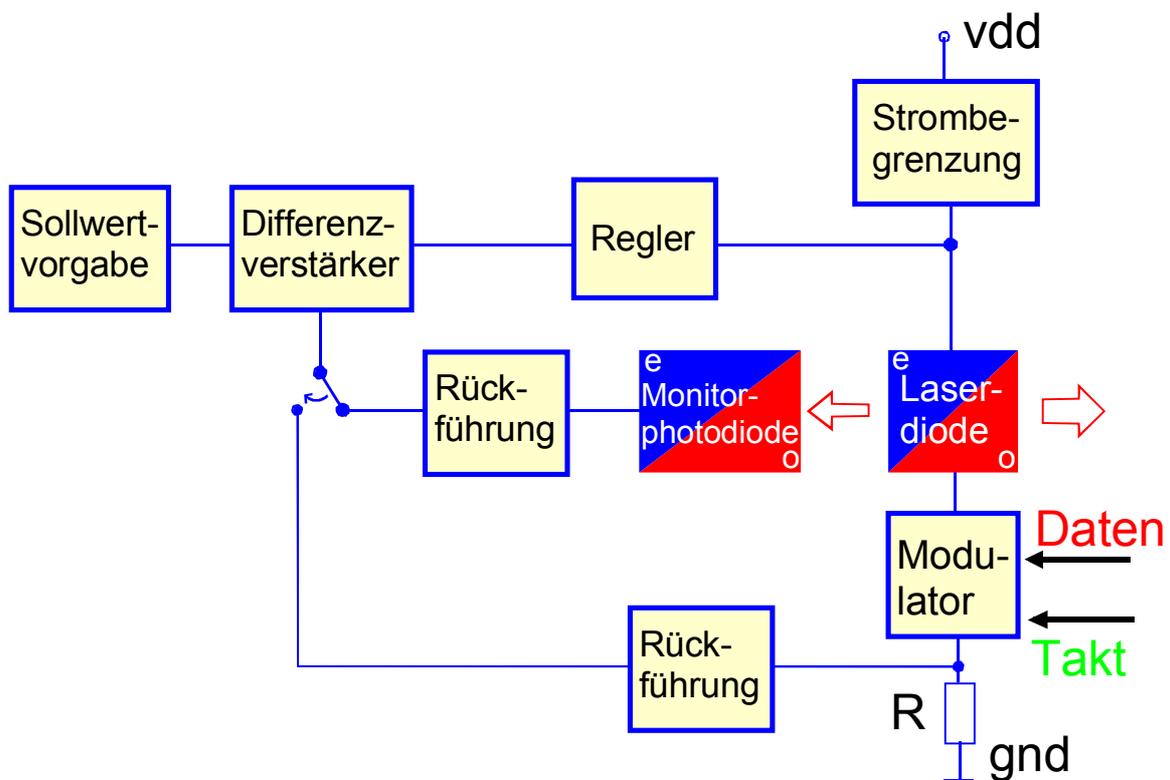


Abbildung 3.16: Blockschaltbild einer Senderschaltung für die simultane Signal- und Energieübertragung.

3.3.2 Übertragungsmedium

Für das Übertragungsmedium gelten bezüglich des Ausbreitungsverhaltens und der Dämpfung von Licht im Auge die in den Abschnitten 3.1.2 und 3.2.2 beschriebenen Zusammenhänge.

3.3.3 Empfänger

Der Empfänger besteht aus Photodetektoren für den Signal- und Energieempfang (PVZ und Photodiode) und der Empfängerschaltung, welche, bis auf den Pufferkondensator, identisch mit der Empfängerschaltung für die Signalübertragung ist (vgl. Abb. 3.11). Das Blockschaltbild (Abb. 3.17) zeigt den Aufbau des Empfängers. Die Photodetektoren für den Signal- und Energieempfang können auf einem Halbleitersubstrat integriert werden. Dies spart Chipfläche und damit Gewicht gegenüber Einzelsubstraten und verringert so die Belastung des Auges durch das Implantat (siehe Abschnitt 2.2).

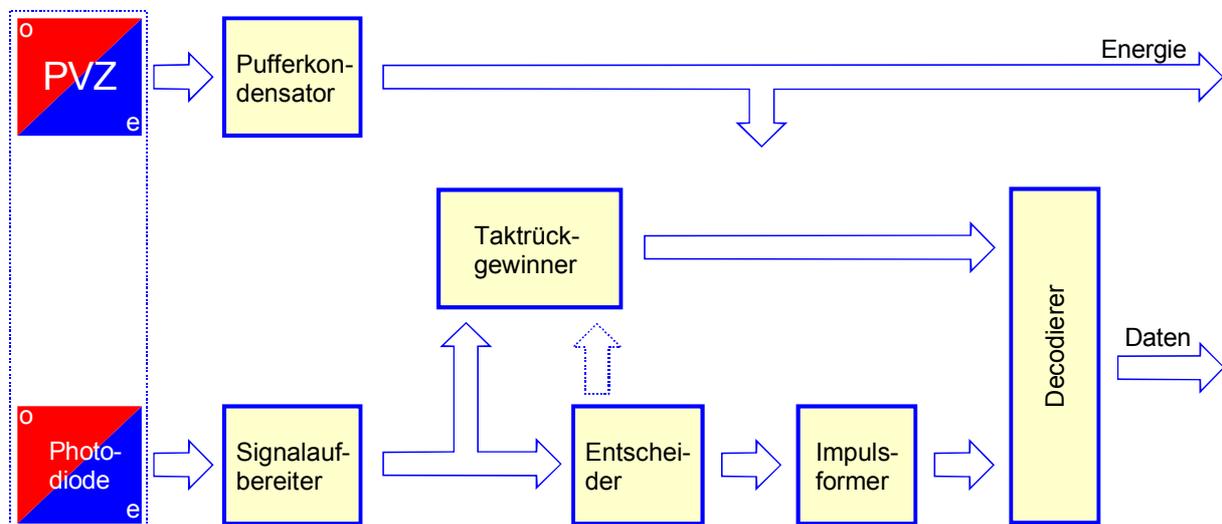


Abbildung 3.17: Blockschaltbild der Empfängerschaltung für die simultane Signal- und Energieübertragung.