

## 5 Komponenten zum Aufbau einer Signal- und Energieübertragungsstrecke

In diesem Kapitel wird die Herstellung und Charakterisierung der Komponenten für eine optische Signal- und Energieübertragungsstrecke für den Einsatz in einer Sehprothese präsentiert (vgl. Abschnitt 2.1). Die Komponenten auf der Senderseite sind die Senderschaltung und der Signal- und Energiesender, im Übertragungsmedium die Strahlformungsoptik und auf der Empfängerseite der Signal- und Energieempfänger und die Empfängerschaltung.

### 5.1 Senderschaltung

Die Aufgabe der Senderschaltung als Teil des Senders liegt in der Ansteuerung der Laserdiode. Die Schaltung wurde nach dem in Kapitel 3 vorgestellten Konzept (Blockschaltbild in Abb. 3.16) entwickelt, ihr Schaltplan ist in Abb. 5.1 dargestellt. Bei der Realisierung ergaben sich dabei folgende Punkte:

- Die Sollwertvorgabe wird durch eine Referenzspannungsquelle und einen Spannungsteiler realisiert ( $IC_2$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $P_1$ ). Neben Masse gibt es dabei als zweiten Referenzpunkt eine geregelte Spannung von +12 Volt [71]. Die Bauteile sind so dimensioniert, dass ein Laserdiodenstrom von 0 bis etwa 1 Ampere eingestellt werden kann.
- Als Modulationstransistoren wurden Transistoren vom Typ MOSFET IRFD110 (Firma Harris) verwendet, da diese laut Datenblatt große Ströme (bis 1 Ampere) sehr schnell (Steig- und Fallzeiten kleiner als 25 ns bei maximaler Modulation) verarbeiten können.
- Da die am Signaleingang anliegenden Daten vom FPGA (siehe Abschnitt 4.3) nur einen Spannungshub von 4 Volt haben, der Modulationstransistor laut Datenblatt aber einen Spannungshub von mindestens 5,2 Volt benötigt, um einen Strom von 1 Ampere zu treiben, wird eine Pegelanpassung mit zwei Invertern  $IC_{4a}$  und  $IC_{4b}$ , deren positive Versorgungsspannung bei +6

Volt liegt, vorgenommen. Um den Stromverbrauch des Signallieferanten zu minimieren, ist der Signaleingang sehr hochohmig.

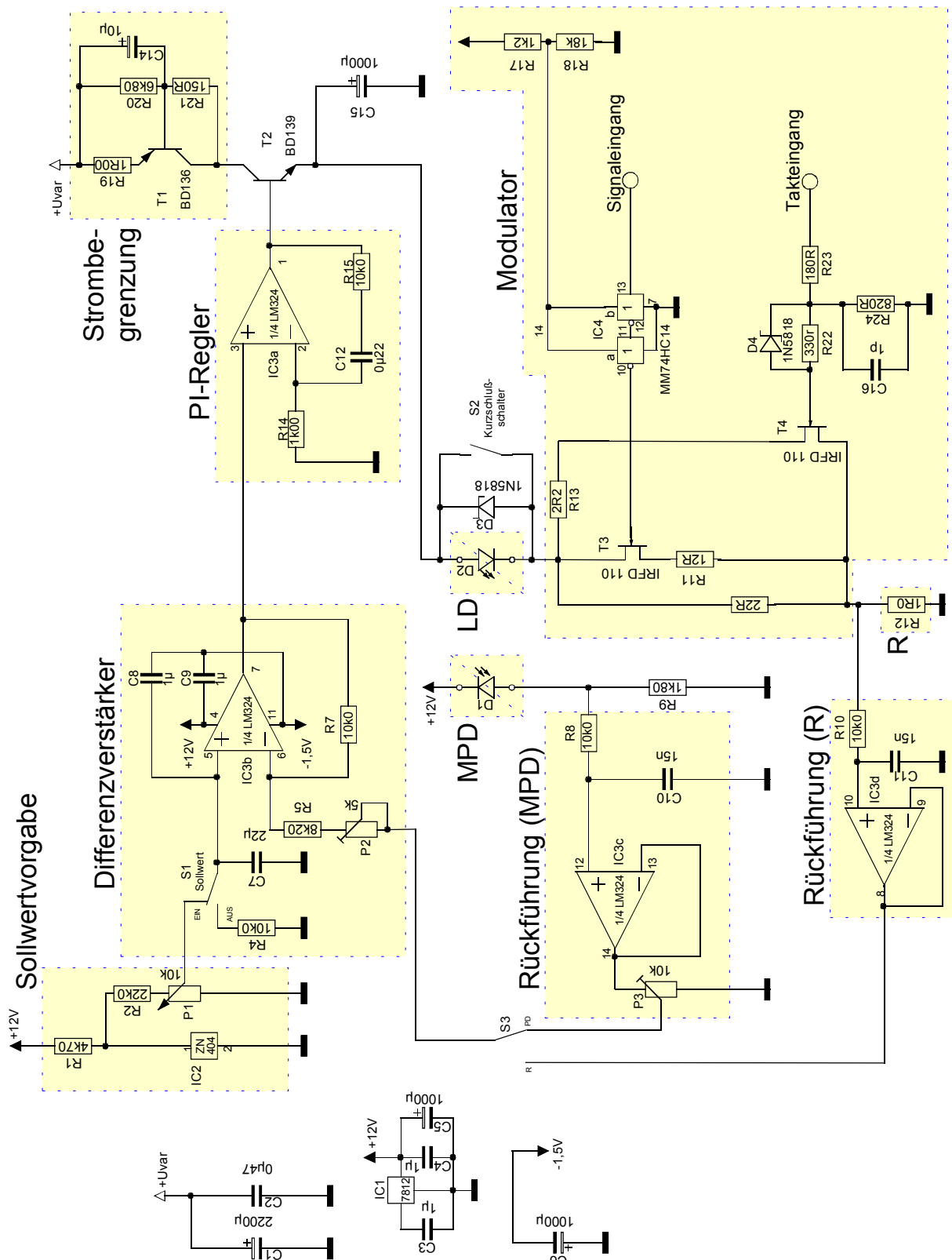


Abbildung 5.1: Schaltplan der Senderschaltung für die optische Signal- und Energieübertragung.

- Den Impedanzwandlern in der Rückführung ist jeweils ein Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von etwa 1 kHz vorgeschaltet. Dies verhindert, dass die zu übertragenden Signale als Störungen erkannt und ausgegeregelt werden. Stattdessen stellt sich der Regelkreis auf den Mittelwert ein.

Nach der konzeptionellen Entwicklung der Senderschaltung wurde diese mit handelsüblichen Elektronikbauteilen aufgebaut und getestet<sup>1</sup>. Dafür wurde zunächst ein Platinenlayout für ein Eurokarten-Standardformat (100 mm x 160 mm) entworfen. Nach der Fertigung dieser Platine wurde sie mit den elektronischen Bauteilen bestückt und in ein Gehäuse eingebaut (Abb. 5.2). Sämtliche elektrischen Anschlüsse – Anschlüsse für die Versorgungsspannungen, Laserdiode und Monitorphotodiode sowie Signal- und Takteingang – und das Potentiometer für die SollwertEinstellung des Laserdiodenstroms sind an den Frontplatten des Gehäuses (in der Abbildung die rechte und linke Gehäuseseite) angebracht. Zusätzlich ist eine Messleitung hinausgeführt, um die Spannung  $U_{LD}$ , die über dem Präzisionswiderstand R abfällt, messen zu können. Da diese proportional zum Strom durch die Laserdiode ist, kann letzterer somit überwacht werden.

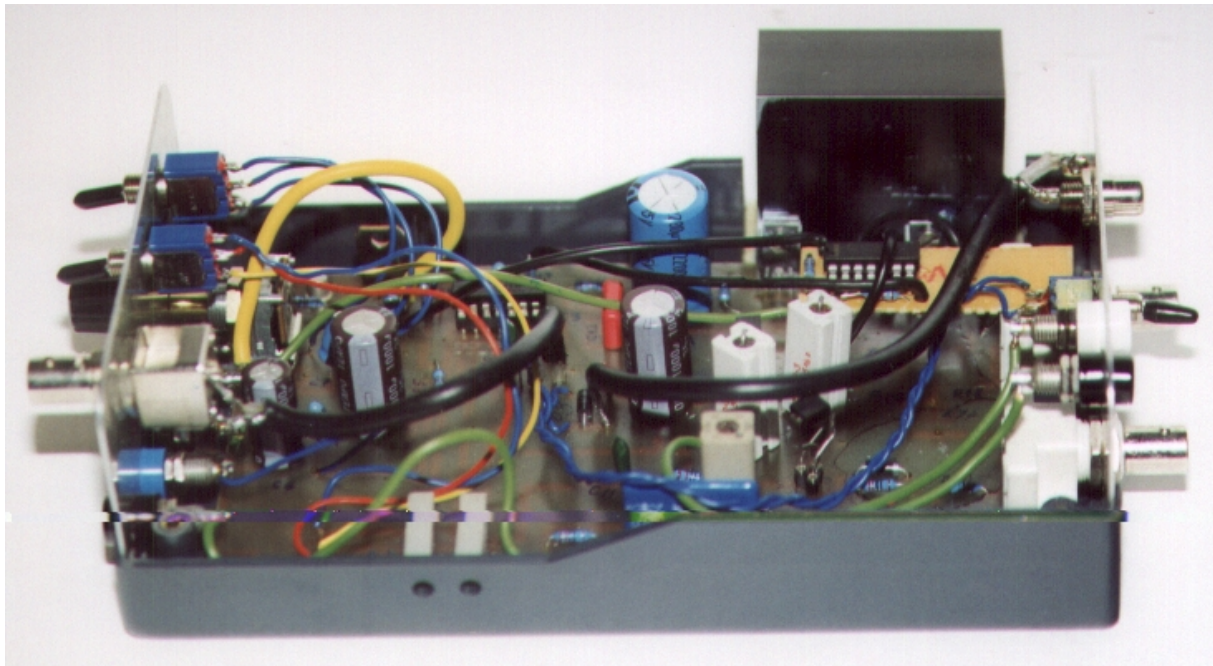


Abbildung 5.2: Aufgebaute Senderschaltung, eingebaut in ein Gehäuse.

<sup>1</sup> Für den Einsatz im endgültigen Produkt kann die Schaltung durch den Einsatz von Spezialbauteilen, z.B. Dünnschichtkondensatoren und ASICs miniaturisiert werden.

In Abb. 5.3 sind experimentelle Ergebnisse eines Funktionstests der Senderschaltung dargestellt: Die mit einem Oszilloskop gemessenen Spannungsverläufe an verschiedenen Stellen des rechts oben in Abb. 5.3 dargestellten Messaufbaus. Die Kurve (1) zeigt das vom FPGA mit einer Datenrate von 56 kbit/s kodierte Datensignal, das an die Senderschaltung übergeben wurde, die Kurve (2) das dazugehörige, von einem Funktionsgenerator kommende Taktsignal. Die Kurve (3) stellt das Ausgangssignal der Senderschaltung, das mit Daten und Takt amplitudenmoduliert ist, dar. Dieses Ausgangssignal ist proportional zum Strom durch die Laserdiode und damit zur optischen Leistung, die von dieser abgestrahlt wird. Am Ausgangssignal erkennt man, wie Daten und Takt auf das Energiesignal aufmoduliert werden. Damit ist gezeigt, dass die Senderschaltung die Anforderungen (Bereitstellung des Stroms zur Ansteuerung des Signal- und Energiesenders mit einem Gleichanteil für die Energieübertragung und einem Wechselanteil für die Daten- und Taktübertragung) erfüllt.

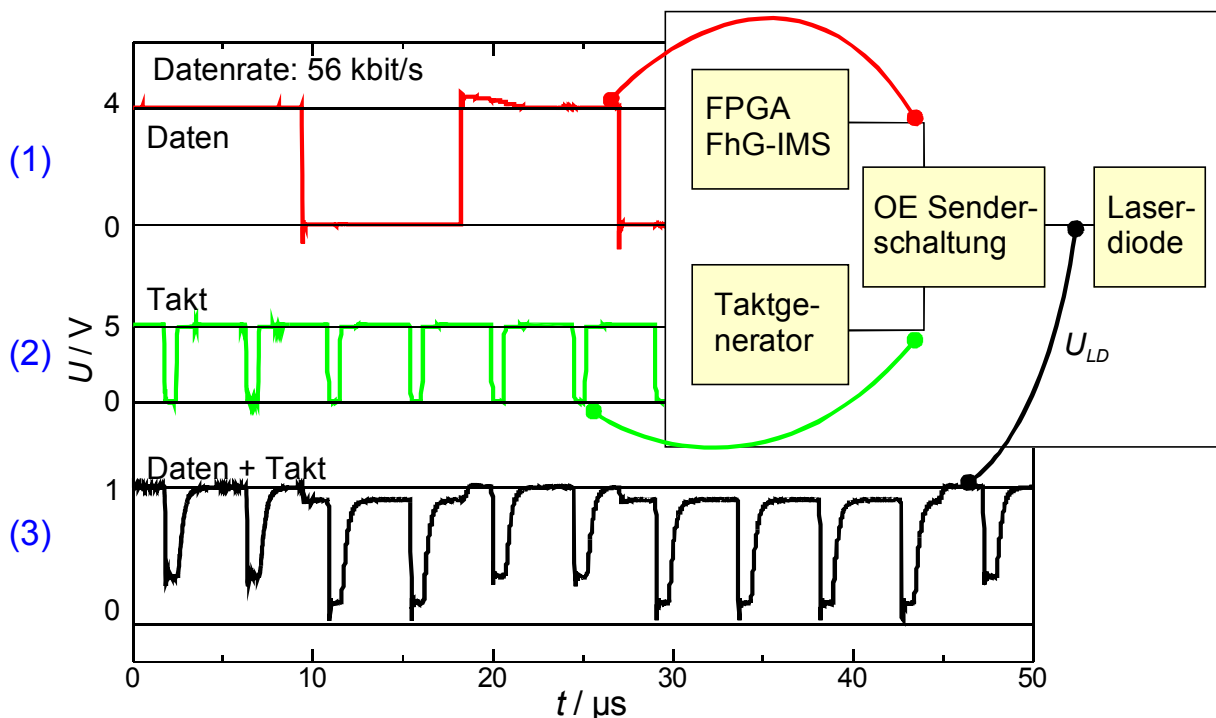


Abbildung 5.3: Mit einem Oszilloskop gemessene Spannungsverläufe bei einem Funktionstest der Senderschaltung. Die Messpunkte der Spannungen sind in dem Kasten rechts oben dargestellt und den einzelnen Spannungsverläufen zugeordnet.

## 5.2 Signal- und Energiesender

Als Signal- und Energiesender wurde eine Laserdiode (Typ SPL 2F85 der Firma Siemens) verwendet, dessen Laserlicht in eine Multimode-Glasfaser eingekoppelt wird, die mit einer FC-Verbindung am Laserdiodengehäuse angebracht ist. Die Wellenlänge des Laserlichtes der hier verwendeten Laserdiode liegt laut Datenblatt bei  $\lambda = 842,5$  nm. In Abb. 5.4 sind Messungen der optischen Ausgangsleistung in Abhängigkeit vom Speisestrom im Bereich von 0 bis 980 mA (maximaler Strom der Senderschaltung) dargestellt. Die maximale optische Leistung, die damit für die Energieübertragung zur Verfügung steht, beträgt 303 mW.

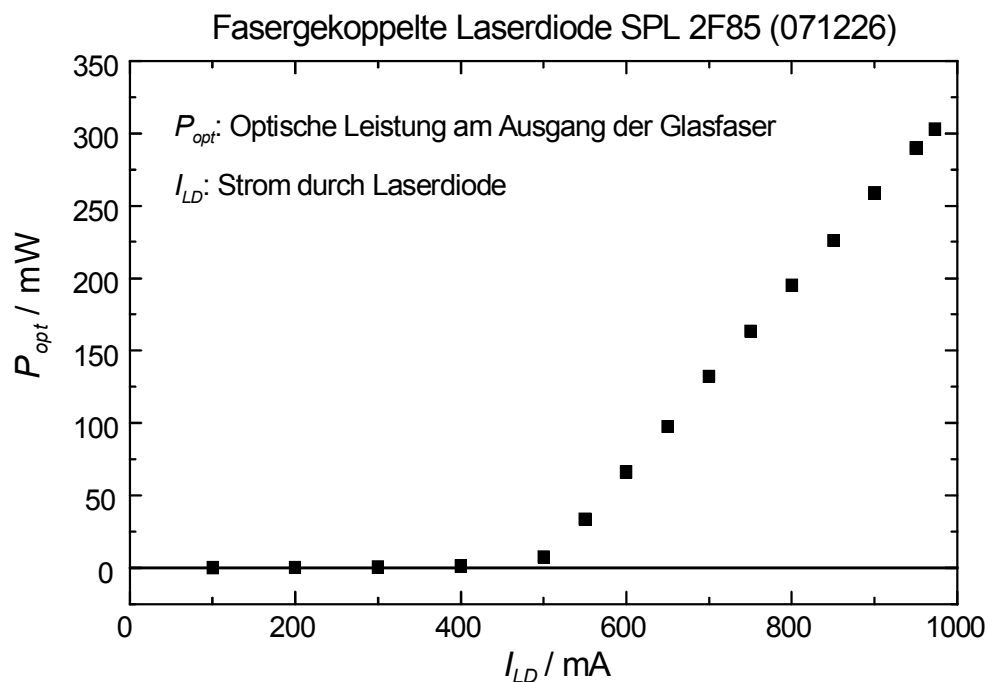


Abbildung 5.4: Optische Ausgangsleistung der Laserdiode SPL 2F85 in Abhängigkeit des Speisestroms.

Experimentelle Ergebnisse eines Funktionstests des Senders für die simultane Signal- und Energieübertragung sind in Abb. 5.5 dargestellt. Die Kurve (1) zeigt das Ausgangssignal der Senderschaltung, die Spannung  $U_{LD}$ , die proportional zum Strom durch die Laserdiode ist. Der Strom ist mit einem Datensignal von 56 kbit/s und einem Taktsignal der achtfachen Frequenz moduliert. Die Kurve (2) stellt den zeitlichen Verlauf der von der Laserdiode abgestrahlten optischen Leistung dar, die mit einer schnellen Photodiode (Modell AEPX65 von Centro-

nics – Bandbreite 1 GHz) gemessen wurde. Aus der Abbildung ist zu erkennen, dass die zeitlichen Verläufe des Speisestroms und der abgestrahlten optischen Leistung annähernd identisch sind, die Signale also nicht verfälscht werden. Die Senderseite der optischen Signal- und Energieübertragungsstrecke ist damit komplett.

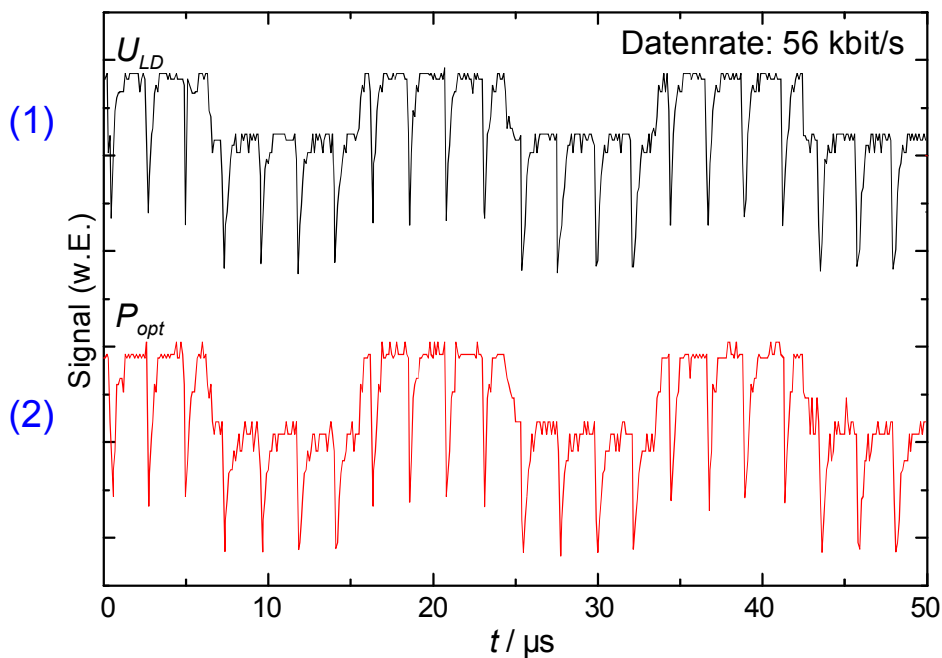


Abbildung 5.5: Zeitlicher Verlauf der Spannung  $U_{LD}$  (proportional zum Strom durch die Laserdiode – Kurve (1)) und der von der Laserdiode abgestrahlten optischen Leistung  $P_{opt}$  (Kurve (2)).

### 5.3 Strahlformungsoptik

Mit einer Glasfaser, die an der Laserdiode angebracht ist, wird das Laserlicht bis vor das Auge geführt. An diesem Ende der Faser befindet sich eine Strahlformungsoptik, mit der die Intensitätsverteilung des Laserlichts am Ort des Signal- und Energieempfängers festgelegt wird. Wo sich der Signal- und Energieempfänger befindet, hängt vom Aufbau des Implantates ab: Beim System 1 befindet sich der Empfänger in der Linsenebene, beim System 2 auf der Netzhaut (siehe auch Abschnitt 2.1). Diese Strahlformungsoptik wurde zunächst strahlenoptisch simuliert (siehe dazu Abschnitt 3.1.2).

Zur Verifikation dieser Simulationsergebnisse wurden Experimente mit enukleierten<sup>2</sup> Kaninchenaugen durchgeführt<sup>3</sup>. Gemessen wurde dabei die optische Intensitätsverteilung im Laserspot auf der Netzhaut, bzw. die Intensität auf einem Punkt der Netzhaut bei der Drehung des Lasers um das Auge herum (System 2). Da Hornhaut, Linse und Netzhaut annähernd sphärisch sind, sind diese beiden Situationen äquivalent.

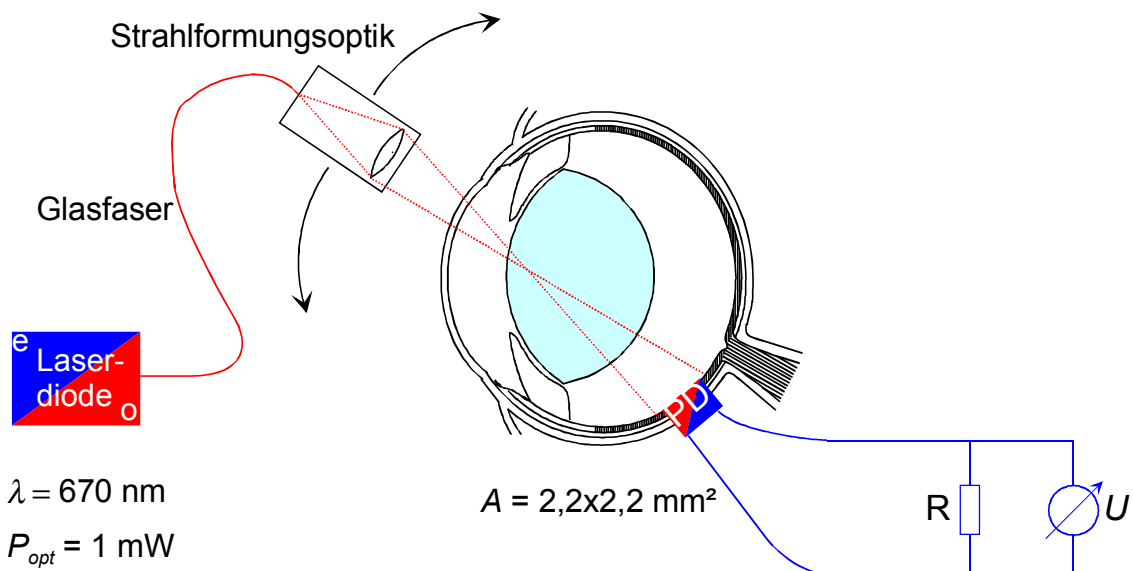


Abbildung 5.6: Prinzipieller Messaufbau für Intensitätsmessungen auf der Netzhaut von enukleierten Kaninchenaugen.

Der Versuchsaufbau ist in Abb. 5.6 dargestellt. Als Lichtquelle wird eine Laserdiode (Emissionswellenlänge:  $\lambda = 670 \text{ nm}$ , optische Leistung:  $P_{opt} = 1 \text{ mW}$ ), betrieben mit einer Konstantspannungsquelle, verwendet. Diese Wellenlänge wurde ausgewählt, da durch die Sichtbarkeit das Laserlicht Justagearbeiten erheblich vereinfacht werden. Die optischen Eigenschaften der Linse und des Auges unterscheiden sich nur unwesentlich von denen bei  $\lambda = 850 \text{ nm}$ : Die simulierten Fleckradien bei der Wellenlänge  $\lambda = 670 \text{ nm}$  sind  $w_0 = 0,99 \text{ mm}$  für System 1 und  $w_0 = 2,62 \text{ mm}$  bei System 2 (gegenüber  $w_0 = 0,94 \text{ mm}$  für System 1 und  $w_0 = 2,57 \text{ mm}$  für System 2 bei  $\lambda = 850 \text{ nm}$ ). Die Abbildungsoptik ist auf einer drehbaren Platte befestigt, sodass sie um das Kaninchenauge, das in der Drehachse der Platte platziert ist, herumgefahren werden kann. Als Lichtdetek-

<sup>2</sup> Eukleiert heißt wörtlich 'entkernt'. Dies bedeutet, dass die Augen nach dem Schlachten aus dem Tier entfernt wurden.

<sup>3</sup> Diese Experimente wurden an der Universitäts-Augenklinik der Universität GH Essen gemeinsam mit Dr. T. Laube durchgeführt.

tor wird eine Photodiode (Modell BPW 104 von Siemens) verwendet, die im Augenhintergrund, gegenüber der Hornhaut, befestigt wird, also am vorgesehenen Ort des Signal- und Energieempfängers (System 2). Dazu wird von außen ein Loch von der Größe der Photodiode in das Auge geschnitten und alle Hautschichten entfernt, bis der Glaskörper frei liegt. Hier wird die Photodiode dann mit einem Faden angenäht und zusätzlich mit Klebstoff fixiert.

Die in Abb. 5.7 dargestellten Ergebnisse bestätigen die gaußförmige Intensitätsverteilung im Laserspot auf der Netzhaut: Deutlich zu sehen ist die gute Übereinstimmung der Messpunkte mit der angepassten Gaußverteilung (entspricht der Intensitätsverteilung am Ausgang der Glasfaser, siehe Abschnitt 5.4). Der Halbwertswinkel für die Gaußverteilung liegt mit  $\varphi_{0,5} = 7^\circ$  etwas unterhalb des bei der Simulation erhaltenen Wertes ( $10^\circ$ ). Diese Abweichung ist eine Folge der hier verwendeten Näherung, dass Hornhaut, Linse und Netzhaut annähernd sphärisch sind. Wie in Abb. 5.6 zu erkennen lässt sich das Kaninchenauge eher durch ein Ellipsoid als durch eine Kugel beschreiben, sodass sich die Situationen bei der Simulation und im Experiment nicht vergleichen lassen. Sie sind sich einander aber so ähnlich, dass die Ergebnisse nur wenig voneinander abweichen.

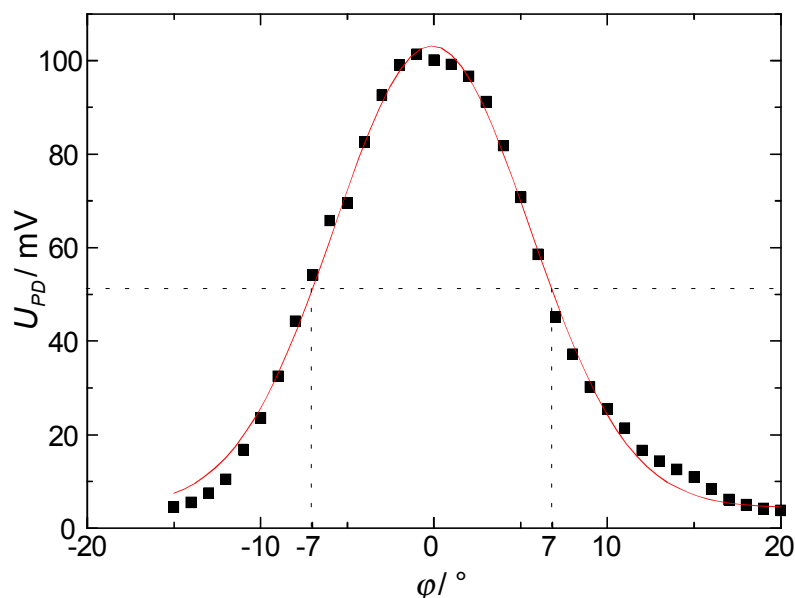


Abbildung 5.7: Intensitätsverteilung auf der Netzhaut in Abhängigkeit vom Ausgredrehwinkel (Durchgezogene Linie: Nichtlineare Anpassung mit dem Programm Microcal™ Origin™). Die gestrichelten Linien kennzeichnen die Halbwertsbreite der angepassten Gaußverteilung.



## 5.4 Signal- und Energieempfänger

Der erste Schritt bei der Herstellung von Photodetektoren für den Signal- und Energieempfang ist die Auswahl eines geeigneten Halbleitermaterials. Aufgrund der hohen erreichbaren Wirkungsgrade bei der Energieumwandlung (siehe Abschnitt 3.2.3) bieten sich direkte Halbleiter an. Für den in dieser Arbeit verwendeten Wellenlängenbereich um 850 nm ist dies das GaAs/AlGaAs System.

### Epitaxie

Die Halbleiterschichten wurden mittels Molekularstrahlepitaxie (Molecular Beam Epitaxy – MBE) hergestellt<sup>4</sup>. Die Dotierstoffe waren Silizium für die n-Dotierung und Beryllium für die p-Dotierung<sup>5</sup>.

Die Schichtstruktur [99] für den monolithisch integrierten Signal- und Energieempfänger ist in Tabelle 5.1 dargestellt.

Material	Schichtdicke / nm	Dotierstoffkonzentration / cm <sup>-3</sup>
p <sup>++</sup> -GaAs	100	5 x 10 <sup>19</sup>
p <sup>+</sup> -Al <sub>0,37</sub> Ga <sub>0,63</sub> As	62	2 x 10 <sup>18</sup>
p <sup>+</sup> -GaAs	1000	2 x 10 <sup>18</sup>
n-GaAs	500	2 x 10 <sup>17</sup>
n <sup>+</sup> -GaAs	1500	5 x 10 <sup>18</sup>
n <sup>+</sup> -Al <sub>0,37</sub> Ga <sub>0,63</sub> As	100	5 x 10 <sup>18</sup>
n <sup>+</sup> -GaAs	500	8 x 10 <sup>18</sup>
s. i. GaAs Substrat		

Tabelle 5.1: Aufbau der Schichtstruktur für die Herstellung der integrierten Signal- und Energieempfänger [99].

<sup>4</sup> Die Fertigung erfolgte am Fraunhofer Institut für Angewandte Festkörperphysik (FhG-IAF) in Freiburg.

<sup>5</sup> Die fachgebietseigene MBE-Anlage konnte nicht für die Herstellung herangezogen werden, da bei dieser während der Projektlaufzeit keine p-Dotierung zur Verfügung stand.

Die einzelnen Schichten haben die folgende Bedeutung [99]: Die dünne, hochdotierte  $p^{++}$ -GaAs Schicht ist eine Kontaktschicht, auf der sehr niederohmige Metall-Halbleiter Kontakte hergestellt werden können. Die darunterliegende  $p^+$ - $Al_{0,37}Ga_{0,63}As$  Schicht (window layer) hat einen so hohen Aluminiumanteil, dass in ihr kein Licht absorbiert wird (Bandkante bei 660 nm). In ihr können die Löcher vom Entstehungsort zu den Kontakten driften. Unter dieser Schicht liegt die eigentliche Diodenstruktur, eine  $p^+nn^+$ -GaAs Schichtfolge, wobei die  $n^+$ -Schicht als n-Kontaktschicht verwendet wird. Die folgende  $n^+$ - $Al_{0,37}Ga_{0,63}As$  Schicht hat eine vergleichbare Funktion, wie die 'window layer'-Schicht: In ihr können die Elektronen zu den Kontakten driften, die wegen der Verwendung eines semiisolierenden Substrats nicht als großflächiger Rückseitenkontakt ausgeführt werden können. Diese Schicht wird gleichzeitig als Ätzstoppschicht verwendet, falls die Empfänger mit einer selektiven Ätze strukturiert werden. In diesem Fall wird die darunterliegende  $n^+$ -GaAs Bufferschicht als n-Kontaktschicht verwendet. Als Substrat wurde semiisolierendes GaAs verwendet, um bei der Prozessierung einzelne photovoltaische Zellen elektrisch voneinander trennen und in Serie schalten zu können. Damit kann die geforderte Versorgungsspannung von 10 Volt bereitgestellt werden.

### **Laterale Strukturierung**

Als erster Schritt zur Herstellung der integrierten Signal- und Energieempfänger wurden, anhand der im Abschnitt 2.2 dargelegten Randbedingungen (Chipgröße, Signal- und Energieübertragungsrate), Größe und Anordnung der Photodiode und der photovoltaischen Zellen festgelegt. Die Photodiode (Signalempfänger) muss so klein sein, dass ihre RC-begrenzte Bandbreite groß genug für die geforderte Signalübertragung ist. Der Miniaturisierung ist eine Grenze durch das Signal-Rausch-Verhältnis gesetzt, das bei sinkender Photodiodenfläche, wegen des geringer werdenden Signalstroms, immer kleiner wird (siehe Gl. (3.15) in Abschnitt 3.1.3). Die Größe der Photodiode wurde mit  $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$  festgelegt. Mit der oben dargestellten Schichtstruktur ergeben sich mit den in Abschnitt 3.1.3 angegebenen Formeln folgende Verhältnisse:

$$\left. \begin{array}{l} t_{RC} = 1,1 \cdot 10^{-8} \text{ s} \\ t_{Drift} = 3 \cdot 10^{-10} \text{ s} \\ t_{Diff} = 9,7 \cdot 10^{-10} \text{ s} \end{array} \right\} \text{ Bandbreite } B = 14 \text{ MHz}$$

Signal-Rausch-Verhältnis (Pegelmaß):  $SNR = 79 \text{ dB}$

Bei diesen Berechnungen wurde ein Lastwiderstand von  $R_L = 5 \text{ k}\Omega$  eingesetzt, das ist der Widerstand mit dem die Photodiode bei Anschluss an die Empfängerschaltung belastet wird (siehe Abschnitt 5.5). Als optische Intensität wurde der durch biologische Randbedingungen festgelegte Maximalwert von  $1 \text{ W/cm}^2$  angenommen. Daraus ergibt sich bei der Photodiodenfläche von  $10^{-4} \text{ cm}^2$  eine optische Leistung von  $P_{opt} = 0,1 \text{ mW}$  und mit einem angenommenen Leistungswirkungsgrad der Photodiode (diese wird wie eine photovoltaische Zelle betrieben) von 50% und einer Ausgangsspannung von 0,5 Volt ein Signalstrom von  $i_{Signal} = 0,1 \text{ mA}$ . Gerechnet wurde mit einer Lichtwellenlänge von  $\lambda = 850 \text{ nm}$ . Die Bandbreite der Photodiode liegt ausreichend weit über der geforderten Signalfrequenz von 200 kHz, um auch einen höherfrequenten Takt übertragen zu können, und auch das Signal-Rausch-Verhältnis liegt weit über dem in Abschnitt 3.1.3 angegebenen Wert von 15,6 dB womit eine nahezu fehlerfreie Übertragung gesichert ist.

Der Rest der Chipfläche wird für den Energieempfänger verwendet, um möglichst viel Licht für die Energiekonversion verwerten zu können. Da eine Betriebsspannung von 10 Volt sicherzustellen ist, werden zwölf photovoltaische Zellen zu einem PVZ-Array in Serie geschaltet. In Abb. 5.8 sind die zwei Empfängertypen dargestellt, die im Rahmen dieser Arbeit gefertigt wurden. Der eckige Empfänger (Abb. 5.8(a)) ist klein genug, um im System 2 verwendet zu werden, kann aber auch im System 1 eingesetzt werden. Der runde Empfänger (Abb. 5.8(b)) ist speziell für System 1 entwickelt worden. Er nutzt die große, in einer IOL zur Verfügung stehende Fläche aus.

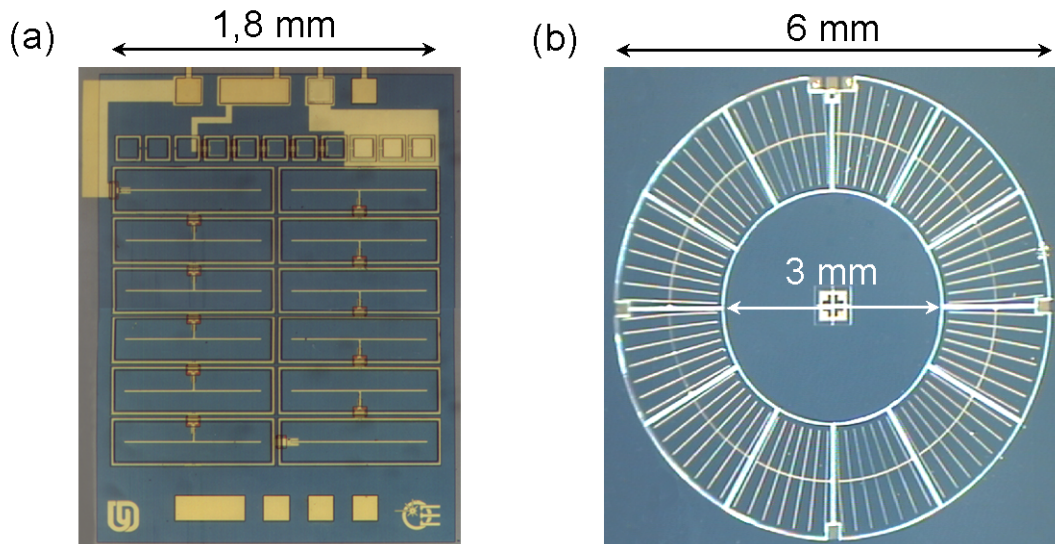


Abbildung 5.8: Fotografien der optoelektronischen Signal- und Energieempfänger. (a) Rechteckiger Typ, verwendbar für System 1 und System 2. (b) Runder Typ zum Einbau in eine intraokulare Linse (System 1).

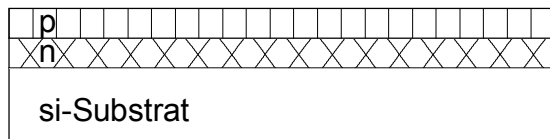
Am oberen Bildrand von Abb. 5.8(a) und (b) sind jeweils die Bondpads für die Kontaktierung mit der Empfängerschaltung zu sehen, direkt darunter die Photodiode(n). Bei dem Empfänger, der in Abb. 5.8(a) zu sehen ist, können wahlweise bis zu elf Photodioden in Reihe geschaltet werden – in diesem Fall fünf – um größere Spannungsdifferenzen zwischen dem 'low'- und dem 'high'-Pegel des Signals zu erzielen. Dies dient der besseren Detektierbarkeit der Signale durch die Empfängerschaltung. Den Rest des Chips nehmen die zwölf photovoltaischen Zellen des PVZ-Arrays ein. Dabei wurde jeweils der maximal zur Verfügung stehende Platz ausgenutzt, in Abb. 5.8(a) ein Rechteck mit den Abmaßen 1,68 mm x 1,8 mm, in Abb. 5.8(b) ein Kreisring, dessen äußerer Durchmesser von 6 mm durch die Größe der intraokularen Linse festgelegt ist. Der innere Durchmesser (3 mm) bestimmt sich aus der Forderung, dass während und nach der Implantation des Empfängers ein Blickfeld auf die Netzhaut zur Fixierung und Beobachtung der dort angebrachten Strukturen frei bleiben muss.

### Prozessierung der Bauelemente

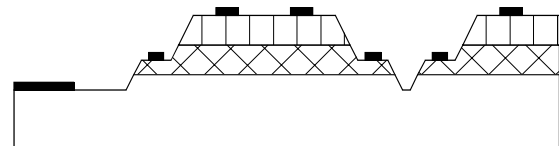
Für die Prozessierung der optoelektronischen Signal- und Energieempfänger wurden Standardverfahren aus der Photolithographie und der Dünnschichttechnik, angewendet. Der für die Photolithographie benötigte Maskensatz wurde aufgrund der oben dargestellten Überlegungen mit einem CAD-Programm er-

stellt und anschließend von einer Spezialfirma als Auftrag gefertigt. Die Herstellung der Signal- und Energieempfänger gliedert sich in acht Technologiestritte (Abb. 5.9 (b) bis (i)), die im weiteren näher erläutert werden.

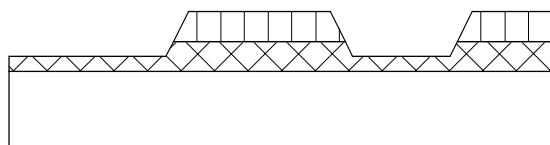
(a) Epitaxierter Wafer



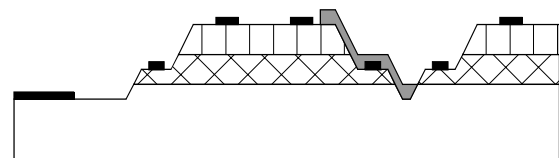
(f) p-Kontakt-Metallisierung



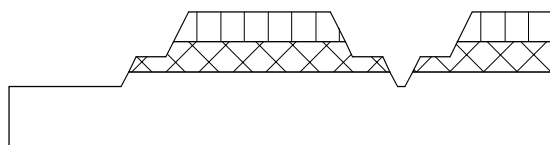
(b) PD/PVZ-Strukturierung



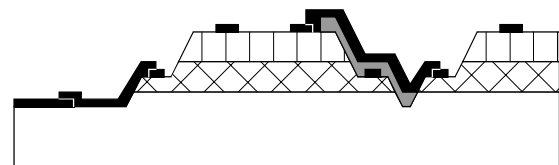
(g) Polyimid-Passivierung



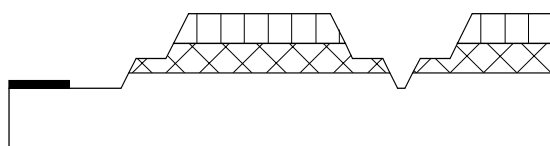
(c) PD/PVZ-Vereinzelung



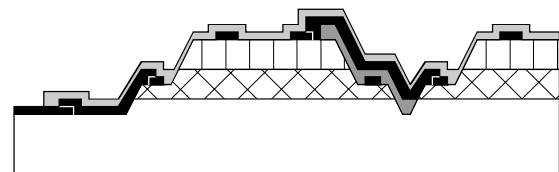
(h) Integrations-Metallisierung



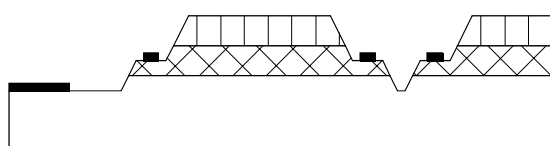
(d) Bondpad-Metallisierung



(i) Antireflexions-Beschichtung



(e) n-Kontakt-Metallisierung



Legende

	Substrat		Metall
	p-Halbleiter		Polyimid
	n-Halbleiter		SiO

Abbildung 5.9: Schematische Darstellung der Prozessschritte zur Herstellung eines monolithisch integrierten Signal- und Energieempfängers.

### 1. PD/PVZ-Strukturierung

Im ersten Schritt werden Größe und Position der Photodioden (PD) und photo-voltischen Zellen (PVZ) durch Ätzen von Mesa-Strukturen definiert (Abb. 5.9(b)). Dazu wird zunächst Photolack auf die Probe aufgetragen, mit einer Lackschleuder auf eine homogene Schichtdicke von 2,3  $\mu\text{m}$  abgeschleudert und in einem Positivprozess strukturiert. Verwendet wird hier, wie auch bei allen weiteren Technologieschritten, der Photolack AR 4040 (Firma AllResist). Der Positivprozess besteht aus folgenden Schritten: Photolack aufbringen, Prebake: 4 min bei 95 °C auf einer Heizplatte, Belichten: 20 s mit UV-Licht in einem Maskenjustier- und Belichtungsapparat (MJB-3 der Firma Karl Süss KG), Entwickeln: 15 s in der Mischung: Entwickler AR300-35:H<sub>2</sub>O im Verhältnis von 3:2 und Postbake: 2 min bei 120 °C auf einer Heizplatte. Beim letzten Schritt wird der Photolack ausgehärtet. Dies erhöht die Haftung auf dem Halbleitersubstrat und verringert so Unterätzungen. Als Ätzlösung wurde hauptsächlich die Mischung H<sub>2</sub>SO<sub>4</sub>:H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>:H<sub>2</sub>O im Verhältnis 1:4:40 verwendet, die für Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As mit den hier verwendeten Verhältnissen  $x = 0$  und  $x = 0,34$ , eine Ätzgeschwindigkeit von etwa 500 nm/min aufweist. Die Äztiefe wurde hierbei mit einem Oberflächen-Profilometer (NewView100 der Firma zygo) kontrolliert.

Um auch die Ätzstoppschicht in der Schichtfolge auszunutzen und so die n-Kontaktschicht, unabhängig von eventuell schwankenden Werten der Ätzrate genau zu treffen, wurde auch eine selektive Ätze verwendet, die GaAs sehr viel schneller ätzt als Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As, wobei der Unterschied mit steigendem  $x$  immer größer wird [100]. Die gemessenen Ätzraten dieser Ätzlösung (Zitronensäure, H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>, H<sub>2</sub>O im Verhältnis 1:1:20 – mit NH<sub>3</sub> auf pH = 6,5 stabilisiert) sind für eine GaAs/Al<sub>0,34</sub>Ga<sub>0,66</sub>As-Schichtfolge in Abb. 5.10 dargestellt – die verwendete Schichtfolge ist im Kasten in der rechten unteren Ecke der Abbildung zu sehen<sup>6</sup>. Im linken Teil der Kurve, bis zu einer Ätzzeit von etwa 3 min, sieht man, wie die oberliegende GaAs-Schicht mit einer Rate von etwa 100 nm/min geätzt wird. Die darunterliegende Al<sub>0,34</sub>Ga<sub>0,66</sub>As-Schicht wird, wie im rechten Teil der Kurve zu erkennen, um einen Faktor 1000 langsamer, mit einer Rate von 0,1 nm/min, geätzt. Diese Schicht kann also als Ätzstoppschicht verwendet werden.

<sup>6</sup> Diese Schicht wurde in der fachgebietseigenen Riber-MBE hergestellt.

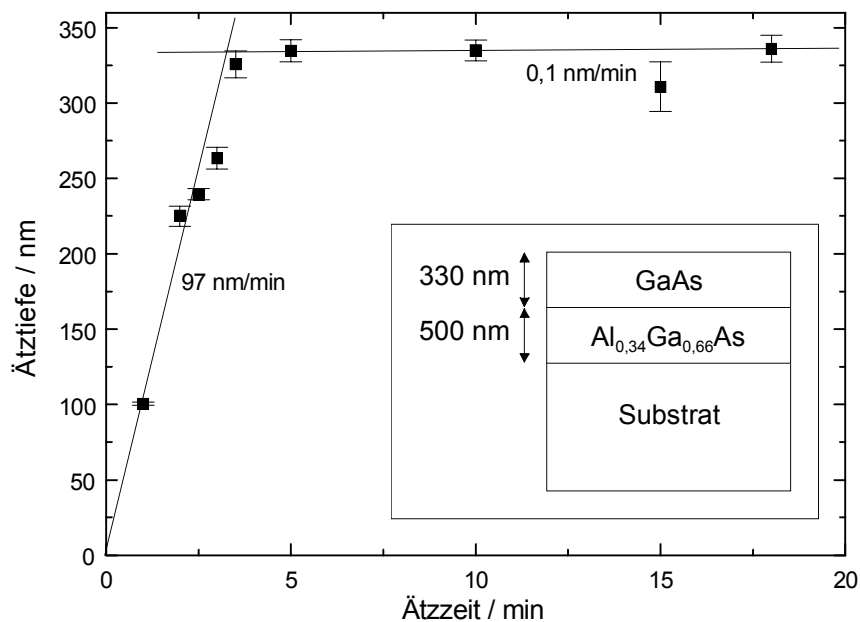


Abbildung 5.10: Gemessene Ätzraten der selektiven Ätze auf Zitronensäure-Basis für die in der Abbildung rechts unten dargestellte Schichtfolge (durchgezogene Linien: Ausgleichsgeraden).

## 2. PD/PVZ-Vereinzelung

Um die photovoltaischen Zellen in Serie schalten zu können, müssen sie in einem zweiten Ätzschritt vereinzel werden. Die Technologieschritte entsprechen dabei denen aus dem ersten Ätzvorgang. Die hierbei für die Photolithographie verwendete Maske ist so strukturiert, dass um die Photodioden und photovoltaischen Zellen herum Gräben geätzt werden, die bis in das semi-isolierende Substrat hineinreichen (Abb. 5.9(c)). Damit werden die Elemente elektrisch voneinander getrennt und sind nur noch mechanisch durch das nichtleitende Substrat verbunden. Zum Ätzen wird hierbei die Schwefelsäure-Ätzlösung verwendet.

## 3. Bondpad-Metallisierung

Für die elektrische Kontaktierung mit der Empfängerschaltung werden Bondpads benötigt (Abb. 5.9(d)), auf denen elektrische Zuleitungen aufgebondet werden können. Diese werden folgendermaßen hergestellt: Nach dem Aufbringen des Photolacks wird dieser mit einem Negativprozess strukturiert. Dieser zeichnet sich dadurch aus, dass im Photolack unterschrittene Kanten entstehen, so dass die Metallisierung in einem lift-off Prozess aufgebracht werden kann. Der Negativprozess besteht aus den Schritten: Photolack aufbringen, Prebake (3 min

bei 85 °C auf der Heizplatte), Belichten: 20 s, Reverse Bake: 4 min bei 120 °C, Flutbelichten: 60 s, und Entwickeln: 40 s mit der gleichen Entwicklerlösung wie beim Positivprozess. Danach folgen Metallisierung und der lift-off. Wegen der für das Bonden benötigten sehr starken Haftung wurde als Metallisierung gesputtertes Ti/Au (Prozessierung im FhG-IBMT, St. Ingbert) verwendet.

#### 4. n-Kontakt-Metallisierung

Zur Herstellung von ohmschen Kontakten auf dem n-Halbleiter erfolgt ein weiterer Metallisierungsprozess. Die Kontakte sind als Ringe, rund um die Mesa-Strukturen herum, ausgeführt, da wegen des semiisolierenden Substrats kein Rückseitenkontakt verwendet werden kann (Abb. 5.9(e)). Die Prozessierung entspricht bis auf die Metallisierung derjenigen vom vorherigen Prozess. Um niederohmige Kontakte herzustellen, wurde hierbei in einer UHV-Anlage ein Pd/Ge/Pt/Ti/Au-Metallsystem [101] aufgedampft.

#### 5. p-Kontakt-Metallisierung

Für die p-Kontakte wird das gleiche Materialsystem wie für die n-Kontakte verwendet [101], die Kontakte werden in diesem Fall als Gitter auf den Mesa-Strukturen prozessiert (Abb. 5.9(f)). Um die Kontaktwiderstände der n- und p-Kontakte zu verringern, werden sie anschließend in einem Rohrofen für 4 min bei 400 °C getempert.

#### 6. Polyimid-Passivierung

Bevor die photovoltaischen Zellen zu einem Array zusammengeschaltet werden können, müssen noch die Mesaflanken passiviert werden, über die hinweg die Kontaktierung erfolgen soll (Abb. 5.9(g)). Hierfür wird die photoempfindliche Polyimidlösung Probimid 408 (Firma Ciba-Geigy) verwendet, die wie Photolack strukturiert werden kann und nach dem Aushärten eine dünne (etwa 500 nm), elektrisch isolierende Schicht bildet. Die Prozessierung erfolgt mit einem Negativprozess, der folgende Schritte umfasst: Aufbringen des Probimid 408 mit einer Lackschleuder, Prebake: 15 min bei 95 °C, Belichten: 45 s, Postexposure Bake: 5 min bei 95 °C, Entwickeln: 1 min in QZ-3301 Entwicklerlösung und Aushärten in einem Rohrofen.



## 7. Integrations-Metallisierung

Die Integration der photovoltaischen Zellen zu einem Array, wie auch die Verbindung des PVZ-Arrays und der Photodioden mit den Bondpads erfolgt mit einer 300 nm dicken Goldschicht (Abb. 5.9(h)). Diese wird mit dem unter Punkt 3 beschriebenen Metallisierungsprozess auf das Substrat aufgebracht.

## 8. Antireflexions-Beschichtung

Der letzte Schritt bei der Prozessierung des Signal- und Energieempfängers besteht im Aufbringen einer dielektrischen Antireflexions-Schicht (Abb. 5.9(i)), welche die Reflexion des Laserlichts an der Halbleiteroberfläche unterbinden soll. Diese besteht aus einer 110 nm dicken Schicht SiO<sub>2</sub>, die durch thermisches Verdampfen in einer UHV-Anlage aufgebracht wird<sup>7</sup>. Die Strukturierung erfolgt wie bei den Metallisierungen durch einen lift-off Prozess. Mit der SiO<sub>2</sub>-Schicht wird der gesamte Empfänger bedeckt, bis auf die Bondpads, die für die elektrische Kontaktierung frei bleiben.

Um die Empfänger in die Retina-Stimulator Struktur integrieren zu können (siehe Abschnitt 6.1) mussten sie noch gedünnt und vereinzelt werden. Dafür wurden zunächst die prozessierten Halbleiterstücke von der ursprünglichen Waferdicke (600 µm) auf eine Dicke von 300 µm abgeschliffen und anschließend auf eine Größe von 2 mm x 2,5 mm gespalten.

## Experimentelle Ergebnisse

Zunächst werden die Ergebnisse vorgestellt, die an einzelnen photovoltaischen Zellen gewonnen wurden. Die erste Frage, die hier im Vordergrund stand, war die nach der Wellenlängenabhängigkeit des Leistungswirkungsgrades einer PVZ. Diese Messungen liefern ein Kriterium zur Festlegung der Übertragungswellenlänge, da bei dieser Wellenlänge der Leistungswirkungsgrad möglichst groß sein sollte. Dieser wurde für eine Einzelzelle der Größe 1 mm x 0,25 mm [102] im Bereich von 720 bis 850 nm für eine optische Leistung von  $P_{opt} = 7,2$  mW mit Hilfe des Messplatzes für spektrale Messungen bestimmt (Abb. 5.11(a)). Bei den einzelnen Wellenlängen wurde jeweils eine IU-Kennlinie auf-

---

<sup>7</sup> Bei einem Brechungsindex des SiO<sub>2</sub> von  $n = 1,9$  ist dies eine  $\lambda/4$ -Schicht für die hier verwendete Laserwellenlänge von 850 nm.

genommen und aus den Messwerten (I,U-Wertepaare) die maximal abgegebene elektrische Leistung bestimmt. Der Leistungswirkungsgrad ist dann der Quotient dieser Leistung und der einfallenden optischen Leistung.

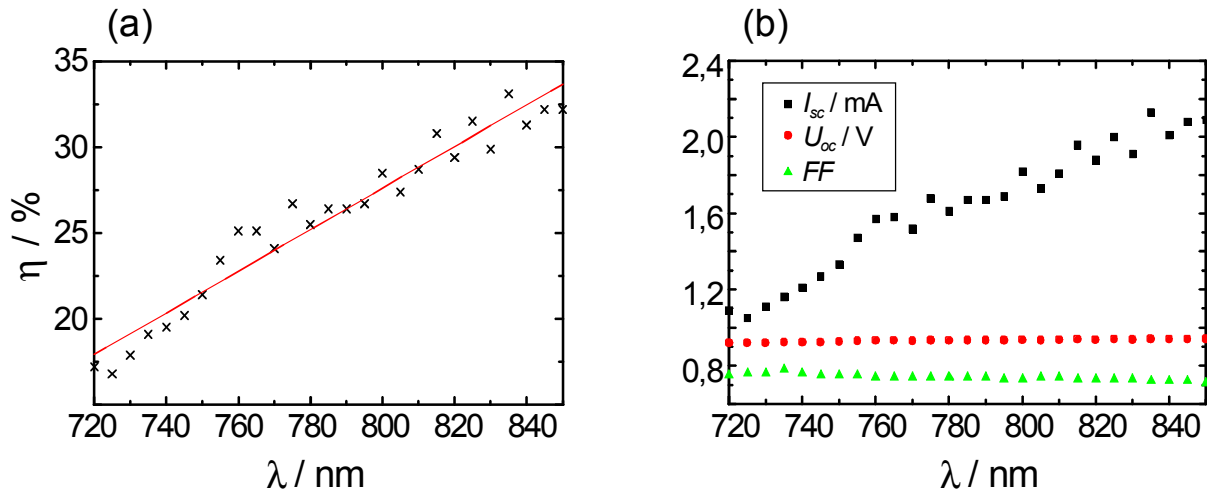


Abbildung 5.11: (a) Maximaler Leistungswirkungsgrad  $\eta$  einer PVZ in Abhängigkeit von der Wellenlänge des einfallenden Lichtes (durchgezogene Linie: Ausgleichsgerade). (b) Kurzschlussstrom  $I_{sc}$ , Leerlaufspannung  $U_{oc}$  und Füllfaktor  $FF$  der PVZ.

Der Leistungswirkungsgrad steigt mit zunehmender Wellenlänge. Dies erklärt sich dadurch, dass mit größer werdender Wellenlänge die Photonenenergie immer mehr mit der Bandlücke von GaAs (1,42 eV, entspricht  $\lambda = 873$  nm) übereinstimmt, also weniger Überschussenergie in Wärme umgewandelt wird. Dies ist aus Abb. 5.11(b) zu entnehmen, wo der Kurzschlußstrom, die Leerlaufspannung und der Füllfaktor der photovoltaischen Zelle aus dem obigen Experiment gegen die Wellenlänge des Laserlichtes aufgetragen sind. Während sich die Leerlaufspannung und der Füllfaktor nur unwesentlich ändern, steigt der Kurzschlussstrom mit steigender Wellenlänge an, da mit der größer werdenden Photonenzahl auch immer mehr Elektron-Loch Paare erzeugt werden. Als Übertragungswellenlänge wurde wegen des hier erreichbaren hohen Leistungswirkungsgrades der photovoltaischen Zellen  $\lambda = 850$  nm ausgewählt. Diese Wellenlänge ist auch deshalb vorteilhaft, da in diesem Bereich ebenfalls das Transmissionsmaximum des Auges liegt (Abb. 3.14) und Hochleistungs-Laserdioden als Signal- und Energiesender verfügbar sind. Bei weiterer Erhöhung der Wel-

lenlänge verringert sich der Leistungswirkungsgrad sehr schnell durch die stark abfallende Absorption von GaAs in der Nähe der Bandkante [103].

Nach der Festlegung der Übertragungswellenlänge, wurde eine entsprechende Laserdiode beschafft und der in Abschnitt 4.2 beschriebene Kennlinien-Messplatz aufgebaut, um die Eigenschaften der photovoltaischen Zellen zu bestimmen, die im Signal- und Energieempfänger eingesetzt werden. Um den Wirkungsgrad der untersuchten photovoltaischen Zellen bestimmen zu können, wurde zunächst die optische Leistung bestimmt, die auf die zu messenden Empfängererelemente fällt. Dazu wurde die Intensitätsverteilung der optischen Leistung am Ausgang der Glasfaser gemessen. In Abb. 5.12 sind Messungen der relativen Intensitätsverteilungen (Messwerte: Photostrom  $I_{PD}$  einer Detektorphotodiode) im Abstand von 0,5 cm (Abb. 5.12(a)) und 1 cm (Abb. 5.12(b)) vom Glasfaserende in einer Schnittgerade dargestellt –  $d$  kennzeichnet den Abstand von der Faserachse. Die durchgezogene Linie zeigt eine an die Messwerte angepasste Gaußverteilung (Nichtlinearer fit mit dem Programm Microcal™ Origin™).

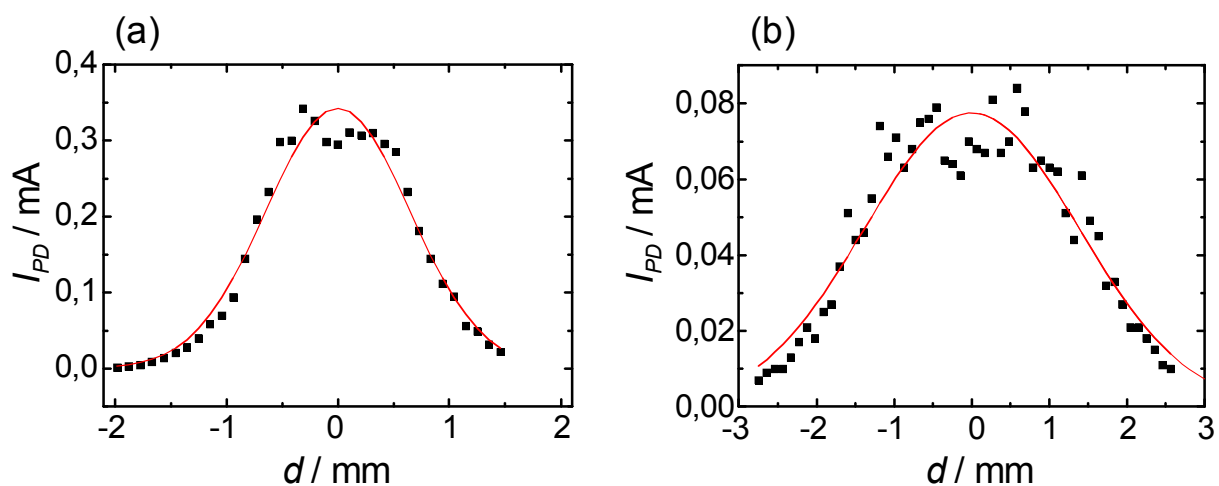


Abbildung 5.12: Relative Intensitätsverteilungen im Abstand von 0,5 cm (a) und 1 cm (b) vom Ende der Glasfaser bei einer Wellenlänge von  $\lambda = 850$  nm (Durchgezogene Linie: An die Messwerte angepasste Gaußverteilung).

Aufgrund der guten Übereinstimmung (relative Fehler aller Fitparameter  $<5\%$ ) wurde im weiteren mit der hiermit bestimmten gaußförmigen Verteilung gerechnet. Die Intensitätsverteilungen wurden durch Normierung dieser relativen

Verteilungen mit der gemessenen optischen Leistung (siehe Abschnitt 5.2) ermittelt (Bestimmung der Maximalintensität bei  $d = 0$ ). Zur Bestimmung der optischen Leistung, die auf das zu untersuchende Element fiel, wurde die Intensität über diesen Bereich unter Berücksichtigung der gemessenen Position des Glasfaserendes relativ zum Element, numerisch integriert (Integration mit dem Programm Mathematika von Wolfram Research).

Als erstes wurden mit Hilfe des Messplatzes einzelne photovoltaische Zellen (Kantenlängen: 0,1 mm x 0,1 mm) charakterisiert. Die Abb. 5.13 zeigt Strom-Spannungskennlinien der photovoltaischen Zelle bei einfallenden optischen Leistungen von 0,06 mW bis 0,98 mW. Dies entspricht mittleren optischen Intensitäten von 0,6 W/cm<sup>2</sup> bis 9,8 W/cm<sup>2</sup>.

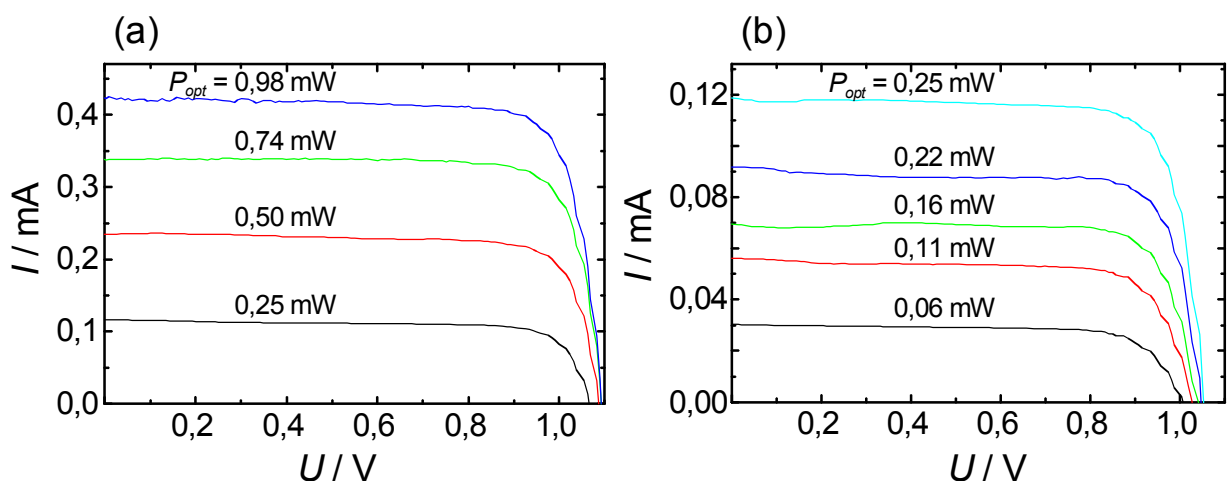


Abbildung 5.13: Gemessene Strom-Spannungskennlinien von einzelnen photovoltaischen Zellen (Abmessung: 0,1 x 0,1 mm<sup>2</sup>). In (a) beträgt der Abstand der Glasfaser zur PVZ 0,5 cm, in (b) 1 cm (Wellenlänge des einfallenden Lichts jeweils  $\lambda = 850$  nm).

Aus diesen Kennlinien wurden dann Kenngrößen zur Charakterisierung der PVZ bestimmt (siehe Abschnitt 3.2.3): Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom können direkt aus der Kennlinie abgelesen werden, Serienwiderstand und Parallelwiderstand werden aus der Steigung der Kurven bestimmt (vgl. Abb. 3.15(b)). Für die Berechnung des Füllfaktors und des Leistungswirkungsgrades wird aus den Messwerten ( $I,U$ -Wertepaare) der Punkt maximaler Leistungsabgabe bestimmt. Die so gewonnenen Kenngrößen sind in Tabelle 5.2 wiedergegeben.

Leerlaufspannung $U_{oc}$ (max.)	1,10 V
Kurzschlussstrom $I_{sc}$ (max.)	0,425 mA
Serienwiderstand $R_S$ (min.)	18 $\Omega$
Parallelwiderstand $R_P$ (max.)	78 M $\Omega$
Füllfaktor $FF$ (max.)	0,82
Leistungswirkungsgrad $\eta$ (max.)	40,8 %

Tabelle 5.2: Experimentell bestimmte Kenngrößen einer einzelnen photovoltaischen Zelle (Abmessung: 0,1 mm x 0,1 mm).

Die Kenngrößen Leerlaufspannung, Füllfaktor und Leistungswirkungsgrad sind vergleichbar mit den in der Literatur zu findenden Werten für photovoltaische Zellen bei Einstrahlung von monochromatischem Licht (Tabelle 5.3).

	Vänttinen et al. [99]	Olson et al. [104]	Fave et al. [105]
Wellenlänge $\lambda$	810 nm	806 nm	814 nm
Leerlaufspannung $U_{oc}$	1,147 V	1,008 V	1,1095 V
Füllfaktor $FF$	0,78	0,865	0,861
Leistungswirkungsgrad $\eta$	49 %	52,1 %	49,85 %

Tabelle 5.3: Eigenschaften von photovoltaischen Zellen (Ergebnisse aus der Literatur).

Der entwickelte Herstellungsprozess ist also dazu geeignet, qualitativ hochwertige photovoltaische Zellen zu fertigen. Aus den Messungen der Leerlaufspannung und des Kurzschlussstromes in Abhängigkeit von der einfallenden optischen Leistung lässt sich weiterhin folgendes ableiten:

1. Die Leerlaufspannung nähert sich bei steigender optischer Leistung asymptotisch einem Maximalwert an, der bei 1,1 Volt liegt (Abb. 5.14(a)), vergleichbar mit den von anderen Gruppen erreichten Werten (Tabelle 5.3).
2. Der Kurzschlussstrom steigt proportional zur optischen Leistung an (Abb. 5.14(b)), es ist also keine Sättigung zu erkennen, bis hin zu optischen Intensitäten ( $I_{opt} = 10 \text{ W/cm}^2$ ), die weit über denen liegen, mit denen die optische Signal- und Energieübertragungsstrecke betrieben wird ( $I_{opt} < 1 \text{ W/cm}^2$ ).

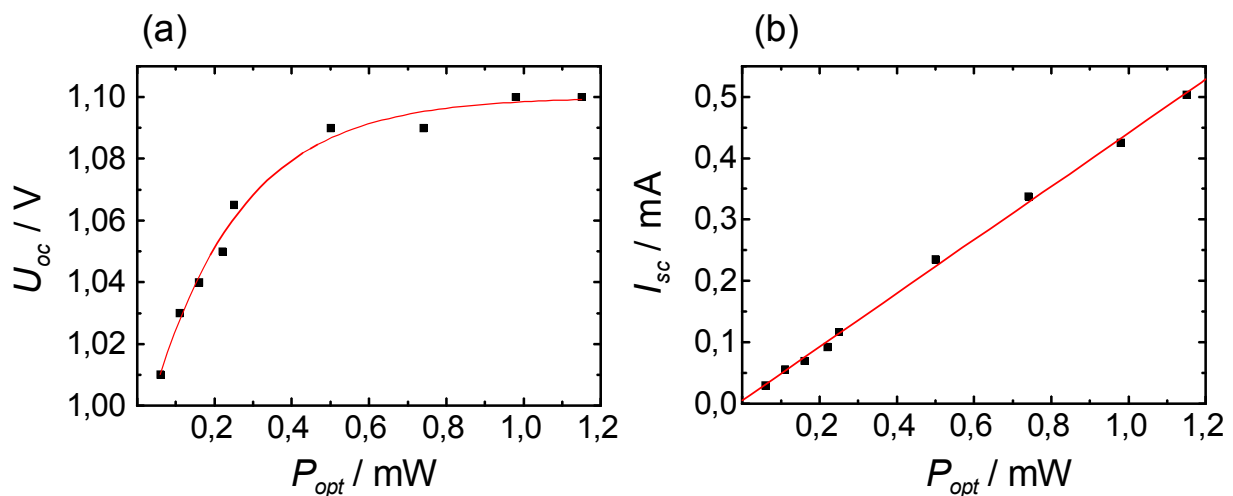


Abbildung 5.14: Leerlaufspannung (a) und Kurzschlussstrom (b), gemessen in Abhängigkeit von der einfallenden optischen Leistung. Die durchgezogenen Linien sind an die Messwerte angepasste Kurven, berechnet mit Microcal™ Origin™ (Wellenlänge des einfallenden Lichts jeweils  $\lambda = 850 \text{ nm}$ ).

Nach der Charakterisierung von einzelnen photovoltaischen Zellen wurden die Eigenschaften von integrierten Signal- und Energieempfängern, bestehend aus einer Photodiode und einem PVZ-Array gemessen. Als erstes wurde die Bandbreite einer Photodiode mit Hilfe einer hochfrequent modulierbaren Laserdiode (Modell TUI DC100, Wellenlänge 877 nm) bestimmt. Als Modulator wurde ein Funktionsgenerator (Modell HP 8116A) für den Bereich von 1 bis 50 MHz und ein Synthesizer (Modell Wiltron 6769A) für den Bereich von 10 bis 400 MHz verwendet, für die Aufnahme des elektrischen Signals der Photodiode ein Frequenzanalysator (spectrum analyzer Modell HP 8591A) mit einem Eingangswiderstand von  $50 \Omega$ . Mit diesem Lastwiderstand ergibt sich, unter Berücksichtigung eines Serienwiderstandes der Photodiode von etwa  $20 \Omega$ , rechnerisch eine

Bandbreite der Photodiode von  $B = 155$  MHz (s.o.), ein Wert, mit dem die experimentellen Ergebnisse (Abb. 5.15) übereinstimmen.

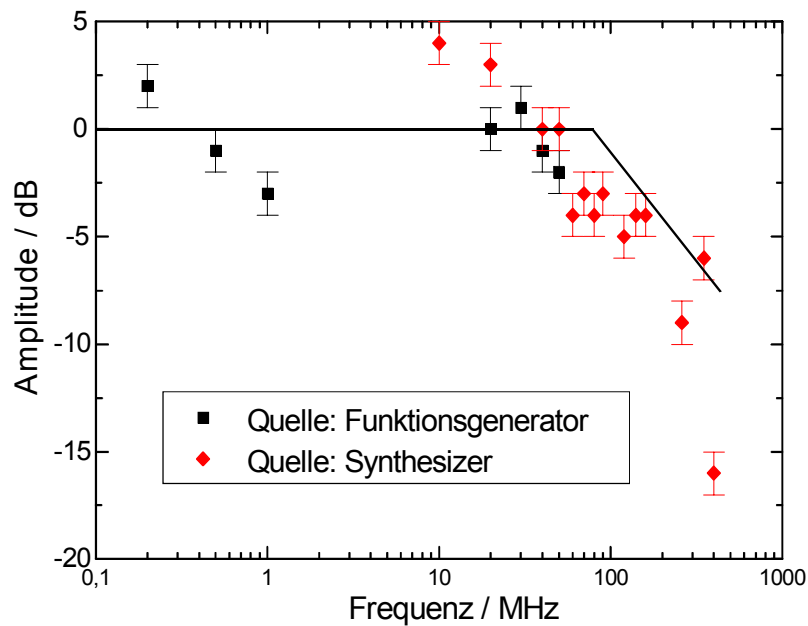


Abbildung 5.15: Bandbreite der Photodiode bei einem Lastwiderstand von  $R = 50 \Omega$ . Durchgezogene Linie: Frequenzverhalten für  $B = 155$  MHz.

Experimentelle Ergebnisse eines Funktionstests der Photodiode als Empfänger der Signal- und Energieübertragungsstrecke sind in Abb. 5.16 dargestellt. Die Messungen wurden mit dem Messaufbau für die Charakterisierung der optischen Signal- und Energieübertragungsstrecke (siehe Abschnitt 4.3) durchgeführt. Mit dem Oszilloskop-Tastkopf wurde dabei das Ausgangssignal der Photodiode abgetastet.

Die Kurve (1) zeigt das Ausgangssignal der Senderschaltung (Datenrate 200 kbit/s mit vierfacher Taktfrequenz), die Kurve (2) das Ausgangssignal der Photodiode, die im photovoltaischen Betrieb mit einem Widerstand von  $R = 3,9 \text{ k}\Omega$  arbeitet. Der zeitliche Verlauf der Signale stimmt annähernd überein, die Photodiode ist also in dieser Betriebsart geeignet für den Signalempfang in dieser Anwendung.

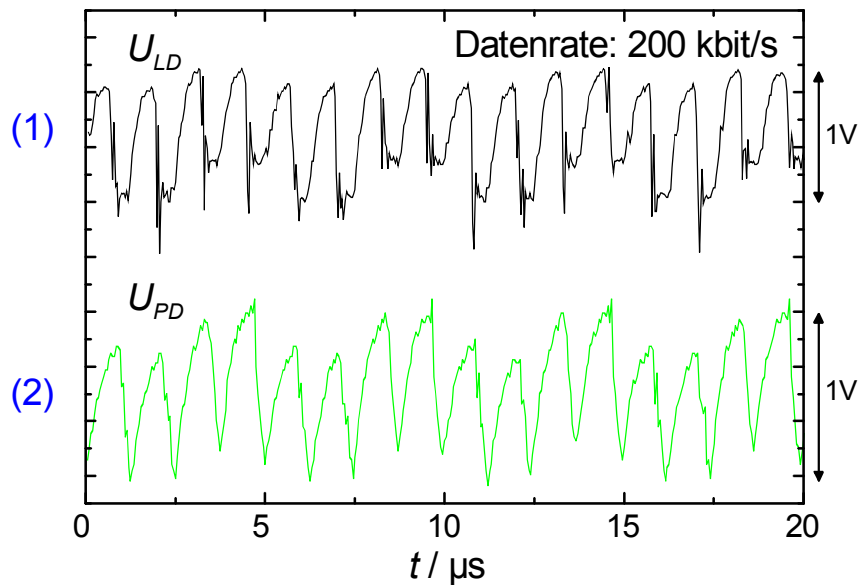


Abbildung 5.16: Mit einem Oszilloskop gemessene Spannungsverläufe bei einem Funktionstest der Photodiode. Kurve (1): Ausgangssignal  $U_{LD}$  der Senderschaltung, Kurve (2): Ausgangssignal  $U_{PD}$  der Photodiode.

Abschließend werden Ergebnisse der Charakterisierung von PVZ-Arrays vorgestellt. Messungen wurden an beiden Typen gemacht, dem rechteckigen PVZ-Array (Abb. 5.8(a)), das so klein ist, das es für den Einsatz in beiden Empfänger-Systemen geeignet ist, und dem runden Array (Abb. 5.8(b)), das speziell für den Einbau in eine intraokulare Linse konzipiert wurde. Die hieran gemessenen Strom-Spannungskennlinien sind in Abb. 5.17 dargestellt.

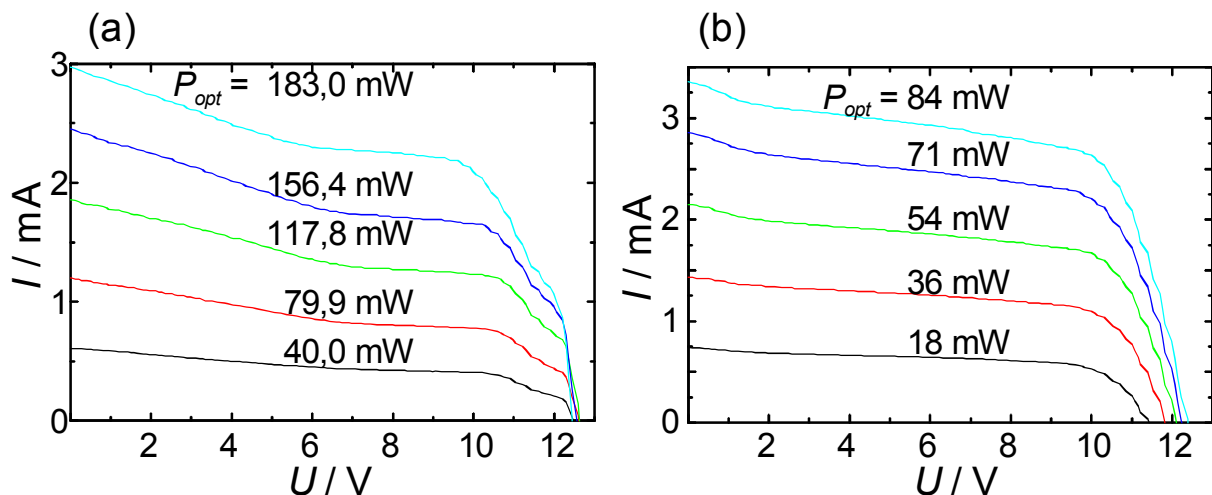


Abbildung 5.17: Gemessene Strom-Spannung-Kennlinien von einem PVZ-Array, bestehend aus zwölf photovoltaischen Zellen in Serienschaltung. (a) Kennlinien des eckigen Arrays. (b) Kennlinien des runden Arrays (Wellenlänge des einfallenden Lichts jeweils  $\lambda = 850$  nm).



Die aus diesen Kennlinien gewonnenen Kenngrößen (s.o.) sind in Tabelle 5.4 wiedergegeben.

	PVZ (rechteckig)	PVZ (rund)
Leerlaufspannung $U_{oc}$ (max.)	12,6 V	12,4 V
Kurzschlussstrom $I_{sc}$ (max.)	2,98 mA	3,36 mA
Serienwiderstand $R_S$ (min.)	75 $\Omega$	690 $\Omega$
Parallelwiderstand $R_P$ (max.)	10 M $\Omega$	11 M $\Omega$
Füllfaktor $FF$ (max.)	0,57	0,66
Leistungswirkungsgrad $\eta$ (max.)	11,6 %	31,5 %

*Tabelle 5.4: Experimentell bestimmte Kenngrößen eines PVZ-Arrays, bestehend aus zwölf Zellen in Serienschaltung.*

Die Leerlaufspannung der Arrays beträgt jeweils mehr als 12 Volt und liegt damit nur knapp unter dem zwölffachen Maximalwert einer Einzelzelle (13,2 Volt). Dies bedeutet, dass der Serienwiderstand klein genug ist, damit innerhalb des Arrays nur wenig ( $< 1$  Volt) Spannung abfällt. Die maximale elektrische Leistung beträgt 21,2 mW bzw. 26,5 mW und wird bei einer Spannung von 9,7 Volt bzw. 10,0 Volt abgegeben. Um 5 mW Leistung abzugeben wird beim rechteckigen Array eine optische Intensität von 1,2 W/cm<sup>2</sup> benötigt ( $P_{opt} = 40$  mW bei einer Fläche von 3,2 mm<sup>2</sup>), womit der Richtwert von 1 W/cm<sup>2</sup> (siehe Abschnitt 2.2) annähernd erreicht wird. Beim runden Array reicht zur Abgabe dieser Leistung wegen der viel größeren Fläche eine Intensität von 0,11 W/cm<sup>2</sup> aus ( $P_{opt} = 18$  mW bei einer Fläche von 15,7 mm<sup>2</sup>).

Dass der maximale Leistungswirkungsgrad des rechteckigen Arrays nur etwa ein Drittel dessen vom runden Array beträgt, lässt sich folgendermaßen erklären: Beim eckigen Array werden die Zellen, wegen des gaußförmigen Intensitätsprofils am Ausgang der Glasfaser, ungleichmäßig beleuchtet und die am schwächsten beleuchtete Zelle bestimmt wegen der Serienschaltung der einzelnen Zellen

die maximale Stromabgabe. Beim runden Array hingegen hat jede einzelne Zelle die gleiche optische Eingangsleistung, wenn die Glasfaser in der Mitte des Arrays positioniert wird, jede Zelle kann also die gleiche Stromstärke abgeben und der Verlust in dieser Schaltung ist minimal. Hierbei muss aber beachtet werden, dass sich der Empfänger zusammen mit dem Auge relativ zum Sender bewegt, sodass sich die Glasfaser in der Regel nicht in der Symmetrieachse des PVZ-Arrays befindet und somit auch in diesem Fall die Zellen ungleichmäßig beleuchtet werden. Dieses Problem könnte durch Erzeugung eines Lichtspots mit einer konstanten Intensität gelöst werden. Dann erhalten bei beiden Empfängertypen alle Zellen immer die gleiche optische Eingangsleistung, solange sich der Empfänger im Lichtspot befindet.

## **5.5 Empfängerschaltung**

Die Aufgabe der Empfängerschaltung als Teil des Empfängers ist es, aus den von der Photodiode empfangenen Signalen Daten und Takt zu gewinnen und diese den nachfolgenden Schaltungsteilen zur Verfügung zu stellen. Die Schaltung wurde nach dem in Kapitel 3 vorgestellten Konzept (Blockschaltbild in Abb. 3.17) entwickelt. Bei der Entwicklung dieser Schaltung mussten folgende Randbedingungen beachtet werden:

- Die Elektronik muß fähig sein, aus dem von der Photodiode gelieferten Signal die Daten bei einer Übertragungsrate von 200 kbit/s sicher zu rekonstruieren.
- Die Versorgungsspannung, die durch das PVZ-Array geliefert wird, ist nicht konstant. Zum einen zeigt die von den PVZ-Arrays abgegebene Spannung Schwankungen durch Variationen der auf den Energieempfänger fallenden Lichtintensität, bedingt durch die relative Bewegung von Sender und Empfänger (siehe Abschnitt 5.4). Zum anderen unterliegt die Versorgungsspannung Veränderungen bei Variationen in der Stromentnahme, da die PVZ-Arrays keine ideale Spannungsquelle darstellen.

- Die Kantenlängen des Chips, auf dem die Schaltung untergebracht ist, sollten kleiner als 2 mm sein, damit das Gesamtsystem in ein Auge implantierbar ist (siehe Abschnitt 2.2).
- Da die Elektronik über die optische Verbindungsstrecke mit Energie versorgt wird und damit die maximal zur Verfügung stehende Leistung nur wenige mW beträgt (siehe Abschnitt 5.4) sollte der Leistungsverbrauch der Schaltung so gering wie möglich sein.

Aufgrund des sehr stark begrenzten Platzangebotes wurde die Schaltung als ASIC konzipiert. Die Realisierung erfolgte in CMOS-Technik, da sich diese durch einen besonders geringen Leistungsverbrauch auszeichnet [72,106-112]<sup>8</sup>.

Die Empfangselektronik spaltet sich in einen Analogteil und einen Digitalteil auf, die zusammen auf einem Chip integriert sind. Im Analogteil (Empfängerschaltung) werden die vom Signalempfänger gelieferten (digitalen) Signale detektiert und in ein TTL-kompatibles Format umgewandelt, im Digitalteil findet eine Datenerfassung und -dekodierung statt.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde der Analogschaltkreis entwickelt und mit einem dazu passenden Digitalschaltkreis [68,113] kombiniert. Das Blockschaltbild des Analogschaltkreises, der auch die übrigen der oben angeführten Bedingungen erfüllt, ist in Abb. 3.9 (dort zusammen mit dem digitalen Decodierer) zu sehen, die schaltungstechnische Realisierung dieses Schaltkreises ist in Abb. 5.18 dargestellt. Die Photodiode (Signalempfänger) wird hierbei an die Anschlüsse 'dataopto' und 'gnd!' angeschlossen.

Das Schaltbild enthält einige Blöcke, auf die im folgenden eingegangen werden soll:

- Die Regler stellen eine definierte Spannung von  $U = 5 \text{ V}$  zur Verfügung, wenn eingangsseitig eine Spannung von mindestens 6,5 V anliegt [114]. Da-

---

<sup>8</sup> Hergestellt wurden die Chips im FhG-IMS, Duisburg, in der '1,2  $\mu\text{m}$ '-Technologie.

mit wird die Schwankung der Versorgungsspannung ausgeglichen. Die Ausgangsspannung des Reglers 'Digitalteil' wird noch zusätzlich durch den Spannungsstabilisator geglättet, um eine stabile 5V-Spannung für den Digitalteil zu erhalten.

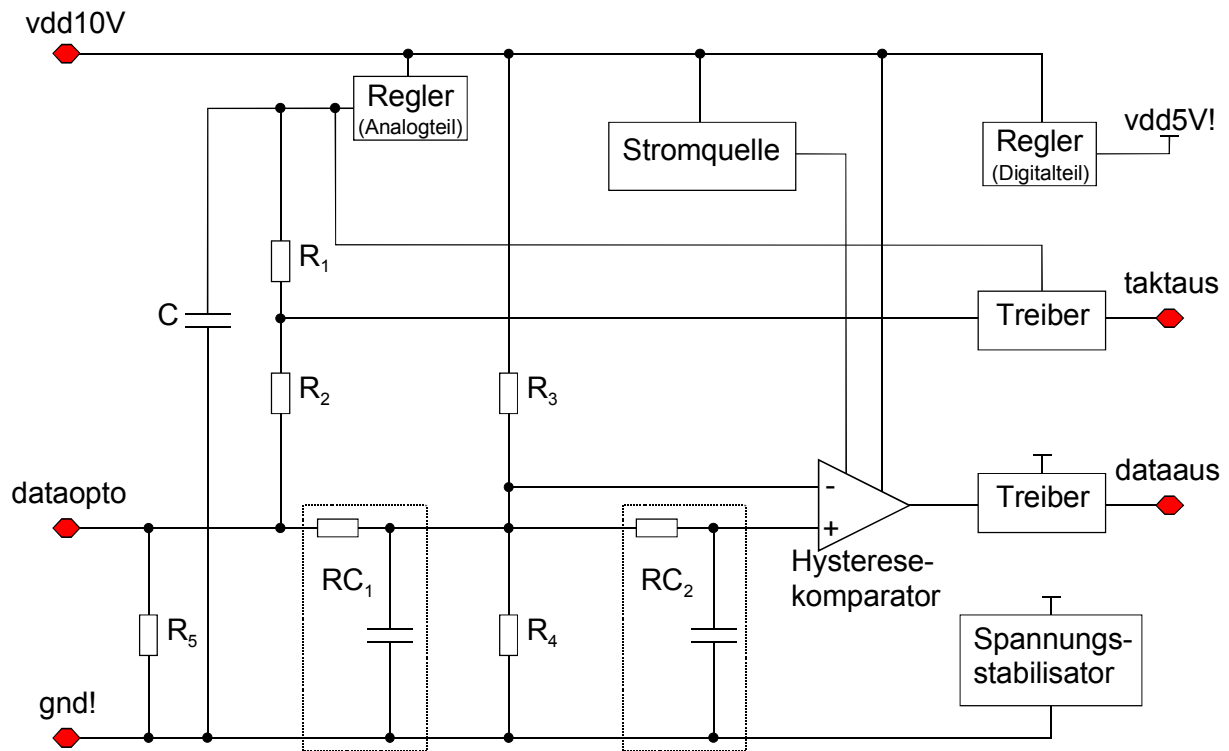


Abbildung 5.18: Schaltbild der Empfängerschaltung.

- Die Stromquelle [114] erzeugt einen konstanten Strom, der als Referenz für die Regler dient und mit dem die Größe der Hysterese des Komparators eingestellt wird [109]. Die Hysterese wird auf einen Wert von 50 mV eingestellt. Dieser Wert, der durch eine SPICE-Simulation ermittelt wurde, ist so groß, dass kleine Spannungsschwankungen im Signal der Photodiode nicht zu einer Störung des vom Komparator ausgegebenen Signals führen. Die Hysterese ist aber noch viel kleiner als der Signalhub ( $>200$  mV), sodass eine sichere Signaldetektion gewährleistet ist.
- Die Treiber sind als zweistufige Inverter ausgeführt (Abb 5.19). Ankommende Signale, die Anteile unterhalb und oberhalb der Schaltschwelle von  $U = 2,5$  V enthalten, werden in TTL-kompatible Signale mit sehr steilen Flanken umgewandelt [75].

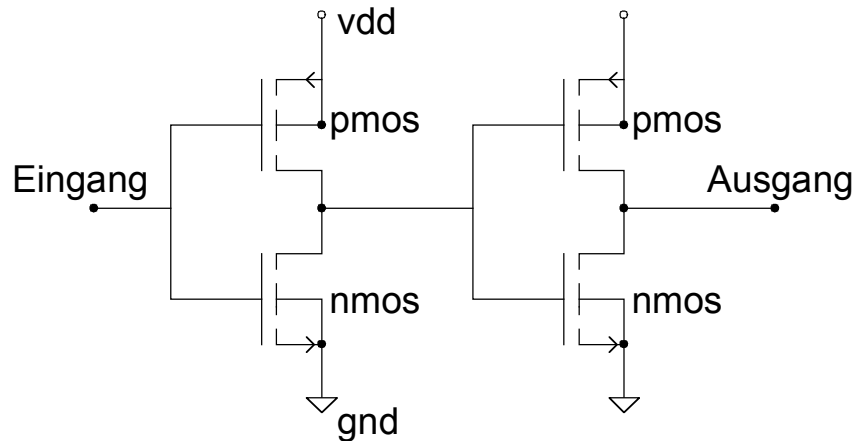


Abbildung 5.19: Schaltbild eines Treibers: Dieser besteht aus zwei CMOS-Invertern in Serienschaltung.

- Als Entscheider für die Signalwiedergewinnung (siehe Abschnitt 3.1.3) wird ein Hysterese-Komparator eingesetzt. Dessen Aufbau und Funktionsweise sind ausführlich in [109] beschrieben.
- Der Spannungstabilisator glättet die Versorgungsspannung des Reglers (Digitalteil) mit Hilfe eines integrierten Pufferkondensators ( $C = 135 \text{ pF}$ ).
- Die Widerstände sind, bis auf diejenigen in den Tiefpässen  $RC_1$  und  $RC_2$ , durch NMOS-Transistoren<sup>9</sup> realisiert (vgl. Abb. 5.20), indem Drain (D) und Gate (G) kurzgeschlossen werden. Damit wird der Zusammenhang zwischen dem Drainstrom  $I_D$  und der Drain-Source-Spannung  $U_{DS}$  im Abschnürbereich ( $U_{DS} > 1 \text{ Volt}$ ) annähernd linear [75]. Der Widerstand kann dabei über einen weiten Bereich durch das sogenannte  $w/l$ -Verhältnis eingestellt werden, wobei  $w$  die Gate-Weite und  $l$  die Gate-Länge des NMOS-Transistors ist. Speziell bei hohen Widerstandswerten ( $> 1 \text{ k}\Omega$ ) bedeutet dieser Aufbau eine enorme Platzeinsparung gegenüber Metallschicht- und Polysilizium-Widerständen. Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass sich die gewünschten Widerstandswerte viel genauer einstellen lassen.

<sup>9</sup> Es können auch PMOS-Transistoren verwendet werden. NMOS wurde hier ausgewählt, da die Schaltungen auf einem p-Substrat hergestellt wurden, für die Erzeugung eines PMOS-Transistors also die Formation einer n-Wanne nötig ist, was einen zusätzlichen Platzbedarf bedeutet [119].

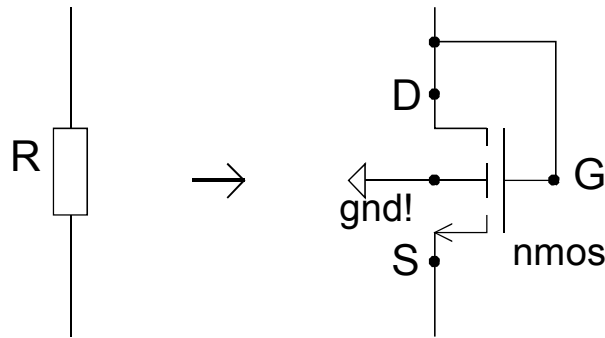


Abbildung 5.20: Ersatz eines Widerstandes durch eine NMOS-Transistorschaltung.

- Die Tiefpässe  $RC_1$  und  $RC_2$  sind als verteilte RC-Glieder realisiert. Hierbei ist die obere Kondensatorplatte als mäanderförmige Metallisierung ausgeführt, die den Widerstand bildet. Dadurch wird, zusätzlich zu der Fläche des Kondensators, kein weiterer Platz verbraucht.

Die Funktionsweise der Schaltung wird im weiteren anhand der in Abb. 5.21 dargestellten Simulationsergebnisse<sup>10</sup> und experimentell gewonnenen Meßwerten beschrieben:

Die Photodiode arbeitet im photovoltaischen Betrieb: Ihr Photostrom wird durch den Widerstand  $R_5$  (siehe Abb. 5.18) in eine Wechselspannung umgesetzt. Dieser ist auf dem Empfänger extern als SMD-Widerstand ausgeführt (siehe Abschnitt 6.1). Sein Widerstandswert beträgt etwa  $5\text{ k}\Omega$  ( $3,9$  oder  $5,6\text{ k}\Omega$ ), da bei diesem Wert der größte Spannungshub gemessen wurde, sodass das Signal am sichersten von der Schaltung detektiert werden kann. Das Signal der Photodiode liegt am Eingang 'dataopto' der Empfängerschaltung an. Dessen zeitlicher Verlauf (Abb. 5.21(a)) wurde bei der Simulation dem gemessenen Verlauf (Abb. 5.16) nachgebildet.

<sup>10</sup> Die Simulationen wurden mit dem Programmpaket 'Cadence' am FhG-IMS, Duisburg, durchgeführt.

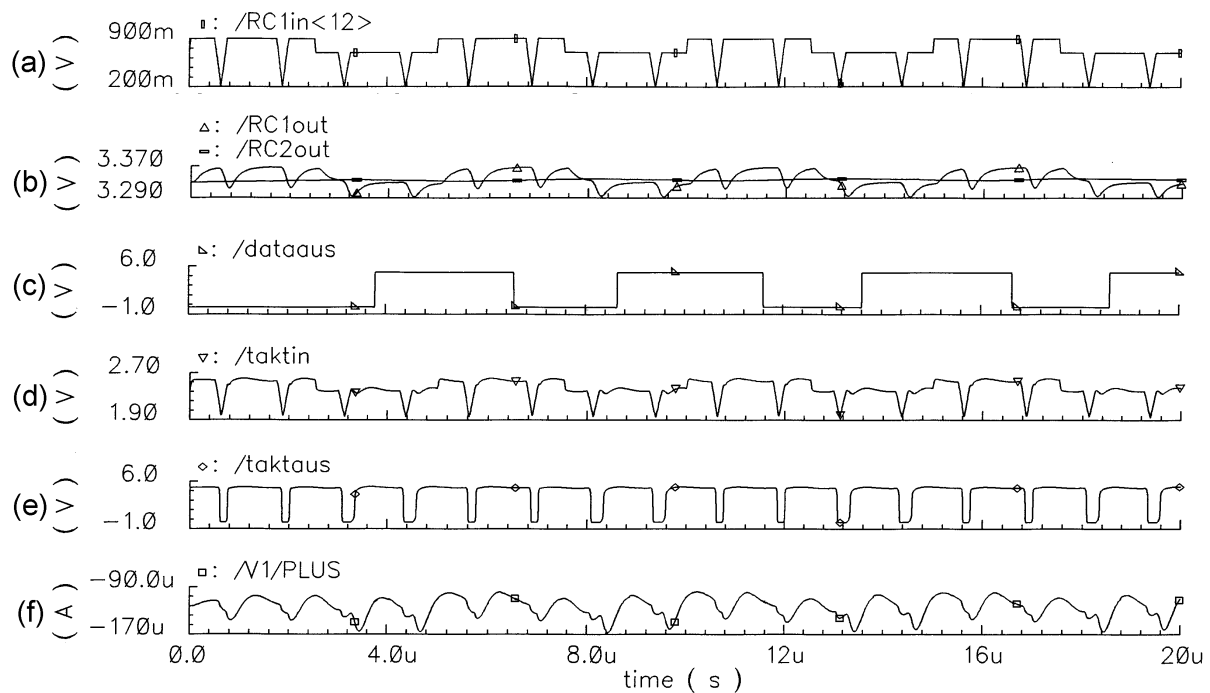


Abbildung 5.21: Simulationsergebnisse der Empfängerschaltung. Die Bedeutungen der einzelnen Diagramme (a) bis (f) werden im Text näher erläutert.

Die beiden Tiefpässe  $RC_1$  und  $RC_2$  und der Hysteresekomparator (siehe Abb. 5.18) dienen der Detektion des Datensignals. Der Tiefpass  $RC_1$ , der eine 3dB-Grenzfrequenz von 498 kHz besitzt, unterdrückt das Taktsignal ( $f_T = 800$  kHz) weitgehend, während das Datensignal ( $f_D = 200$  kHz) nur leicht geschwächt wird. Der zweite Tiefpass  $RC_2$  (3dB-Grenzfrequenz: 22 kHz) erzeugt einen Spannungsmittelwert, der dem Hysteresekomparator als Referenz zur Datenerkennung dient. Der Spannungsteiler  $R_3$ - $R_4$  hebt den Signalpegel über 1 Volt, der Schwellenspannung der hier verwendeten CMOS-Transistoren, sodass diese sicher schalten [109]. Abb. 5.21(b) zeigt die Ausgangspotentiale der beiden Tiefpässe  $RC_{1,out}$  und  $RC_{2,out}$ , die am invertierenden bzw. am nichtinvertierenden Eingang des Komparators anliegen. Der Treiber am Komparatorausgang erhöht die Flankensteilheit des Datensignals. Das so aufbereitete Datensignal (Abb. 5.21(c)) wird dann an den Digitalteil der Schaltung übergeben und dort weiterverarbeitet.

Die Funktionsweise der Takterkennung und -aufbereitung ist folgende: Das von der Photodiode kommende Signal wird durch den Spannungsteiler  $R_1$ - $R_2$  auf einen Wert um 2,5 Volt, der Schwellenspannung der Inverter, die den Treiber bil-

den, angehoben (Abb. 5.21(d)). Als Referenzspannung wird dabei die Ausgangsspannung des Treibers (Analogteil), der eine Festspannung von 5 Volt liefert, verwendet. Diese Spannung wird noch durch den Kondensator C stabilisiert. Der Treiber schließlich detektiert nicht nur das Taktsignal, sondern überführt es gleichzeitig in eine TTL-kompatible Form, die an den Digitalteil der Schaltung übergeben wird (Abb. 5.21(e)).

Die in Abb. 5.21(f) dargestellte Kurve zeigt den Versorgungsstrom der Empfängerschaltung, der im Mittel bei etwa  $120 \mu\text{A}$  liegt. Bei einer Versorgungsspannung von 10 Volt bedeutet dies eine Verlustleistung der Schaltung von 1,2 mW, entspricht also etwa dem Wert (1 mW), welcher bei den technischen Vorgaben als Ziel formuliert wurde (siehe Abschnitt 2.2).

Nach der Festlegung des Aufbaus der Empfängerschaltung mit Hilfe von Simulationen, wurde diese in der '1,2  $\mu\text{m}$ -CMOS' Technologie gefertigt. In Abb. 5.22 ist ein Foto einer hergestellten Empfangselektronik dargestellt, auf dem folgendes zu sehen ist: Am Rand des Chips befinden sich Bondpads, die mit den Ein- und Ausgängen der Schaltung verbunden sind. Hierüber kann die Elektronik mit anderen Schaltungen verbunden werden. Auf der restlichen Chipfläche befinden sich die elektronischen Schaltungen, in der rechten Hälfte die oben beschriebene Empfängerschaltung (Analogteil) und in der linken Hälfte die Digitalschaltung zur Signaldecodierung.

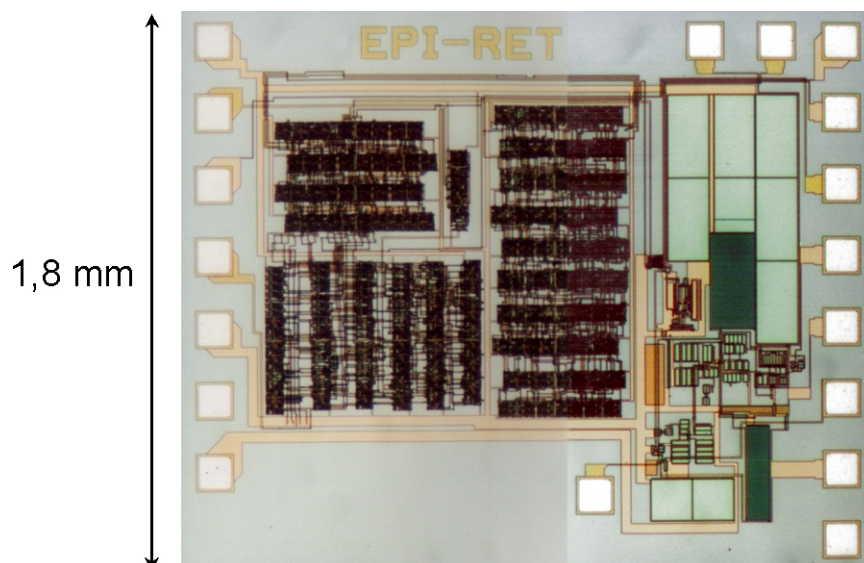


Abbildung 5.22: Fotografie des CMOS-Empfängerchips.



Nach der Herstellung der Empfängerschaltung wurde diese zunächst elektrisch getestet (Abb. 5.23). Das Eingangssignal der Schaltung (Kurve (1)) wurde durch die Parallelschaltung von zwei Funktionsgeneratoren erzeugt und über ein BNC-Koaxialkabel der in ein DIL-Gehäuse gebundenen Schaltung zugeführt. Die Kurve (2) stellt den zeitlichen Verlauf des rekonstruierten Datensignals dar, die Kurve (3) zeigt den Verlauf des rekonstruierten Taktsignals. Mit diesen Messungen konnte die gewünschte Funktion der Empfängerschaltung für eine Datenübertragungsrate von 200 kbit/s demonstriert werden. Dass die benötigten Signalpegel viel höher sind als in der Simulation, ist darauf zurückzuführen, dass der Eingang der Empfängerschaltung durch die elektrische Signalzuführung stark kapazitiv belastet wird. Dies zeigt sich daran, dass bei der optischen Übertragung, wenn am Signaleingang nur eine Photodiode angeschlossen ist, die benötigten Signalpegel denen entsprechen, die bei der Simulation verwendet wurden (vgl. Abschnitt 6.2).

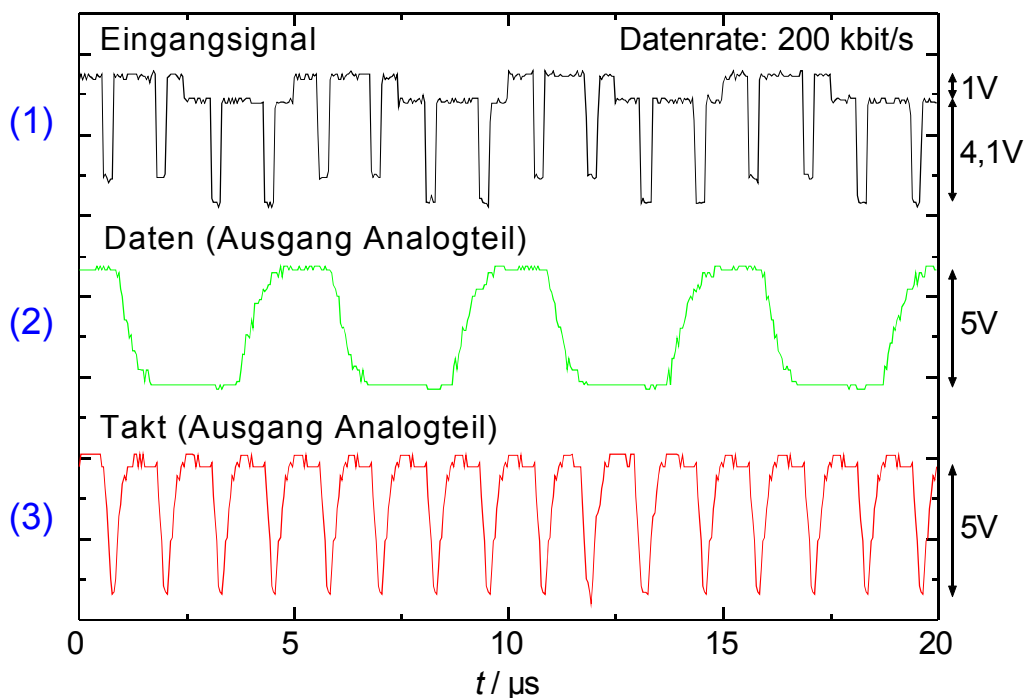


Abbildung 5.23: Messergebnisse des elektrischen Tests der Empfängerschaltung. Kurve (1) zeigt das Eingangssignal, darunter sind die rekonstruierten Daten- (Kurve (2)) und Taktsignale (Kurve (3)) zu sehen.