

Entwicklung einer schnellen optischen Datenverbindung mit VCSEL-Lasern und Gradientenindex-Lichtleitfasern

Diplomarbeit

durchgeführt von
Thomas Altenbuchner

Institut für Breitbandkommunikation
der Technischen Universität Graz
Leiter: Univ.-Prof. Dr. Gernot Kubin



in Kooperation mit
Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG

Rosenberger

Begutachter: Ao. Univ.-Prof. Dr. Erich Leitgeb
Betreuer: Dr. Michael Wollitzer (Firma Rosenberger)

Graz, im September 2010

Kurzfassung

Diese Diplomarbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf von optischen Übertragungsstrecken mit Glasfaserkabeln und den zugehörigen Komponenten. Im Speziellen wird hier auf Strecken mit einer Übertragungsrate im einstelligen Gigabit/s-Bereich über Distanzen bis zu 1 km eingegangen. In dieser Arbeit werden verschiedene Möglichkeiten zum Aufbau einer derartigen Strecke diskutiert. Als zur Zeit optimale Konfiguration besteht diese aus einer laseroptimierten 50 μm -Gradientenindexfaser mit einem 850 nm-VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser) als Lichtquelle und einer PIN-Photodiode als Detektor.

Das Verhalten dieser optoelektronischen Bauelemente, sowie jenes der notwendigen weiteren Komponenten zur Ansteuerung dieser Bauelemente, wird messtechnisch erfasst und teilweise modelliert. Es werden verschiedene Transceiver mit unterschiedlichen Fertigungstechnologien und Bitraten von 622 MBit/s sowie 2,7 GBit/s entworfen und auf ihre Eignung für obige Anforderung getestet. Besonderes Augenmerk wird hierbei auf die Einkopplung des Lichts in die Faser, das Übersprechen zwischen der Sender- und der Empfängerseite eines Transceivers, sowie auf einen EMV-gerechten Schaltungsentwurf gelegt.

Diese Punkte können zufriedenstellend gelöst werden, wobei die geringen Abmessungen der beteiligten Komponenten erhöhte Anforderungen an die Fertigungstoleranz und die Positioniergenauigkeit stellen. Zudem werden Vergleichsmessungen mit Evaluation-Boards für 4×10 GBit/s von einem externen Hersteller durchgeführt. Diese zeigen, dass sich optische Übertragungsstrecken hervorragend für die schnelle Übertragung großer Datenmengen eignen. Zusammenfassend bleibt festzustellen, dass die vorliegende Arbeit einen wesentlichen Anteil in der modernen Optischen Nachrichtentechnik geleistet hat.

Abstract

This thesis deals with the design of optical links using fiber optic cables and the associated components. Especially optical links with a line rate in the gigabit/s-range over distances up to 1 km are considered. In this thesis, different possibilities for the structure of such a link are discussed. As an optimal configuration at this time, it consists of an laser-optimized 50 μm gradient-index fiber using a VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser) at 850 nm as a light source and a PIN-Photodiode as detector.

The characteristics of these opto-electronic elements, as well as the characteristics of other components, which are necessary for controlling those elements, are measured and partially modelled. Different transceivers produced with different manufacturing technologies and using bit rates of 622 MBit/s as well as 2.7 GBit/s are designed and then tested for their suitability for the requirements above. Particular attention is paid to the launch of the fiber, the cross-talk between the transmitter- and receiver-side of a transceiver as well as to an EMC-compatible circuit design.

These points can be solved satisfactorily. However, the small physical dimensions of the components lead to higher demands on fabrication tolerances and positioning accuracy. In addition, comparative measurements on evaluation boards for a bit rate of 4×10 GBit/s of an external manufacturer are carried out. Those illustrate that optical links are an excellent choice for fast data transmission. Summing up, there can be stated, that this thesis executed a substantial portion in the field of modern optical communications.

Deutsche Fassung:
Beschluss der Curricula-Kommission für Bachelor-, Master- und Diplomstudien vom 10.11.2008
Genehmigung des Senates am 1.12.2008

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....
(Unterschrift)

Englische Fassung:

STATUTORY DECLARATION

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

.....
date

.....
(signature)

Danksagung

Diese Diplomarbeit wurde im Jahr 2010 am Institut für Breitbandkommunikation an der Technischen Universität Graz in Kooperation mit der Firma Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG in Fridolfing, Bayern, Deutschland durchgeführt.

Zu Beginn möchte ich mich bei meinen Betreuern Michael Wollitzer und Erich Leitgeb für ihre Unterstützung, aber auch für so manch interessantes Gespräch bedanken. Auch gilt mein Dank meinen Kollegen von der Firma Rosenberger von denen ich in den verschiedensten Bereichen Unterstützung erfahren habe und mit denen ich auch am gesellschaftlichen Leben in der Firma teilhaben durfte. Stellvertretend für mehrere weitere Kollegen seien hier Tino Kaubisch, Steffen Thiess, Reiner Oppelt, Helmut Reiter, Thomas Schmid, Christian Dandl, Reinhold Wolpert, Clemens Wurster und Stefan Schmidt genannt. Aber auch weitere Kollegen von externen Institutionen und Firmen möchte ich hier nicht ungenannt lassen. Ebenso Stellvertretend für Weitere bedanke ich mich an dieser Stelle bei Rainer Michalzik von der Universität Ulm, Harald Klaubert von der Firma RHe Microsystems und Dieter Wiedenmann von der Firma U-L-M Photonics für ihre Hilfe bei verschiedenen technischen Aspekten meiner Arbeit.

An dieser Stelle auch einen besonders herzlichen Dank an meine Eltern, ohne deren Unterstützung ein Studium für mich nicht möglich gewesen wäre.

Graz, im September 2010

Thomas Altenbuchner

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Optische Übertragung - Gewählte Technologie	3
2.1	Optisches Medium	4
2.2	Lichtquellen	8
2.3	Photodetektoren	11
3	Charakterisierung der Komponenten	13
3.1	VCSELs	14
3.1.1	Ungehäuster VCSEL	18
3.1.2	Gehäuster VCSEL	20
3.2	PIN-Dioden	21
3.2.1	Ungehäuste PIN-Diode	23
3.2.2	Gehäuste PIN-Diode	25
3.3	Weitere aktive Komponenten	26
3.3.1	VCSEL-Treiber	27
3.3.2	Transimpedanzverstärker	33
3.3.3	Limiting Amplifier	36
3.4	Passive Komponenten	40
3.4.1	Kondensatoren	41
3.4.2	Spulen	42
4	Transceiverschaltung mit diskreten Bauteilen	45
4.1	Allgemeiner Aufbau der Platine	45
4.2	Auswahl der Komponenten	46
4.3	Schaltung	47
5	Transceiverschaltung mit ungehäusten Bauteilen	49
5.1	Allgemeiner Aufbau der Platine	49
5.1.1	Ungehäuste Bauteile	50
5.1.2	Versorgung über die Signalleitungen	50
5.2	Layout der Platine	51
5.3	Auswahl der Komponenten	52
5.3.1	Auswahl der ICs und den optoelektronischen Komponenten	52
5.3.2	Auswahl der Elemente zur Entkopplung	54
5.4	Design der Signalleitungen	56
5.5	Einkopplung des optischen Signals	58

6	Vergleich der Ergebnisse	61
6.1	Übertragungsstrecke mit vollständig integrierten Verstärkerstufen	61
6.2	Messungen auf den Platinen	62
6.2.1	Anpassung des Signaleingangs	63
6.2.2	Übersprechen	64
6.3	Messung der Übertragung	67
6.3.1	Übertragung verschiedener Bitmuster	68
6.3.2	Optische Signalleistung und Verluste	69
6.4	Augendiagramme	78
6.5	Thermische Betrachtungen	82
6.6	Optische Spektren	83
7	Zusammenfassung	84
7.1	Schlußfolgerungen	84
7.2	Ausblick	85
	Literaturverzeichnis	86
	Abkürzungen und Begriffe	89
	Abbildungsverzeichnis	90
	Verwendete Messgeräte	93
	Anhang: Schaltpläne und Layouts	93
	A1 Transceiverschaltung mit diskreten Bauteilen	94
	A2 Transceiverschaltung mit ungehäusten Bauteilen	97

1 Einleitung

In den letzten Jahren stiegen die Anforderungen an die Datenübertragung enorm. Immer größere Datenmengen müssen mit immer größeren Geschwindigkeiten übertragen werden. Vor allem das Internet ist ein treibender Faktor für diese Entwicklung. Anwendungen wie Videostreaming, Voice-over-IP, HD-TV oder Filesharing weisen einen enormen Datenhunger auf (vgl. Abb. 1.1). Zudem wächst die Zahl an mobilen Endgeräten (mobiles Internet, Smartphones) in den industrialisierten Ländern stetig an (Stand August 2010).

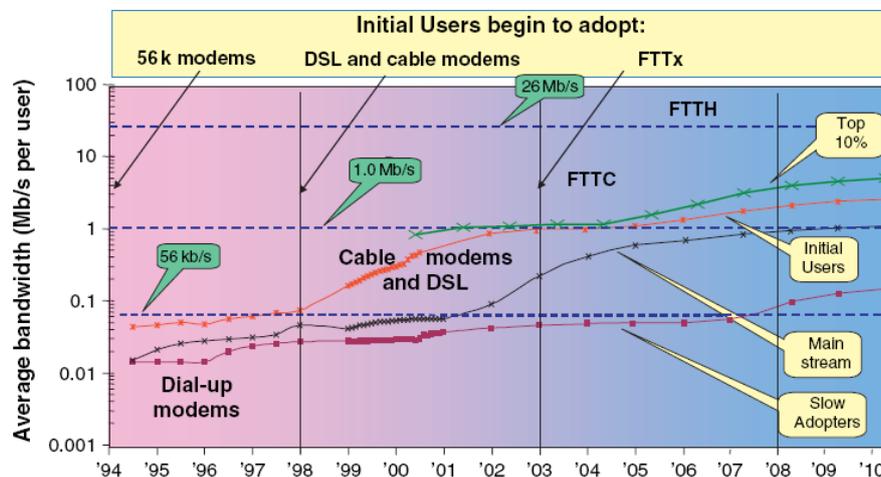


Abbildung 1.1: Download-Geschwindigkeit über die Zeit (USA), Auszug aus [16, Kap. 10]

Während die Langstreckenübertragung bereits seit geraumer Zeit hauptsächlich über Glasfaserverbindungen geführt wird, gibt es auch den Bereich zwischen einigen Metern und einigen hundert Metern in welchem, insbesondere für höhere Übertragungsraten, Kupferleitungen langsam durch Glasfaserverbindungen ersetzt werden (Schema einer derartigen Strecke siehe Abb. 1.2). Um beispielsweise zwei verschiedene Anwendungsbereiche, wie zum Beispiel Rechenzentren und Mobilfunksysteme, herauszugreifen: Während sich in Rechenzentren bereits seit Jahren Glasfaserverbindungen zwischen den einzelnen Knoten befinden, wird die Verbindung zwischen einer Mobilfunk-Basisstation und der Antenne auf dem Sendemast auch heute noch mittels einer Koaxialleitung realisiert.

Da allerdings die Bandbreite des Funkkanals begrenzt ist, muss diese Bandbreite auf weniger Teilnehmer aufgeteilt werden, um jeweils eine höhere Übertragungsrate für die einzelnen Teilnehmer zu erreichen. Das heißt, die Funkzellen müssen kleiner werden, bzw. weniger Endgeräte enthalten. Diese Tatsache führt dazu, dass eine Mobilfunk-Basisstation in einen digitalen Teil, der die Verwaltungsaufgaben und dergleichen übernimmt und in einen analogen Teil, der nur mehr dazu dient, Funksignale in einen Bitstrom umzuwandeln und umgekehrt, aufgespalten wird. Die sich zur Zeit

noch in Arbeit befindlichen Standards von CPRI¹ und OBSAI² haben eine derartige Aufteilung zum Ziel, wobei dadurch von einem digitalen Teil auch mehrere analoge Teile (z.B. Remote Radio Head, RRH im OBSAI-Standard) gesteuert werden können, und somit die Schaffung von so genannten *Mikrozellen*, also sehr kleinen Zellen, beispielsweise von der Größe eines Gebäudes, mit jeweils hohen Übertragungsraten bei kleinen Sendeleistungen, ermöglicht wird. Das bedeutet, dass mittelfristig auch diese analoge HF-Übertragungsstrecke durch eine digitale ersetzt wird.

Während allerdings bei Mobilfunksystemen von Bitraten im einstelligen GBit/s-Bereich ausgegangen wird (OBSAI: max. 3072 MBit/s, unter etwas veränderten Bedingungen 6144 MBit/s; CPRI: max. 2457,6 MBit/s), sind diese in Rechenzentren längst Standard. Hier werden in Zukunft höhere Übertragungsraten benötigt (10Gbit-Ethernet, Steigerung dieser Rate durch Parallelisierung von 10 Gbit-Kanälen und Übertragung mittels Faserbündchen mit bis zu 12 Einzelfasern für Übertragungsraten von 100 Gbit/s), wobei hier allerdings andere Anforderungen vorherrschen als bei der Witterung ausgesetzten Komponenten (Stichwort: klimatisierte Räumlichkeiten).

Es ist also davon auszugehen, dass der Bedarf an schnellen Verbindungen im Bereich einiger Dutzend bis hundert Metern weiter ansteigt, wobei sich, wie in Kapitel 2 erläutert, die Verwendung von VCSELs in Verbindung mit Gradientenindexfasern hervorragend eignet.

In dieser Arbeit wird auf verschiedene Möglichkeiten zu derartigen Übertragungsstrecken eingegangen, um diese schließlich miteinander zu vergleichen. Zudem werden die dazu nötigen Komponenten und deren Eigenschaften erläutert.

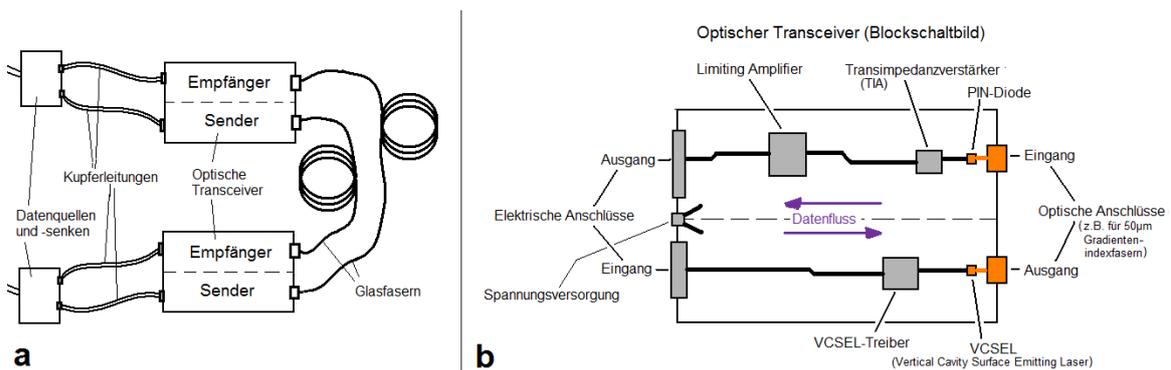


Abbildung 1.2: **a** Schema einer optischen Übertragungsstrecke; **b** Blockschaltbild eines typischen optischen Transceivers

¹ <http://www.cpri.info/>

² <http://www.obsai.org/>

2 Optische Übertragung - Gewählte Technologie

In der Einleitung wurde über den Nutzen und die Anforderungen moderner Übertragungssysteme diskutiert. Wie bereits erwähnt, ist zur Zeit (08/2010) eine Übertragung mit Bitraten von einigen GBit/s über einige hundert Meter ein wichtiger Anwendungsbereich. Auch wenn eine derartige Übertragungsstrecke mit einer hochwertigen Kupferleitung realisierbar ist, entstehen in diesem Bereich bei der Herstellung einer Glasfaserverbindung trotz der nötigen Optisch/Elektrisch-Transceiver immer noch geringere Kosten.

Die folgende Tabelle (2.1) gibt einen Überblick über einige Übertragungsstandards im einstelligen GBit/s-Bereich, in denen unter anderem auch Glasfaserlinks vorgesehen sind:

Standard	Baudrate	Codierung	max. Übertragungsstrecke (Standardfasern)
Ethernet			
Gigabit Ethernet	1 GBit/s	8B/10B	MMF: 550 m (850 nm); SMF: 70 km (1550 nm)
10 G Ethernet	10 GBit/s	64B/66B	MMF: 300 m (850 nm, OM3-Faser); SMF: 40 km (1550 nm)
Fibre Channel			
1GFC	1,07 GBit/s	8B/10B	MMF: 500 m (850 nm); SMF: >50 km (1550 nm)
2GFC	2,13 GBit/s	8B/10B	MMF: 300 m (850 nm); SMF: >50 km (1550 nm)
4GFC	4,25 GBit/s	8B/10B	MMF: 150 m (850 nm); SMF: 2 km (1310 nm)
CPRI			Entsprechend GbE (IEEE 802.3-2005) oder Fibre Channel
OS.6	615 MBit/s	8B/10B	MMF oder SMF
OS.12	1,2 GBit/s	8B/10B	MMF oder SMF
OS.24	2,4 GBit/s	8B/10B	MMF oder SMF
OS.30	3 GBit/s	8B/10B	MMF oder SMF
OS.48	4,8 GBit/s	8B/10B	MMF oder SMF
OS.60	6 GBit/s	8B/10B	MMF oder SMF
OBSAI			Entsprechend Fibre Channel (INCITS 352; FC-P1'98)
	768 MBit/s	8B/10B	MMF oder SMF
	1,5 GBit/s	8B/10B	MMF oder SMF
	3 GBit/s	8B/10B	MMF oder SMF
	6 GBit/s	8B/10B	MMF oder SMF
SONET/SDH			
OC-12	607 MBit/s		
OC-24	1,2 GBit/s		
OC-48	2,4 GBit/s		

Tabelle 2.1: Überblick über einige Übertragungsstandards mit optischen Übertragungsstrecken

Auch Transceiver sind nach bestimmten Standards entworfen. Diese Standards erlauben es verschiedenen Herstellern, die gleiche Hardware für verschiedenste Übertragungsstandards zu verwenden. So unterstützt zum Beispiel ein SFP-Transceiver fast alle in Tabelle 2.1 genannten Übertragungsstandards.

Einzig der 10 GBit/s Ethernet-Standard (10GE) erfordert einen SFP+ – Transceiver. Weitere Beispiele für Transceiverstandards sind: GBIC, XFP oder XENPAK.

Kodierung: In Tabelle 2.1 wird ebenso deutlich, dass inzwischen recht häufig ein 8B/10B-Code verwendet wird. Solche Codes, wie auch 4B/5B oder 64B/66B, verhindern, dass sich im Datenstrom zu lange Folgen an gleichen Bits bilden. Zudem ermöglichen es diese Codes, dass der Datenstrom weitgehend frei von Gleichspannung ist. So wird zum Beispiel bei einem 8B/10B-Code ein Wort mit einer Länge von 8 Bit als eine Bitfolge mit einer Länge von 10 Bit übertragen. Das bedeutet, dass aus $2^{10} = 1024$ möglichen Wörtern zur Übertragung nur $2^8 = 256$ Wörter verwendet werden. Somit werden bei der Übertragung 10 Bit-Wörter mit zu vielen gleichen Bits (z.B. mit einem Überschuss an '1'-Bits) oder Wörter mit einer zu langen Folge an gleichen Bits nicht verwendet. Das bedeutet, dass 5 gleiche Bits die längste im Bitstrom vorhandene Folge an gleichen Bits bei einem 8B/10B-Code ist. Dadurch ist einerseits die Taktrückgewinnung wesentlich einfacher und andererseits sind bei einem derartigen Bitmuster auch weniger niederfrequente Signalanteile vorhanden (d.h. die untere Grenzfrequenz wird erhöht), wodurch die kapazitive Kopplung verschiedener elektrischer Komponenten weniger problematisch ist, bzw. diese anstelle einer Gleichspannungskopplung verwendet werden kann (Gängige Schätzwerte für die Bandbreite eines 8B/10B-Codierten Bitmusters mit ON-OFF-Keying: Obere Grenzfrequenz: ca. 75% der Bitfrequenz; untere Grenzfrequenz: etwa 1/10 bis 1/20 der Bitfrequenz). Ein Nachteil einer derartigen Kodierung besteht darin, dass pro 8 Datenbits zwei zusätzliche Bits für den Code benötigt werden. Das heißt, es wird eine höhere Übertragungsbandbreite gebraucht, als dies bei einem unkodierten Bitstrom der Fall wäre.

Trotzdem wird die 8B/10B-Kodierung zur Zeit recht häufig bei schnellen Übertragungsstandards verwendet. Einige Anwendungsbeispiele neben den in obiger Tabelle bereits genannten sind: PCIe, IEEE 1394b, DVI, DVB oder Serial ATA.

2.1 Optisches Medium

Es gibt verschiedenste Typen von fasergebundenen optischen Verbindungen. Diese sind zum Beispiel in den Normen IEC 60793 (bzw. für Österreich ÖVE/ÖNORM EN 60793), ISO/IEC 11801 sowie TIA-4920000-B spezifiziert. Für sehr kurze Strecken und vor allem im Consumer-Bereich werden so genannte POFs (Plastic Optical Fibers, oder auch Polymere Optische Fasern, Kategorie A4 laut IEC 60793 [13]) verwendet. Diese bestehen aus verschiedenen Kunststoffen und werden zumeist als Stufenindexfasern (siehe unten) ausgeführt. Diese Fasern haben allerdings eine recht hohe Dämpfung und aufgrund ihres zumeist recht großen Kerndurchmessers auch eine hohe Dispersion. Somit sind meist nur Übertragungsstrecken von wenigen Metern möglich und diese Fasern scheiden für den in dieser Arbeit gewünschten Anforderungen aus.

Auch bei Glasfasern gibt es verschiedenste Typen. Diese können in 3 Gruppen eingeteilt werden: Stufenindexfasern, Gradientenindexfasern und Monomodefasern.

Stufenindexfasern: Diese Fasern besitzen im Kern einen gleich bleibenden Brechungsindex und einen abrupten Übergang zum Mantel, an dem das Licht total reflektiert wird. Diese Fasern erlauben die Ausbreitung vieler Moden gleichzeitig (daher der Name Multimodefaser), die allerdings aufgrund unterschiedlicher Weglängen im Kern unterschiedlich lange zum durchlaufen der gesamten Faser brauchen. Deshalb ist die so genannte *Modendispersion* bei diesem Fasertyp besonders stark ausgeprägt und es ist zumeist nur eine Übertragung über wenige Meter möglich. Allerdings hängt die Übertragungsreichweite auch von der Übertragungsrate ab. Zur Charakterisierung dieser Fasern wird

häufig das so genannte *Bandbreiten-Längen-Produkt* verwendet. Dieses ist ein konstanter Wert, da erstens die Bandbreite ebenso entsprechend der Faserlänge sinken muss, weil zweitens die Dispersion linear mit der Faserlänge steigt und drittens die Dämpfung bei diesen Längen für die Übertragung noch vernachlässigt werden kann. Somit wird die Bandbreite einer Faser laut IEC 60793-1-41:2003 [10] auf eine Länge von 1 km normiert. Die Angabe für die Bandbreite hat dadurch die Einheit MHz.km und entspricht einem Produkt aus Modenbandbreite und Faserlänge, dem Bandbreiten-Längen-Produkt. Grundsätzlich gilt weiters: Je größer der Kerndurchmesser im Verhältnis zur Lichtwellenlänge ist, desto mehr Moden sind ausbreitungsfähig und desto höher ist die Dispersion in dieser Faser (quadratischer Anstieg der Modenanzahl mit dem Durchmesser, siehe [36, Kap.5]).

Gradientenindexfasern: Diese Fasern sind zwar ebenso Multimodefasern wie die Stufenindexfasern, allerdings weist der Brechungsindex im Kern einen Gradienten auf, anstatt wie oben konstant zu sein. Hier sind weniger Moden ausbreitungsfähig und durch die Wahl des passenden Profils kann es bewerkstelligt werden, dass der Laufzeitunterschied (Modendispersion) aller Moden in der Faser minimiert wird ([36, Kap.5, p236f]). Zur Charakterisierung wird hier ebenso das Bandbreiten-Längen-Produkt verwendet, wobei mit dem Aufkommen von laseroptimierten Fasern und der Anregung mit VCSELs als eine neue Möglichkeit zur Charakterisierung die Bewertung des so genannten *DMD* (Differential Mode Delay, Modendispersion für verschiedene Einkopplungspunkte über den Faserquerschnitt) zunehmende Verbreitung findet (siehe IEC 60793-1-49:2006 [11] oder [23]). Auch hier sind immer mehr Moden ausbreitungsfähig, je größer der Kern im Verhältnis zur Lichtwellenlänge ist.

Monomodefaser: Obwohl der Brechungsindex bei diesem Fasertyp ein stufenförmiges Profil aufweist, werden die Eigenschaften dieser Faser durch den *Durchmesser* des Kerns bestimmt. Dieser wird nämlich in Bezug auf die Lichtwellenlänge so klein gewählt, dass in der Faser nur mehr ein einzelner Mode ausbreitungsfähig ist. Damit wird jede Modendispersion verhindert und die maßgeblichen Parameter für die Ausbreitung des Lichts sind die Dämpfung und die chromatische Dispersion. Nachteilig ist aber, dass der Kern nunmehr einen sehr kleinen Durchmesser besitzt, was das Einkoppeln des Lichts sowie die Herstellung von Verbindungen nun deutlich aufwändiger und damit teurer macht, obwohl die Fasern selbst billiger als Gradientenindexfasern sind. Allerdings kann somit durch eine einfache Faser und ohne weitere Signalverstärkung oder Aufbereitung eine Übertragung über mehrere Kilometer erreicht werden.

Für Strecken von einigen hundert Metern werden allerdings aufgrund der geringeren Gesamtkosten, die für kurze Strecken von den Transceivern dominiert werden, weitgehend Multimodefasern verwendet. Transceiver für eine Einkopplung in Multimodefasern verwenden als Lichtquelle die billigen und effizienten VCSELs. Zudem sind aufgrund des größeren Faserdurchmessers größere Fertigungstoleranzen möglich, wodurch die Einkopplung in die Faser und die Steckverbinder kostengünstiger werden [14, 31]. Aufgrund der für diese Arbeit gewählten Anforderungen bleiben für eine fasergebundene Übertragung somit nur Gradientenindexfasern als geeignetes Übertragungsmedium.

Allerdings gibt es auch verschiedene Gradientenindexfasern, die in verschiedene Klassen eingeteilt werden:

Vor allem in den USA sind aufgrund der früheren Verbreitung von FDDI (Fiber Distributed Data Interface) Gradientenindexfasern mit einem Kerndurchmesser von $62,5 \mu\text{m}$ und einem auf niedrige Dispersion optimierten Verlauf des Brechungsindex im Kern gängig. In Europa dagegen wurden derartige Systeme später eingesetzt und aufgrund des höheren möglichen Bandbreite-Längen-Produkts und damit einer höheren möglichen Übertragungsrate zumeist Fasern mit einem Kerndurchmesser

von $50\ \mu\text{m}$ gewählt. Somit werden diese Fasertypen beispielsweise im ISO-Standard 11801 in die Klassen OM1 (200/500 MHz.km, meist $62,5\ \mu\text{m}$; Bandbreiten-Längen-Produkt bei 850 und 1300 nm) und OM2 (500/500 MHz.km, meist $50\ \mu\text{m}$) eingeteilt. Die entsprechenden Klassen in der IEC 60793-2-10:2007 [12] sind A1a.1 sowie A1b, wobei die Unterscheidung in dieser Norm nicht über das Bandbreiten-Längen-Produkt, sondern über den Kerndurchmesser getroffen wird. Dabei werden die hier genannten Bandbreite-Länge-Produkte für einen Overfilled Launch (OFL, siehe unten) bei 850 nm, sowie 1300 nm Wellenlänge, bestimmt.

Wie bereits oben erwähnt sind in einer Faser mit einem größeren Kerndurchmesser mehr Moden ausbreitungsfähig. So wird, insbesondere bei einer großflächigen Quelle wie einer LED, zwar einerseits die Einkopplung verbessert, andererseits steigt damit aber auch die Modendispersion. Wie bereits oben erwähnt sollte die Modendispersion bei Gradientenindexfasern zwar sehr klein werden, allerdings ist diese in der Realität aufgrund von verschiedenen Unvollkommenheiten, wie z.B. Abweichungen vom optimalen Verlauf des Brechungsindexprofils durch Fertigungstoleranzen oder auch nur Biegungen in der Faser der dominierende Faktor für die Dispersion.

Mit steigenden Datenraten ist die Qualität von Fasern der Klasse OM1 und OM2 (IEC 60793-2-10:2007: A1a.1, A1b) nicht mehr ausreichend. Problematisch ist an diesen Fasern vor allem ein fertigungstechnisch bedingter, stark vom Optimum abweichender Verlauf des Brechungsindex im Zentrum der Faser (siehe in Quelle [17], sowie Abb. 2.1a: Gemessene Brechungsindexverläufe für verschiedene Faserklassen aus Quelle [6]). Durch diesen steigt die Dispersion, was das Bandbreiten-Längen-Produkt verringert (siehe die Veränderung der Laufzeit in Abhängigkeit von der Intensitätsverteilung über den Faserdurchmesser in Abb. 2.1b und die Folgen daraus in Abb. 2.2 [6]). Eine Verbesserung des Fertigungsprozesses der Faser ermöglicht es, diese Abweichung des Brechungsindex zu verhindern, weshalb diese Fasern ein deutlich höheres Bandbreiten-Längen-Produkt aufweisen und somit mit OM3 (1500/500 MHz.km (OFL) bzw. 2000/500 MHz.km (EMBc), IEC 60793-2-10:2007: A1a.2 [12]) klassifiziert werden (wobei auch OM1 und OM2-Fasern stetig verbessert werden konnten). Bei Datenraten von 10 GBit/s und höher sollte allerdings auch die chromatische Dispersion berücksichtigt werden und eine ausreichend schmalbandige Lichtquelle zur Datenübertragung verwendet werden.

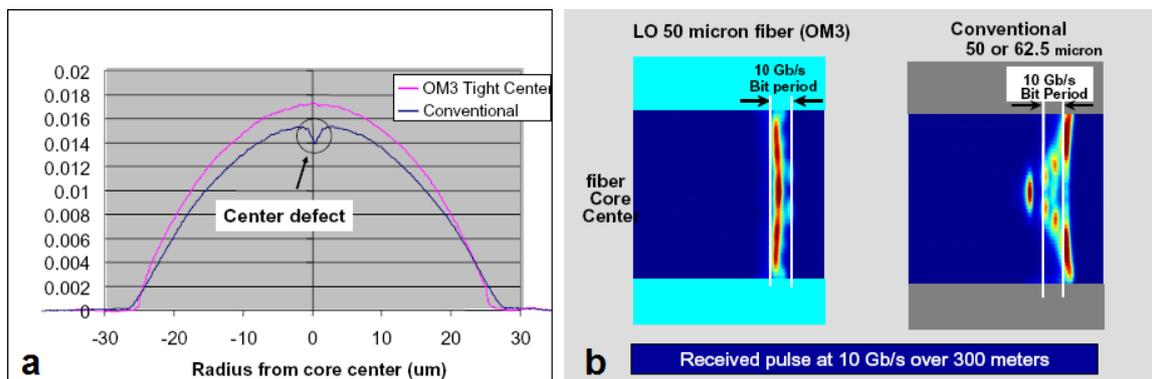


Abbildung 2.1: Vergleich zweier Fasertypen [6]: **a** Brechungsindexverlauf **b** Modendispersion

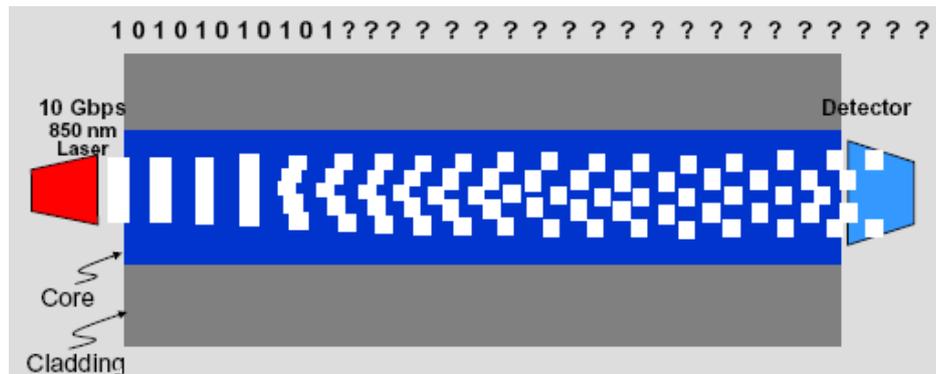


Abbildung 2.2: Schema zur Auswirkung der Modendispersion auf ein Bitmuster (Bild aus [6])

Wie das Bandbreiten-Längen-Produkt deutlich macht, sind diese Fasern aber auch auf den Wellenlängenbereich um 850 nm optimiert. Während die minimale Bandbreite bei 850 nm auf 1500 MHz.km gesteigert wird, beträgt die spezifizierte minimale Bandbreite bei 1300 nm, ebenso wie bei einer OM2-Faser, nur 500 MHz.km. Für Übertragungen im Bereich von 10 GBit/s sind allerdings auch diese Fasern nicht mehr hochwertig genug. Mit einer weiteren Verbesserung des Fertigungsprozesses und damit der Faserqualität werden derartige Fasern in die Klasse OM4 (3500/500 MHz.km (OFL), laut ISO 11801, optimiert für 850 nm) eingestuft. Diese Fasern sind praktisch nur mehr mit einem Kerndurchmesser von 50 μm verfügbar.

Um die Bandbreite einer Faser zu bestimmen, werden verschiedene Testmethoden angewandt: Da bis Mitte der 90er-Jahre für Multimode-Fasern hauptsächlich LEDs verwendet wurden, fand für Fasern hauptsächlich ein so genannter *Overfilled Launch* (OFL) zur Bestimmung der Bandbreite Verwendung (IEC 60793-1-41:2003 [10]). Wie es bereits der Name ausdrückt, wird zum Test eine Quelle verwendet, die größer als der Kerndurchmesser ist. Diese Quelle strahlt über den gesamten Faserquerschnitt mit einer konstanten Leistung, wodurch alle Moden, die in der Faser ausbreitungsfähig sind, angeregt werden. Die Überlagerung dieser Moden bestimmt die Modendispersion und damit das Bandbreiten-Längen-Produkt. Dabei kann es bei einer Faser zwar vorkommen dass die Laufzeit einzelner Moden sich deutlich von der Laufzeit der meisten anderen unterscheidet, allerdings haben diese aufgrund der großen Anzahl an ausbreitungsfähigen Moden, die auch tatsächlich angeregt werden, einen geringen Einfluss. Seit ein höherer Bandbreitenbedarf einen Wechsel auf VCSELs erforderlich machte, ist die Quelle kleiner als die Faser. Dadurch werden nicht mehr alle ausbreitungsfähigen Moden in der Faser angeregt. Somit wirken sich einzelne Moden stärker aus und können die Übertragung sowohl deutlich verbessern, aber auch verschlechtern. Um einen zuverlässigeren Wert für die Übertragungsrate zu haben, wird eine *Effective Modal Bandwidth* (EMB) bestimmt. Bei laseroptimierten Fasern wird diese häufig über die Modendispersion (Differential Mode Delay: DMD) berechnet und als *Calculated Effective Modal Bandwidth* (EMBc) bezeichnet (IEC 60793-1-49:2006 [11]). Die Modendispersion wiederum wird gemessen, indem mittels einer kleinen Quelle, wie zum Beispiel einer Singlemode-Faser, an verschiedenen Abständen zum Faserzentrum ein kurzer Eingangsimpuls in die Faser eingestrahlt wird und die Laufzeitunterschiede durch die in jedem Fall unterschiedlichen Moden miteinander verglichen werden. Mit der Verwendung verschiedener Masken werden so einfache Zahlenwerte für die Modendispersion gewonnen (IEC 60793-2-10:2008 [12]).

Damit ergeben sich für die verschiedenen Gradientenindexfasern folgende Anwendungsbereiche:

- Auf Fasern mit 62,5 μm Kerndurchmesser sollte bei neuen Systemen aus Kompatibilitätsgründen verzichtet werden.
- Für kurze Strecken im Bereich einiger 10 m können problemlos auch geringwertigere Fasern (OM1, OM2) mit Datenraten von 10 GBit/s verwendet werden.
- Für größere Entfernungen müssen, je nach gewünschter Übertragungsrate, Fasern der Kategorie OM3 oder OM4 verwendet werden.

Typische Bandbreiten-Längen-Produkte (EMB... Effective Modal Bandwidth) für moderne Fasern:

Fasertyp	OFL EMB (850 nm)	Laser EMB (850 nm)	OFL EMB (1300 nm)	Laser EMB (1310 nm)
OM2	700 MHz.km	850 MHz.km	500 MHz.km	500 MHz.km
OM3	1500 MHz.km	2000 MHz.km	500 MHz.km	500 MHz.km
OM4	3500 MHz.km	4700 MHz.km	500 MHz.km	500 MHz.km

Auf jeden Fall ist das Bandbreiten-Längen-Produkt ein sehr nützliches Hilfsmittel zur Auswahl der passenden Faser.

2.2 Lichtquellen

Für die optische Übertragungstechnik im kurzen und mittleren Streckenbereich besitzen in der Praxis nur zwei verschiedene Arten von Lichtquellen Relevanz: LEDs (Light Emitting Diodes) und Halbleiterlaser in den verschiedensten Formen. Bis zur Übertragungsrate von 622 MBit/s (SONET OC-3) dominieren LEDs das Feld. Bei diesen ist die Einkopplung in eine Multimodefaser einfacher und sie sind auch billiger als vergleichbare Lasersysteme. Bei höheren Datenraten sind allerdings Laser und in diesem Bereich insbesondere VCSELs aufgrund ihrer besseren Performance zu bevorzugen.

In der Frühzeit der Kommunikation über Glasfasern wurden 850 nm-LEDs verwendet. Diese wurden allerdings mit der Entwicklung von LEDs mit einer Wellenlänge von 1300 nm schnell verdrängt, da bei den damals verwendeten Fasern die Dämpfung bei 1300 nm deutlich geringer war. Ein weiterer Vorteil von 1300 nm als Übertragungswellenlänge ist die Tatsache, dass das Dispersionsminimum einer Quarzglasfaser ebenso in diesem Bereich liegt und obwohl das Spektrum einer LED ein Bandspektrum aufweist, sich die Dispersion somit nur wenig auf die Übertragungsqualität auswirkt.

Zum Vergleich: Laut IEC 60973-1-49:2006 beträgt bei 850 nm die maximal zu erwartende chromatische Dispersion einer Standard-Gradientenindexfaser 107 ps/(nm.km), was bei einer LED mit 100 nm spektralen Bandbreite zu fast 36 ns Laufzeitunterschied auf einer Länge von 1 km resultiert. Die Dauer eines Bits bei 100 MBit/s beträgt 10 ns. In der Nähe des Dispersionsminimums beträgt die chromatische Dispersion für eine Lichtquelle mit dieser Bandbreite nur mehr ca. 5,5 ns für einen Kilometer (Wert für die Dispersion laut IEC 60973-1-49:2006: 16,6 ps/(nm.km) für Wellenlängen zwischen 1200 nm und 1400 nm, Mittenwellenlänge der Quelle: 1300 nm) und ist damit wesentlich geringer. Diese Werte stellen allerdings Worst-Case-Werte dar. Mittels im Standard angegebener

Formeln (2.1 und 2.2) kann die chromatische Dispersion auch berechnet werden: Verbreiterung eines Pulses aufgrund der chromatischen Dispersion [11]:

$$\Delta t_{chrom} = 4\sqrt{\ln 2} \cdot \delta\lambda \cdot D(\lambda) \cdot L \quad (2.1)$$

Berechnung der chromatischen Dispersion [12]:

$$D(\lambda) = \frac{S_0\lambda}{4} \left(1 - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^4} \right) \text{ ps/(nm.km)} \quad (2.2)$$

für Wellenlängen von 750 nm bis 1450 nm und mit λ_0 ... Dispersionsnullstelle, S_0 ... Steigung bei λ_0 , $D(\lambda)$... Dispersion und λ ... Mittenwellenlänge der Lichtquelle.

Werden typische Faserwerte ($\lambda_0 = 1310$ nm, $S_0 = 0,101$ ps/(nm².km)) eingesetzt, ergeben obige Lichtquellen eine Pulsverbreiterung von 33 ns ($D(850$ nm) ≈ 100 ps/(nm.km)) und 340 ps ($D(1300$ nm) ≈ 1 ps/(nm.km)) auf einer Länge von einem Kilometer. Diese Zahlenwerte zeigen den Vorteil einer Übertragung bei 1300 nm, wenn die Lichtquelle relativ breitbandig ist.

Mit der Verbreitung von Datenraten von 1 GBit/s und mehr (Gigabit Ethernet) ab 1995 war die Performance der LEDs vorerst ausgereizt und die in diesem Bereich billigeren VCSELs mit 850 nm Wellenlänge setzten sich gegenüber den breitbandigeren LEDs durch. Mit weiter steigenden Übertragungsraten werden auch heute noch VCSELs mit einer Wellenlänge von 850 nm verwendet, wobei moderne Glasfasern an diese Entwicklung angepasst wurden. Wie bereits in Abschnitt 2.1 erläutert, sind heute so genannte *laseroptimierte* Fasern (OM3 & OM4) Stand der Technik und zeigen inzwischen beim Betrieb mit 850 nm-VCSELs bessere Übertragungseigenschaften als bei einem Betrieb mit 1300 nm.

Da die heutzutage verwendeten VCSELs noch immer Verbesserungspotential aufweisen, kann vermutet werden, dass es in der nächsten Zeit zu keinem Technologiesprung kommen wird, obwohl inzwischen auch 1300 nm-VCSELs entwickelt wurden [9]. Vielmehr geht die Tendenz aktuell eher zur Parallelisierung optischer Links. Siehe dazu Abschnitt 6.1 auf Seite 61, in dem Bausteine verwendet werden, an denen der Anschluss von Faserbündchen möglich ist und mit denen über 4 Fasern jeweils 10 GBit/s übertragen werden können. Für derartige Übertragungsraten werden allerdings auch bereits VCSELs mit optischen Bandbreiten von deutlich unter 1 nm benötigt, um den Einfluss der chromatischen Dispersion klein zu halten.

Für das gewünschte Ziel dieser Arbeit, eine Übertragung im unteren GBit/s-Bereich, stehen potentiell folgende Lichtquellen zur Verfügung:

- LEDs, 1300 nm
- Halbleiterlaser (VCSEL, Fabry-Perot (FP-)Laser, Distributed Feedback (DFB-)Laser, Distributed Bragg Reflector (DBR-)Laser)

Wie bereits oben erwähnt, scheiden LEDs aufgrund ihrer zu niedrigen maximalen Modulationsrate aus. Auch die chromatische Dispersion spricht gegen die verhältnismäßig breitbandigen LEDs. Dagegen wäre die große, gleichmäßig leuchtende Oberfläche hervorragend für die Einkopplung in Multimodefasern geeignet. Diese Eignung und die tatsächliche Verwendung von LEDs findet gewissermaßen noch einen Nachhall in der Testmethode *Overfilled Launch* zur Bestimmung der Bandbreite einer Faser. Von den aufgelisteten Laserdioden wäre prinzipiell jede geeignet, allerdings sind die letzten drei

wesentlich teurer als ein VCSEL. Diese drei erzeugen Laserlicht mit hoher Intensität, geringer Strahldivergenz und sehr kleiner spektraler Bandbreite. Der FP-Laser ist zwar schmalbandig, allerdings treten einige longitudinale Moden auf. DFB-Laser und DBR-Laser sind aufgrund der inneren Struktur praktisch monochromatisch. Aufgrund der hohen Leistung und der Wellenlängenstabilität ist oft eine externe Temperaturstabilisierung nötig. Sie sind somit eher für Anwendungen mit Monomodefasern und damit für Langstreckenübertragung geeignet.

Unterschiede zwischen den verschiedenen Halbleiterlasern:

Die FP-, DFB- und DBR-Laser sind Kantenemitter, ein VCSEL emittiert das Licht vertikal. Bei den meisten heute verwendeten Lasern wird das Licht in der aktiven Zone durch einen oder mehrere Quantenfilme¹ erzeugt. Der Resonator wird beim FP-Laser durch eine Verspiegelung der Kanten des Halbleiters gefertigt (siehe Abb. 2.3a). Bei DFB- und DBR-Lasern dient ein so genannter *Bragg-Reflektor* als (wellenlängenselektiver) Spiegel. Der Unterschied zwischen diesen beiden Lasern besteht darin, dass sich der Bragg-Reflektor beim DFB-Laser in der aktiven Zone befindet und beim DBR-Laser außerhalb (siehe Abb. 2.3b und 2.3c). Der Aufbau eines DBR-Lasers ist komplizierter und damit sind diese Laser teurer. Allerdings kann die emittierte Wellenlänge durch eine Veränderung der Bragg-Reflektoren mittels einer elektrischen Ansteuerung zu einem gewissen Grad verstimmbar werden. Dies ist möglich, da sich die Ladungsträgerdichte im Halbleiter auf den Brechungsindex der verschiedenen Schichten auswirkt.

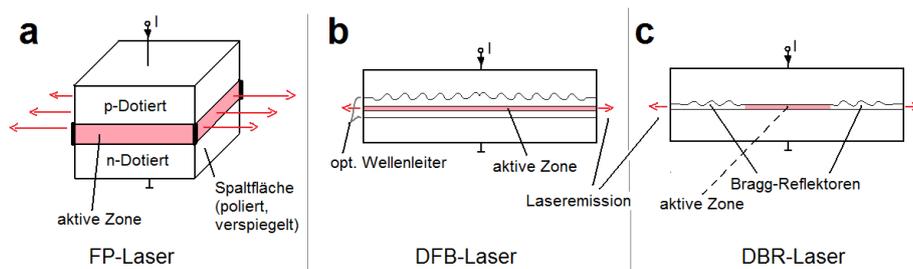


Abbildung 2.3: Schematischer Aufbau verschiedener Typen von Halbleiterlasern

Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (kurz VCSELs) sind, wie der Name bereits aussagt, Lasermoden deren Strahl senkrecht zur Waferoberfläche emittiert wird (siehe Abb. 3.1, Seite 15). Die großen Vorteile eines derartigen Aufbaus liegen darin, dass die Laserdioden bereits auf dem Wafer getestet werden können, d.h. defekte Chips bereits vor dem Einbau in ein Gehäuse aussortiert werden können und dass das Herstellen sauberer Spaltflächen an den Kanten entfällt. Außerdem ist die Montage in ein Gehäuse unkomplizierter als bei Kantenemittern. Dadurch sind die Herstellungskosten derartiger Bauteile deutlich geringer, als bei Dioden die als Kantenemitter ausgeführt sind. Das und die hohe mögliche Datenrate von VCSELs hat dazu geführt, dass im Bereich kurzer und mittlerer Übertragungstrecken inzwischen fast ausschließlich VCSELs verwendet werden [35].

Nachteilig bei VCSEL ist das Auftreten transversaler Moden, die das Spektrum verbreitern und zeitlich nicht stabil sind, sondern das Modenbild und mit diesem die Einkopplung sprunghaft verändern können. Zudem wird die Abstrahlung des Lichts mit steigendem Strom zunehmend kegelmantelförmig (siehe Abb. 3.2b auf Seite 15). Trotz aller Nachteile bei der Abstrahlung sind zur Zeit, vor allem aus Kostengründen, VCSELs für Anwendungen mit Multimodefasern die einzig sinnvolle Wahl. Weitere Details zu VCSELs siehe ab Abschnitt 3.1, Seite 14.

¹ spezielle Halbleiterübergänge, engl. Quantum well

2.3 Photodetektoren

Als Photodetektoren werden hauptsächlich Halbleiterdetektoren verwendet [36, Kap. 23] und [30, Kap. 9]. Verschiedene Arten von Detektoren sind: Standard-Photodiode, PIN-Photodiode und Avalanche-Photodiode.

Bei den Photodioden wird die Diode in Sperrrichtung betrieben. Trifft ein Photon in die Raumladungszone, so wird ein Elektron in das Valenzband befördert und hinterlässt ein Loch im Gitter. Durch die externe Spannung rekombinieren diese Ladungsträger nicht sofort wieder, sondern werden zu den jeweiligen Anschlüssen gezogen. Es resultiert ein Sperrstrom der von der Lichtintensität abhängig ist. Bei der PIN-Photodiode wird die Raumladungszone durch eine *intrinsic*-Schicht vergrößert und somit auch die Empfindlichkeit der Diode gegenüber einer Standard-Photodiode erhöht (siehe Abb. 2.4a, Gezeichnet nach [30, Bild 9.7]). Da der Schaltungsaufwand bei einer PIN-Photodiode bei besserer Empfindlichkeit und besseren Hochfrequenzeigenschaften der gleiche ist, werden Standard-Photodioden kaum mehr verwendet. Einzig bei Übertragungstrecken mit geringer Datenrate und ausreichender Signalleistung weisen Standard-Photodioden geringere Herstellungskosten als Vorteil auf.

Bei Avalanche-Photodioden wird die Diode unter eine so hohe Spannung gesetzt, dass diese nur knapp vor dem Durchbruch steht. Die durch das Photon im schwach dotierten Driftbereich freigesetzten Ladungsträger werden durch die hohe elektrische Feldstärke in der Lawinenzonen so stark beschleunigt, dass diese auf dem weiteren Weg neue Ladungsträger freisetzen (siehe Abb. 2.4b, Gezeichnet nach [30, Bild 9.9]). Durch ein Photon können dadurch viele Ladungsträger generiert werden (Vervielfachungsfaktor 10-100), das heißt eine Avalanche-Photodiode hat praktisch eine integrierte Verstärkung. Eine Avalanche-Photodiode ist also gut für kleine Signalleistungen geeignet, allerdings werden zum

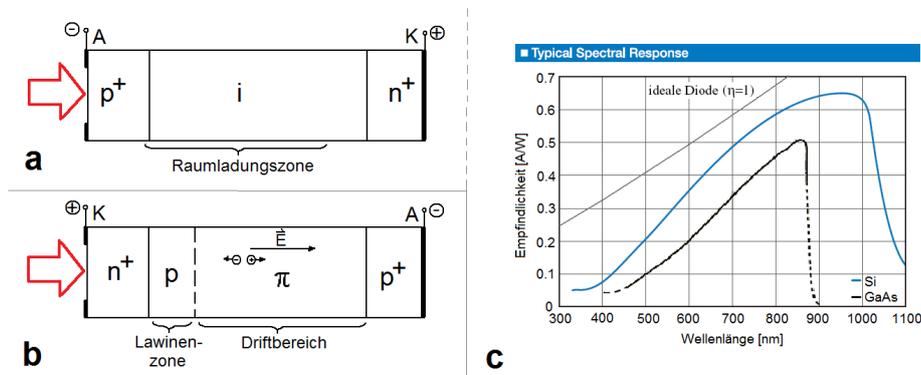


Abbildung 2.4: Schema einer **a** PIN-Photodiode **b** Avalanche-Photodiode; **c** Spektrale Empfindlichkeit von PIN-Photodioden

Betrieb vergleichsweise hohe Spannungen benötigt und sie sind recht teuer. Zudem ist das Rauschen aufgrund der ebenso gegebenen internen Verstärkung des thermischen Rauschens höher als bei einer PIN-Photodiode.

PIN-Photodioden dagegen sind billig und die üblichen Versorgungsspannungen der ICs (also hier 3,3 V) sind für den Betrieb ausreichend. Dafür benötigen sie deutlich mehr Licht um ein verwertbares Signal zu generieren. Bei kurzen bis mittleren Verbindungslängen, bei denen die Dämpfung noch keine so große Rolle spielt, ist üblicherweise eine ausreichende Signalleistung am Photodetektor vorhanden.

Bei der Auswahl eines passenden Photodetektors ist zudem noch die verwendete optische Wellenlänge von Bedeutung: Emittiert der Sender Licht mit einer Wellenlänge von ca. 600-1000 nm, so sind Detektoren aus Silizium gut geeignet (siehe Abb. 2.4c, ein Auszug aus den Datenblättern verschiedener Photodioden (Edmund Optics Si-Detektor und Hamamatsu G8522)). Für andere Wellenlängen müssen andere Detektormaterialien verwendet werden. So kann zum Beispiel Indium-Gallium-Arsenid (InGaAs) gut für den Bereich von etwa 1000-1600 nm verwendet werden.

Somit werden Avalanche-Photodioden hauptsächlich für Langstreckenkommunikation verwendet, während PIN-Photodioden für Anwendungen bei mittleren und kurzen Strecken hervorragend geeignet sind. Weitere Details zu PIN-Dioden siehe ab Abschnitt 3.2, Seite 21.

3 Charakterisierung der Komponenten

Um eine Hochfrequenzschaltung optimal zu entwerfen, müssen Abweichungen vom gewünschten Verhalten der Schaltung möglichst unterdrückt werden. Insbesondere bedeutet dies eine Berücksichtigung der elektromagnetischen Verträglichkeit in der gesamten Schaltung, sowie die Vermeidung von Fehlanpassungen (und damit Reflexionen) auf den Signalleitungen.

Auf diese beiden Punkte kann auf unterschiedliche Weise Einfluss genommen werden:

- In erster Linie ist die Auswahl der Komponenten entscheidend. Bei der Wahl geeigneter Komponenten entfällt einiges an Aufwand um diese miteinander zu verbinden. So können zum Beispiel bei der Verwendung Signalein- und -ausgängen mit der gleichen Impedanz einfache impedanzkontrollierte Verbindungsleitungen anstatt eines Anpassungsnetzwerkes verwendet werden.
- Einen weiteren wesentlichen Einfluss hat das Layout der Schaltung. Erst durch die geeignete Positionierung und Verbindung der Komponenten kann zum Beispiel eine spezifizierte Übertragungsrate eingehalten werden.

Diese beiden Faktoren hängen allerdings auch zusammen. So können einerseits die besten Komponenten durch ein schlechtes Layout beeinträchtigt werden (z.B. zu hohe Kapazität am Eingang), andererseits kann auch das beste Layout keine unzureichenden Komponenten ausgleichen.

Für ein gutes Layout ist es allerdings von großer Bedeutung, dass das Verhalten der verwendeten Komponenten bekannt ist. Je genauer dieses Verhalten bekannt ist, desto besser kann es durch andere Methoden kompensiert werden. Da nicht alle hierfür nötigen Daten aus den Datenblättern entnommen werden können, werden hier verschiedene Messungen durchgeführt, aus denen wiederum ein (einfaches) Modell der Komponenten erstellt wird. Diese Messungen und Modelle können für den Entwurf und die Simulation von Schaltungsteilen verwendet werden.

Problematisch ist hier allerdings die Bauteilstreuung: Da die Parameter verschiedener Bauteile mit den nominell gleichen Eigenschaften, insbesondere wenn diese aus unterschiedlichen Fertigungslosen kommen, eine statistische Verteilung aufweisen, kann eine optimale Anpassung an diese Bauteile kaum realisiert werden. Allerdings kann ein systematischer Fehler durch die Auslegung auf *das* Durchschnittsbauteil vermieden werden. Dies erfordert allerdings die Charakterisierung von vielen Bauteilen, um ein statistisches Modell zu erzeugen. In dieser Arbeit werden allerdings nur grobe Modelle erzeugt, weshalb auf eine detailliertere Auswertung vieler Messungen verzichtet wird. Nur bei den kritischsten Bauteilen, dem VCSEL und der PIN-Diode werden jeweils Messungen mit 5 verschiedenen Bauelementen durchgeführt. Allerdings dürften auch diese jeweils aus dem selben Fertigungslos stammen, was die Bedeutung für eine statistische Auswertung einschränkt.

3.1 VCSELS

Wie bereits erwähnt, ist die namensgebende Besonderheit von VCSELS die vertikale (senkrecht zur Waferoberfläche) Emission des Laserlichts, wobei typischerweise ein relativ schmalbandiges Licht mit einer optischen Leistung im Bereich einiger Milliwatt emittiert wird (siehe Ausgangsleistung in Abb. 3.1b).

Ansonsten enthält ein VCSEL — wie inzwischen die meisten hergestellten Halbleiterlaser — einen oder mehrere Quantenfilme als aktives Medium (siehe Abb. 3.1a, gezeichnet nach Abb. 20.7 in [36]). Da die Dicke der aktiven Zone, in der das Licht verstärkt wird, oft nur eine Wellenlänge (trotz der Wellenlängenverkürzung aufgrund des Mediums) beträgt, muss der Resonator eine besonders hohe Güte aufweisen, bzw. es dürfen nur geringe Spiegelverluste auftreten, um die Laserschwelbedingung zu erfüllen:

$$g_{th}d = -\ln(R) \quad (3.1)$$

Der Gewinnkoeffizient g_{th} muss an der Laserschwelle gerade die Spiegelverluste kompensieren. Da die Länge d des aktiven Mediums sehr klein ist, muss die Reflektivität R sehr hoch (>99%) sein, um den nötigen Schwellengewinn in einem realisierbaren Bereich (unter einigen 1000 cm^{-1}) zu halten ([36, Glg. 20.1] bzw. [19, Abschnitt 2]).

Der Resonator wird bei VCSELS durch Bragg-Reflektoren¹, die sich knapp unter beziehungsweise über der aktiven Zone befinden, gebildet. Dabei besteht jeder Reflektor, da dieser aus Halbleitermaterialien mit einem relativ geringen Brechungsindexunterschied aufgebaut ist (AlAs/GaAs für 850 nm Wellenlänge), aus über 20 Schichtpaaren, um die bei der gewünschten Wellenlänge nötige Reflektivität von über 99% zu erreichen. Aufgrund der kleinen Ausdehnung der aktiven Zone von einigen Wellenlängen tritt bei VCSELS nur ein longitudinaler Mode auf, bzw. die anderen longitudinalen Moden liegen außerhalb des Stopp-Bands des Resonators und sogar außerhalb des Wellenlängenbereichs in dem noch ein Laser-Übergang stattfindet. Allerdings ist der Durchmesser der aktiven Zone einige Wellenlängen groß (typischer Durchmesser 15-20 μm , Wellenlängenverkürzung durch Material), weshalb sich transversale Moden ausbilden können. Diese Moden sorgen für ein komplexes Feldbild im Nahfeld, das zudem recht instabil ist, insbesondere bei höherer Anregung durch höhere Ströme (siehe Abb. 3.2a, ein Auszug aus Application Note [4, Fig. 8]). Außerdem wandelt sich die emittierte Strahlung im Fernfeld von einem Gaußstrahl bei Anregungen im Bereich des Schwellenstroms zu einer kegelmantelförmigen Strahlung bei höheren Anregungen, d.h. das Intensitätsmaximum befindet sich bei einem Strahlwinkel von etwa 10° zum Lot (siehe Abb. 3.2b aus der Quelle [35]). Zur Bestimmung der Strahldivergenz wird entweder jener Öffnungswinkel angegeben, innerhalb dessen entweder 63% (entsprechend einem Abfall der Leistung auf $1/e$) oder 87% (entsprechend einem Abfall auf $1/e^2$) der gesamten Leistung abgestrahlt werden. Für Multimode-VCSELS sind Werte von etwa 20° Divergenz ($1/e^2$) gängig.

Abbildung 3.1b zeigt den Zusammenhang zwischen Betriebsstrom, emittierter optischer Leistung und Spannung (LIV: Leistung – Strom – Spannung) am ULM850-05-TN-B0101U, einem typischen VCSEL für optische Datenübertragungen [21].

Die transversale Moden wirken sich neben der Abstrahlcharakteristik auch durch eine Verbreiterung des VCSEL-Spektrums auf einige Nanometer aus. Dabei ist neben der optischen Leistung und dem Modenbild, auch die emittierte Wellenlänge vom Pumpstrom abhängig.

¹ Dielektrische Spiegel, bei Laserdioden aus fertigungstechnischen Gründen (Epitaktisches Auftragen der Schichten, elektrisch leitende Reflektoren) zumeist aus Halbleitermaterialien [3]; sehr Wellenlängenselektiv

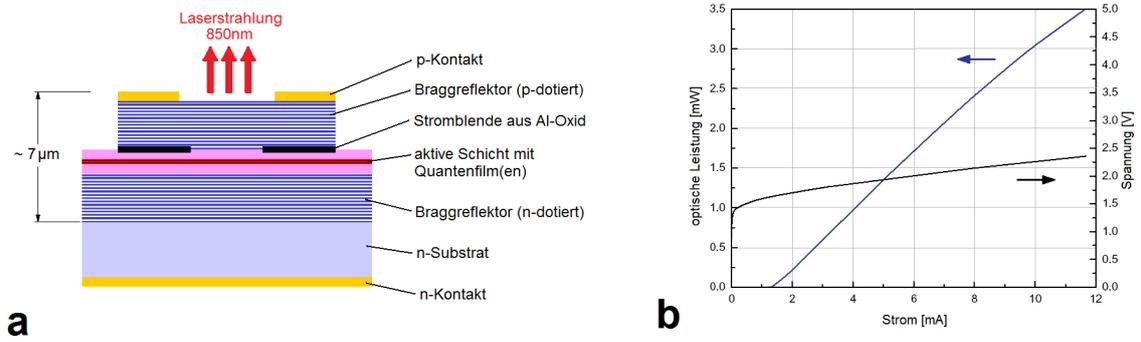


Abbildung 3.1: **a** Schematischer Aufbau [36] und **b** LIV-Diagramm [21] eines VCSELs

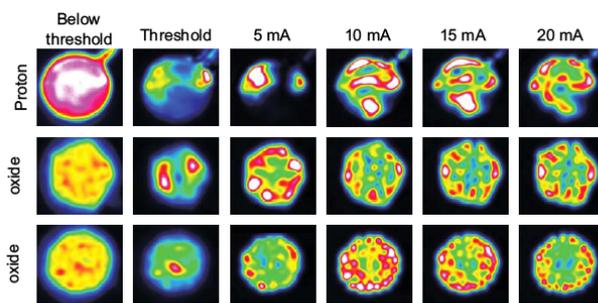


Figure 8 Near field images of a Proton and 2 different oxide VCSELs

a

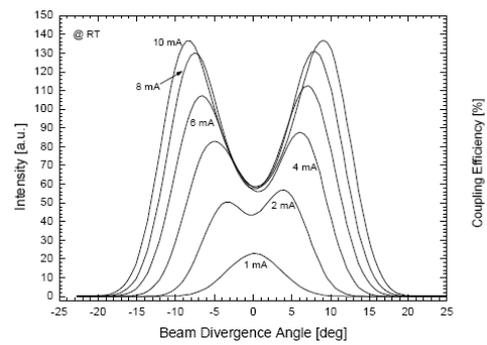


Figure 4.2.7 Far-fields for various drive currents of a 8 µm oxide aperture VCSEL with 0.7 mA threshold current. The beam divergence with $1/e^2$ intensity profile is 26.7 deg at 6 mA.

b

Abbildung 3.2: **a** Nahfeldaufnahmen und **b** Fernfeld von VCSELs für verschiedene Betriebsströme

Weitere Eigenschaften sind: Hohe Effizienz, kleiner Schwellstrom, ein kreisförmiger Strahlaustritt sowie ein großer Temperaturbereich in dem der VCSEL funktioniert [35].

Es gibt auch verschiedene Arten von VCSELs (protonenimplantiert und selektiv oxidiert), wobei sich selektiv oxidierte VCSELs gegenüber protonenimplantierten VCSELs aufgrund der höheren Effizienz (Konversionswirkungsgrad: bis über 40 %) und der kleineren Schwellströme durchgesetzt haben [36, 7, Kap. 20].

Einen guten und detaillierteren Überblick über das Thema VCSELs geben folgende Bücher: Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser Devices [19, Kap. 3] (Englisch) oder Optische Kommunikationstechnik (Deutsch) [36, Kap. 20].

Als VCSEL werden folgende Komponenten ausgewählt: ULM850-05-TN-B0101U, ULM850-05-TN-U46FOP und ULM850-10-TT-N0104U.

ULM850-05-TN-B0101U: Ein Chip mit einer Größe von 0,25 x 0,25 mm. Die spezifizierete Übertragungsrate beträgt 5 GBit/s, die Wellenlänge des Lichts 850 nm. Die verwendete Ausführung wird über das Substrat (Kathode) und einem Bonddraht auf die Anode kontaktiert und ist für eine Strahlungsleistung von etwa 2 mW dimensioniert (Kennlinien siehe Abb. 3.1b bzw. Datenblatt unter [20]).

ULM850-05-TN-U46FOP: Der gleiche VCSEL wie oben, allerdings bereits in ein TO-46-Gehäuse verbaut [21].

ULM850-10-TT-N0104U: Eine VCSEL-Zeile mit 4 Chips (Größe eines Einzelchips 0,25 x 0,25 mm). Dieser VCSEL ist für eine Übertragungsrate von 10 GBit/s bei einer Wellenlänge von etwa 850 nm spezifiziert. Bei dieser Ausführung findet die Kontaktierung oben auf dem Chip statt. Eine derartige Konfiguration ist speziell beim Aufbau von VCSEL-Zeilen von Vorteil: Die Bonddrähte befinden sich direkt nebeneinander. Somit ist auch die Leitung zur Kathode so kurz wie möglich. Außerdem besitzt eine Masseleitung zwischen zwei signalführenden Bonddrähten eine gewisse Schirmwirkung und vermindert so das Übersprechen auf den benachbarten Kanal [22].

Messungen an den VCSELs ergeben, dass diese, solange man sich im linearen Bereich bewegt, recht gut durch das einfache Diodenersatzschaltbild ([32, Kap.1, p23f]) modelliert werden können:

Als Messgerät wird ein Netzwerkanalysator (R&S ZVA-24, siehe Messaufbau in Abb. 3.3) verwendet. Dieser ermöglicht die Messung der S-Parameter, bzw. über das Smith-Diagramm die Bestimmung der Impedanz des VCSELs. Bei den S-Parametern (Streuparameter) handelt es sich um Parameter mit denen ein lineares System anhand von Wellengrößen beschrieben werden kann. Bei der Bestimmung der S-Parameter wird eine einfallende Welle mit der entsprechenden zurücklaufenden Welle verglichen. Bei einem Mehrtor werden alle nicht benutzten Tore mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen, um störende Reflexionen zu vermeiden. Dieses Verfahren eignet sich vor allem für Hochfrequenzkomponenten, da es bei extremen Abschlüssen wie Kurzschluss oder Leerlauf zu so starken Reflexionen kommen kann, dass diese Komponenten beschädigt werden.

Die zu messende Impedanz ist eine Kleinsignalimpedanz, d.h. es muss erst ein passender Arbeitspunkt am VCSEL eingestellt werden. Dies ist über ein im Netzwerkanalysator integriertes Bias-Tee möglich (Abb. 3.3). Mittels einer Spannungsquelle und einem Vorwiderstand kann ein Gleichstrom eingepreßt werden, auf den das Messsignal aufmoduliert wird. Durch das Variieren der Frequenz ergibt sich im Smith-Diagramm eine für ein einfaches Kleinsignal-Dioden-Ersatzschaltbild typische Kurve (Abb. 3.4), aus deren Verlauf die Werte für die Kleinsignalwiderstände und Kapazität ermittelt werden kann. Bei der dargestellten Messung sinkt die Impedanz mit steigender Frequenz von einem reellen Wert $<50 \Omega$ auf einen Wert im Bereich von 5Ω (reell), bleibt dabei aber immer in der kapazitiven Hälfte des Smith-Diagramms.

Zur Kalibrierung wird bei der Verwendung einer Messspitze eine OSM-Kalibrierung² durchgeführt, bei der Vermessung von gehäusten VCSELs eine automatische Kalibriereinheit verwendet, wobei allerdings auf den Beginn der Anschlussdrähte deembedded³ wird. Vor dieser Kalibrierung findet auch noch eine Leistungskalibrierung statt, um sicherzustellen, dass an den zu vermessenden Dioden über den gesamten Frequenzbereich eine konstante Leistung des Messsignals anliegt.

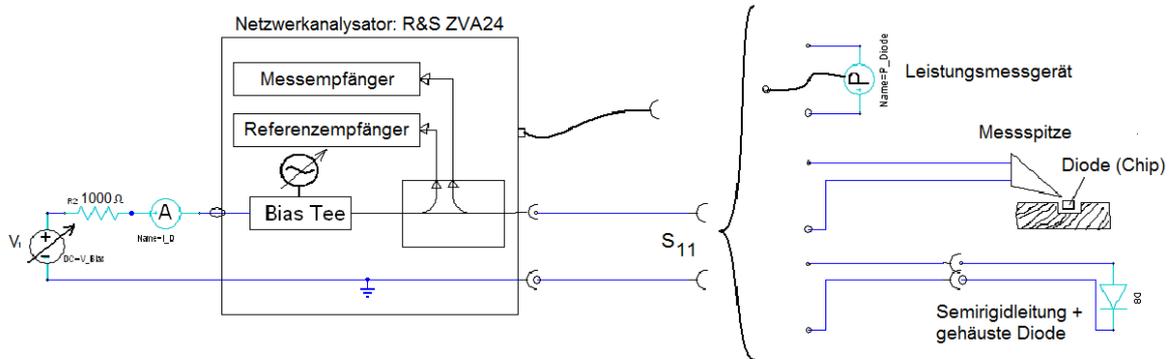


Abbildung 3.3: Messaufbau zur Vermessung von VCSELs und PIN-Dioden

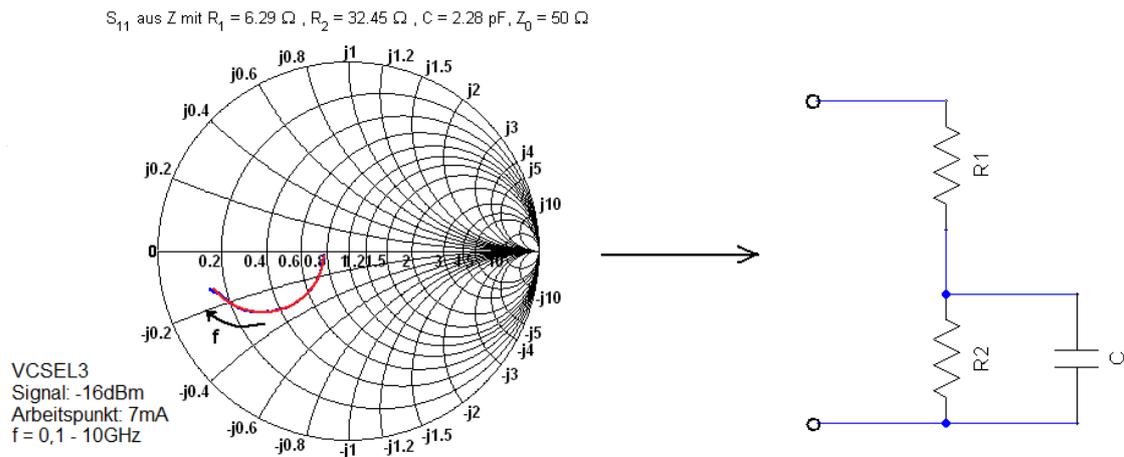


Abbildung 3.4: Ermittlung des Kleinsignal-Ersatzschaltbilds aus dem gemessenen S_{11} .

Die physikalische Bedeutung dieser Parameter entspricht etwa folgenden Eigenschaften (vgl. [32, Kap.1, p23f]):

- R₁**: Bahnwiderstand des Halbleiters: Ohmscher Widerstand des Halbleitermaterials
- C**: Diffusions- und Sperrschichtkapazität: Kapazität die durch Ladungsträger in der Diffusionszone entsteht (abhängig von Diffusionsstrom und Transitzeit), sowie eine Kapazität über dem pn-Übergang.

² Open-Short-Match Kalibrierung

³ Deembedding: Verdrehen der Phasenlage von S_{11} um die Referenzebene zu verschieben

R₂: Differentieller Widerstand der inneren Diode: Beschreibung des Zusammenhangs zwischen Flussspannung und Diffusionsstrom. Ein Teil der Leistung an diesem Ersatzwiderstand wird allerdings nicht über Gitterschwingungen (und schließlich Wärme) dissipiert, sondern als optische Leistung abgestrahlt.

In der Literatur sind zwar auch Ersatzschaltbilder auffindbar, bei denen die beiden Widerstände und die Kapazität anders verschaltet sind, allerdings ist diese Variante in ihrem Kleinsignalverhalten gleich [34, 36, Kap. 21]. Ein Ersatzschaltbild kann durch eine Umrechnung der Bauteilwerte in das andere Ersatzschaltbild überführt werden.

3.1.1 Ungehäuster VCSEL

Für diese Messungen werden 5 VCSEL-Chips des Typs ULM850-05-TN-B0101U verwendet. Die Kontaktierung erfolgt über eine GSG-250-Messspitze⁴, wobei die Verbindung mit der Kathode aufgrund des rückseitigen Anschlusses über einen vergoldeten Metallblock hergestellt wird. Wie in Abb. 3.4 deutlich wird, entspricht das gemessene Smith-Diagramm sehr gut dem Verlauf, den auch das üblicherweise verwendete Dioden-Ersatzschaltbild vorweist. Das heißt, zumindest im linearen Bereich ist das einfache Ersatzschaltbild ([32, Kap.1]) ausreichend. Wird der Linearitätsbereich überschritten, so verändert sich auch das Smith-Diagramm und die ermittelten Kleinsignalparameter verlieren ihre Gültigkeit, da dies vom verwendeten Modell nicht mehr beschrieben werden kann.

Die sich aus den Messungen ergebenden Parameter für verschiedene Arbeitspunkte sind in Abb. 3.5 zusammengefasst. Dabei werden 25 verschiedene Messungen bei jeweils einem bestimmten Arbeitspunkt gemittelt: Messsignalleistungen von -20, -16, -10, -6 und 0 dBm für jeweils 5 verschiedene VCSELS (VCSEL2 – VCSEL6). Aufgrund der Nichtlinearitäten bei niedrigen Betriebsströmen bzw. hohen Signalaussteuerungen wird der Frequenzbereich für die Bestimmung der ESB-Parameter gegenüber dem tatsächlich gemessenen Frequenzbereich eingeschränkt (1 - 8 GHz, anstatt 0,1 - 8 GHz). Trotzdem besitzen die Parameter für kleine Betriebsströme (Arbeitspunkte 0,5 und 1 mA) eine geringere Zuverlässigkeit!

Aus der Auswertung der Einzelmessungen folgt:

- R₁**: Bleibt für verschiedene Arbeitspunkte und Signalleistungen recht konstant → Fehlerbalken eine Folge der Bauteilstreuung! Die Kurvenverläufe bei den verschiedenen VCSELS ähneln einander, sind allerdings jeweils nach oben oder unten verschoben.
- R₂**: Verringert sich mit steigendem Betriebsstrom: Widerstand de facto unabhängig von Aussteuerung; Bauteilstreuung im Bereich einiger Ohm; dominierender Einfluss auf R₂: Abnahme entsprechend steigendem Diodenstrom.
- C**: Sehr konstant: Dominierender Einfluss: Bauteilstreuung; geringfügiger Anstieg bei steigendem Betriebsstrom, Einfluss der Signalleistung vernachlässigbar.

Für die Auslegung einer Schaltung mit diesen Komponenten spielen die Änderungen der ESB-Parameter allerdings nur eine geringe Rolle, da die Bauteilstreuung bei verschiedenen Fertigungslosen deutlich höher sein dürfte. Einzig die Abhängigkeit von R₂ vom Arbeitspunkt sollte für die Auslegung berücksichtigt werden.

⁴ Messspitze mit den Kontakten Ground-Signal-Ground und einem Abstand von 0,25 mm zwischen den Kontakten

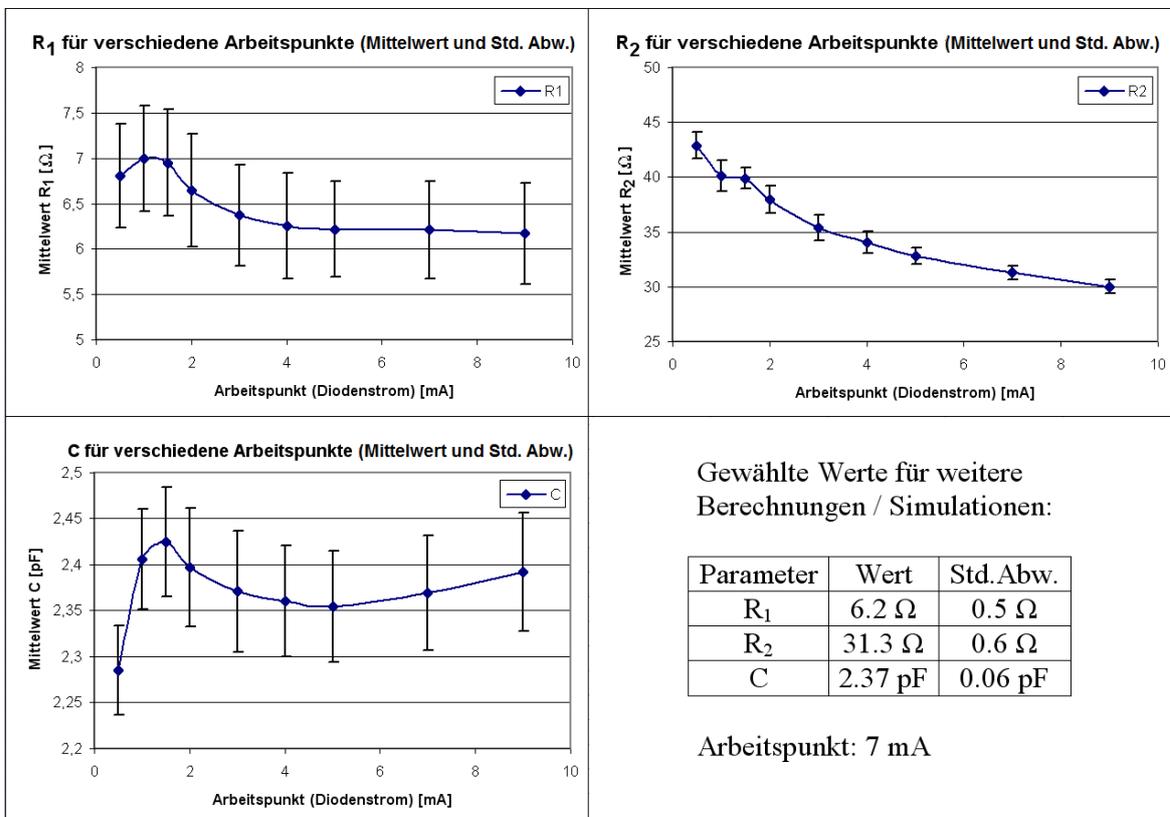


Abbildung 3.5: Aus Messdaten ermittelte Ersatzschaltbild-Parameter für ungehäuste VCSELs.

3.1.2 Gehäuster VCSEL

Für die meisten Anwendungen wird ein VCSEL-Chip in ein Gehäuse (zumeist TO-46, TO-56 oder TOSA-Modul) verpackt, um diesen vor äußeren Einflüssen zu schützen. Dieses Gehäuse hat allerdings auch Auswirkungen auf das elektrische Verhalten. So kommen Induktivitäten von den Anschlussleitungen sowie Kapazitäten bei den Leitungsdurchführungen ins Gehäuse hinzu, was die Anpassung (bzw. den Reflexionsfaktor S_{11}) verschlechtert. Wie in Bild 3.6 deutlich wird, hat das Gehäuse einen erheblichen Einfluss auf die Anpassung. Bei den vermessenen VCSELs handelt es sich um den Typ ULM850-05-TN-B0101U bzw. um die in einem TO-46-Gehäuse verpackte Variante dieses VCSELs (ULM850-05-TN-U46FOP). Dieser ist für eine Datenrate von 5 GBit/s ausgelegt und besitzt eine 3 dB-Modulationsbandbreite von 3 GHz bei einem Biasstrom von 5 mA [20].

Man kann erkennen, dass bis ca. 2 GHz der Reflexionsfaktor eines VCSELs im TO-46-Gehäuse mit möglichst kurzen Anschlussdrähten nur um ca. 1 dB höher ist und für höhere Frequenzen einen um ca. 2 dB (25%) höheren Wert als ein ungehäuster VCSEL aufweist. Werden die Bauteildrähte allerdings nicht so kurz wie möglich gehalten, sondern lange Anschlüsse belassen (z.B. 8 mm Länge wie in Abb. 3.6), so ist der Reflexionsfaktor erheblich höher. Die Ursache hierfür liegt in der Impedanz der Anschlussleitungen: Eine Zweidrahtleitung mit den geometrischen Eigenschaften der Bauteildrähte weist eine Impedanz von ca. 290 Ω auf, die Leitungen zwischen VCSEL-Treiber und VCSEL sollten jedoch nur auf eine Impedanz von 50 Ω ausgelegt werden. Somit sollten diese fehlangepassten Leitungsstücke möglichst kurz gehalten werden, bzw. wenn eine längere Verbindung zwischen VCSEL-Treiber und VCSEL im TO-46-Gehäuse nötig ist, diese als impedanzkontrollierte Leitung ausgeführt werden.

Da in dieser Arbeit gehäuste VCSELs nur in einer Schaltung mit einer maximalen Bitrate von 622 MBit/s vorkommen (Kapitel 4), sind die Auswirkungen der Fehlanpassung der Anschlussdrähte noch so gering, dass keine besondere Rücksicht darauf genommen werden muss.

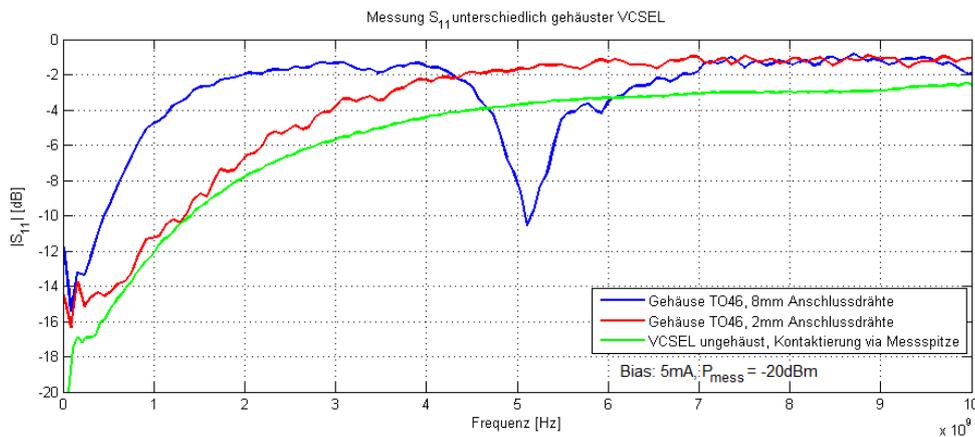


Abbildung 3.6: Vergleich des Betrags von S_{11} für unterschiedlich gehäuste VCSELs

Für den Fall, dass ein VCSEL im TO-46-Gehäuse allerdings trotzdem in einer Schaltung mit höheren Bitraten zur Verwendung kommt, werden allerdings auch von diesem Bauteil verschiedene Modelle erstellt. Da von einem ungehäusten VCSEL bereits ein Kleinsignal-Ersatzschaltbild erstellt wurde, berücksichtigt man diese Daten auch bei der Modellbildung (siehe Abschnitt 3.1.1 sowie die Darstellung als ESB VCSEL bzw. PIND in Abb. 3.8). Die elektrischen Eigenschaften werden im Wesentlichen von den Bonddrähten (1,45 nH zur Kontaktierung der Anode und 1,2 nH zur Kathode; Werte aus einer separaten Simulation der Drähte), sowie der Kapazität der Gehäusedurchführung der

Signalleitungen bestimmt. Die Masseleitung ist mit dem restlichen Gehäuse verbunden, so dass ein Zylinderkondensator mit Pressglas als Dielektrikum ($\epsilon_r = 6,4$) verbleibt. Eine Abschätzung mit der Berücksichtigung einer kleinen Streukapazität ergibt hierfür eine Kapazität von 0,43 pF (siehe oberes Ersatzschaltbild in Abb. 3.8a). Die zusätzliche Verbindung über einen Heat-Sink aus undotiertem Silizium verändert das Verhalten bei Frequenzen von mehr als 10 GHz noch etwas.

Abbildung 3.7 zeigt, dass die Ergebnisse der 3D-Simulation (HFSS-Modell, siehe auch auf der rechten Seite der Abbildung) recht gut mit der Messung übereinstimmen, während die Ergebnisse der Netzlistensimulation (vgl. VCSEL-Ersatzschaltbild in Abb. 3.8) insbesondere bei Frequenzen über 5 GHz etwas deutlicher von den Messwerten abweichen. Offenbar fehlen im Kleinsignal-Ersatzschaltbild noch einige Elemente, wie beispielsweise die überstehenden Enden der Bauteildrähte bei der Verbindung mit dem Messgerät oder Vergleichbares. Trotzdem kann dieses Ersatzschaltbild mit einer ausreichenden Genauigkeit bis zu Frequenzen von ca. 5 GHz verwendet werden.

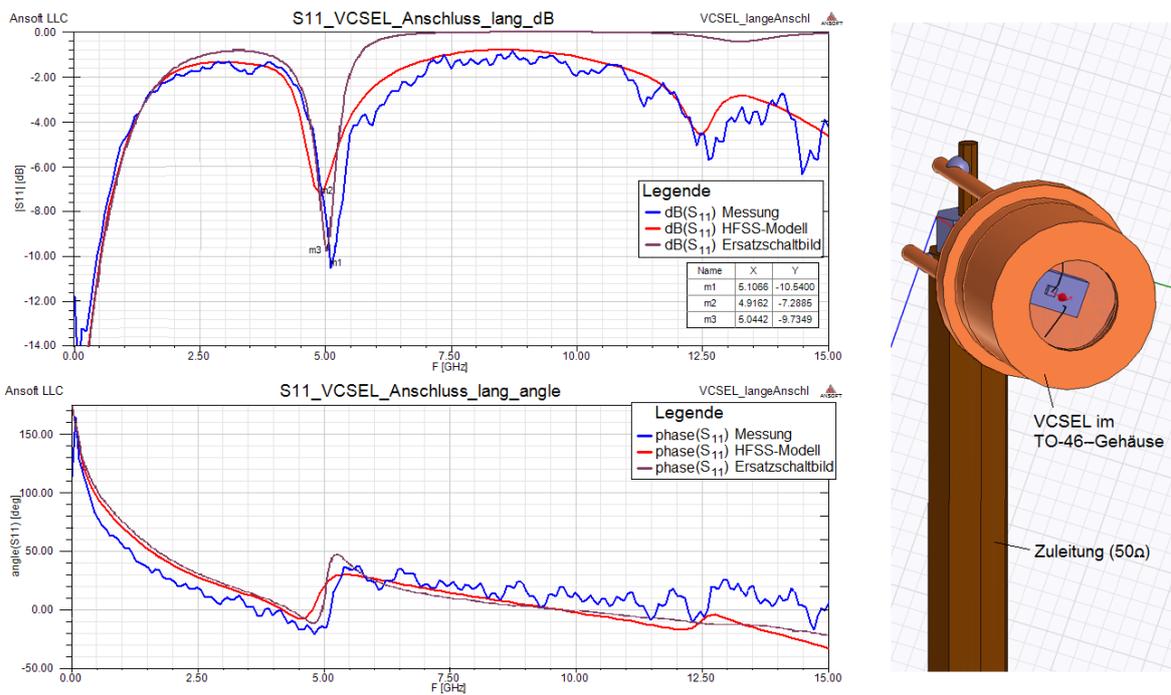
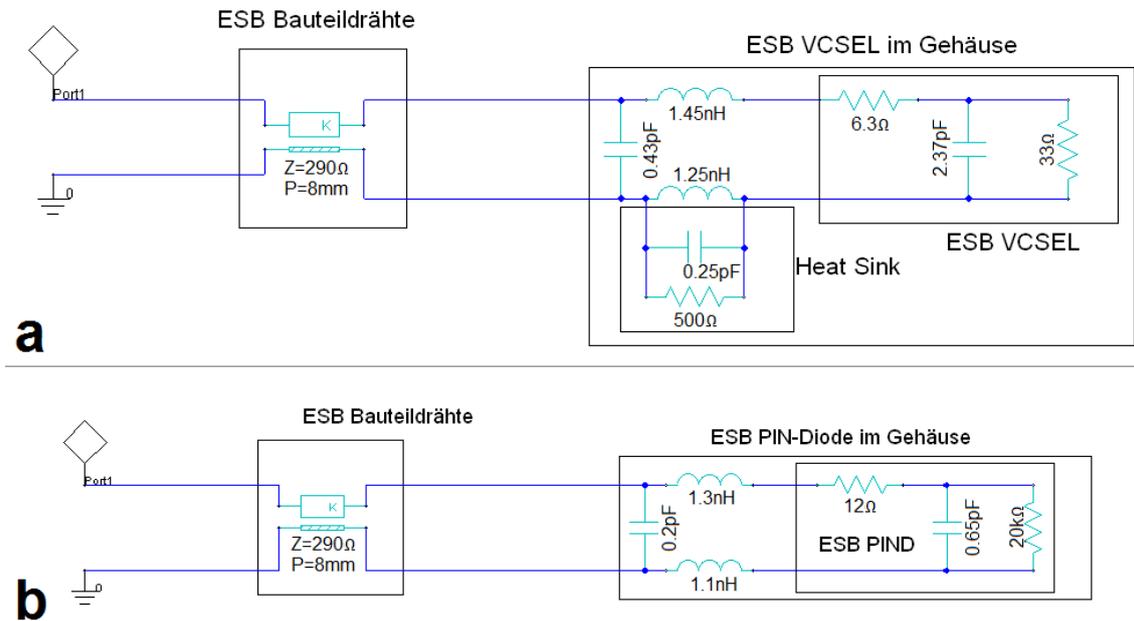


Abbildung 3.7: Vergleich von gemessenem und modelliertem S_{11} eines gehäuseten VCSELs

3.2 PIN-Dioden

PIN-Photodioden sind als Photodetektoren in der optischen Übertragungstechnik sehr weit verbreitet. Dabei werden diese Detektoren gegenüber den ebenfalls sehr verbreiteten Avalanche-Photodioden im Bereich der Übertragung mit Multimodefasern (also für Strecken von einigen 100 m) bevorzugt. Avalanche-Photodioden nutzen den so genannten *Lawineneffekt* aus, besitzen also sozusagen bereits eine innere Verstärkung und können somit geringste Signalleistungen detektieren. Damit werden diese vorwiegend im Bereich der Langstreckenübertragung, in dem dank der Verwendung von Monomodefasern die Dispersion deutlich hinter die Dämpfung als dominierender Effekt zurücktritt, eingesetzt. In Bereichen, in denen die Datenübertragung über Multimodefasern geführt wird, spielt die Dämpfung noch eine geringe Rolle. Hier sind die Signalleistungen in der Faser ausreichend, die Dispersion ist


 Abbildung 3.8: Ersatzschaltbilder von Dioden in TO-46-Gehäusen: **a** VCSEL; **b** PIN-Photodiode

der bedeutendste Einfluss auf die Signalqualität. Somit werden in diesem Bereich die einfacher zu beschaltenden (keine hohen Spannungen nötig) und billigeren PIN-Photodioden verwendet.

Wesentliche Eigenschaften von Photodioden sind die vom Wellenlängenbereich abhängige Empfindlichkeit (typischerweise $0,5\text{-}0,6\text{ A/W}$ bei 850 nm mit Gallium-Arsenid-PIN-Dioden), sowie die Sperrschichtkapazität, die einen maßgeblichen Einfluss auf die Hochfrequenzeigenschaften der PIN-Diode hat. Eine größere Fläche der Photodiode wäre zwar zur Steigerung der Gesamtempfindlichkeit wünschenswert, allerdings vergrößert dies wiederum die Sperrschichtkapazität. PIN-Photodioden für Bitraten im Bereich von $1\text{-}10\text{ GBit/s}$ haben somit typischerweise einen Durchmesser von etwa $80\text{-}100\ \mu\text{m}$.

Die verwendeten PIN-Dioden sind: ULMPIN-04-TN-U0101U gehäust und ungehäust, sowie die fertig montierten PIN-Dioden auf dem IPtronics-Board.

ULMPIN-04-TN-U0101U: Ein Chip mit einer Größe von $0,25 \times 0,25\text{ mm}$. Die spezifizierte Übertragungsrate beträgt $4,25\text{ GBit/s}$ für den Wellenlängenbereich von $830\text{ - }860\text{ nm}$ (GaAs). Die verwendete Ausführung wird über das Substrat als Kathodenanschluss und einem Bonddraht auf das Anodenpad kontaktiert.

ULMPIN-04-TN-U0101U, gehäust: Obige PIN-Dioden, bereits in ein TO-46-Gehäuse verbaut.

PIN-Diode auf IPtronics-Board: Eine nicht näher spezifizierte PIN-Photodiode, die auf dem TIA-Evaluationboard von IPtronics montiert ist. Sie ist als PIN-Dioden-Zeile mit 4 Chips (Größe eines Einzelchips $0,25 \times 0,25\text{ mm}$) ausgeführt. Bekannte Daten dieser PIN-Diode sind die maximale Übertragungsrate von 10 GBit/s , sowie die Empfindlichkeit von ca. $0,5\text{-}0,6\text{ A/W}$. Bei dieser Ausführung findet die Kontaktierung über Pads auf dem Chip statt. Wie bei den VCSELs (Abschnitt: 3.1) ist eine derartige Konfiguration beim Aufbau von Zeilen vorteilhaft: Die Anschlussleitungen sind kurz und aufgrund einer Masseleitung zwischen zwei signalführenden Bonddrähten besteht eine gewisse Schirmwirkung.

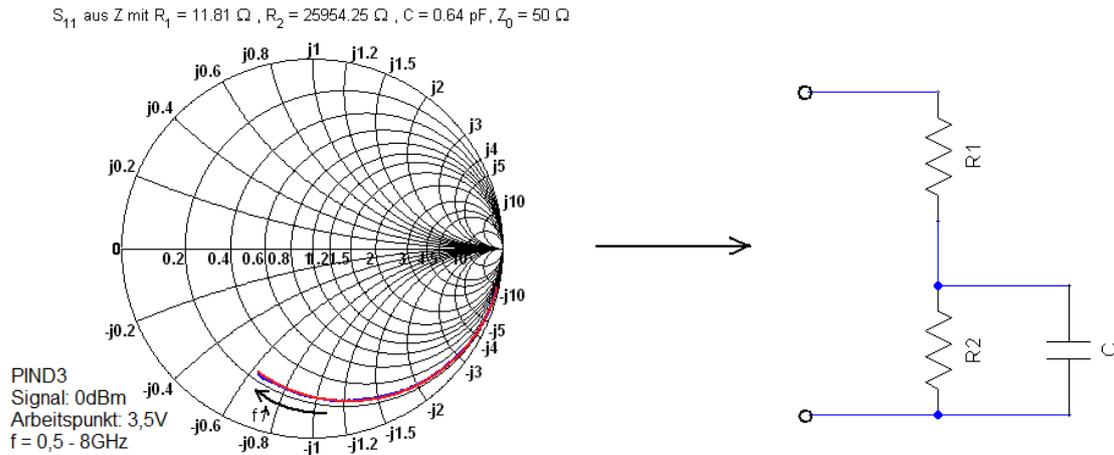


Abbildung 3.9: Messung von S_{11} und Modellierung des Kleinsignal-Ersatzschaltbilds.

Die Messungen an den PIN-Dioden werden analog zu den Messungen an den VCSELs (siehe Abschnitt 3.1) durchgeführt, mit dem Unterschied, dass die PIN-Dioden in Sperrrichtung geschaltet sind. Der Arbeitspunkt ist also hier nicht mehr ein Strom in Flussrichtung, sondern die Sperrspannung. Trotzdem bleibt das Kleinsignal-ESB in seiner Struktur gültig (vgl. Abb. 3.9). Der Wert, aber auch die Bedeutung der Parameter ist hier allerdings eine andere:

Das Smith-Diagramm deutet näherungsweise auf eine RC-Serienschaltung hin: Die Impedanz bei tiefen Frequenzen ist hoch, sinkt aber mit steigender Frequenz in Richtung eines ohmschen Restwiderstandes. Die Impedanzkurve bleibt dabei in der kapazitiven Hälfte des Smith-Diagramms.

R_1 : Entspricht wieder dem Bahnwiderstand der Diode.

C : Entspricht der Kapazität der Sperrschicht.

R_2 : Entspricht in der Form $\frac{U_{\text{sperr}}}{R_2}$ einem Leckstrom bei Gleichspannungsbetrieb.

3.2.1 Ungehäuste PIN-Diode

Hier werden 5 verschiedene PIN-Photodioden des Typs ULMPIN-04-TN-U0101U vermessen. Die Kontaktierung erfolgt ebenso wie bei den VCSEL-Chips. Bei diesen Bauteilen wird der Linearitätsbereich nicht überschritten, da die Amplitude des Messsignals noch so klein ist, dass weder die für einen signifikanten Stromfluss in Durchflussrichtung nötige Spannung erreicht, noch die Durchbruchsspannung überschritten wird.

Bei den PIN-Dioden werden 15 Einzelmessungen pro Arbeitspunkt (Signalleistung -20, -10 und 0 dBm jeweils mit 5 Dioden, PIND1 – PIND5) gemittelt. Der Verlauf der ESB-Parameter für verschiedene Sperrspannungen ist in Abb. 3.10 ersichtlich.

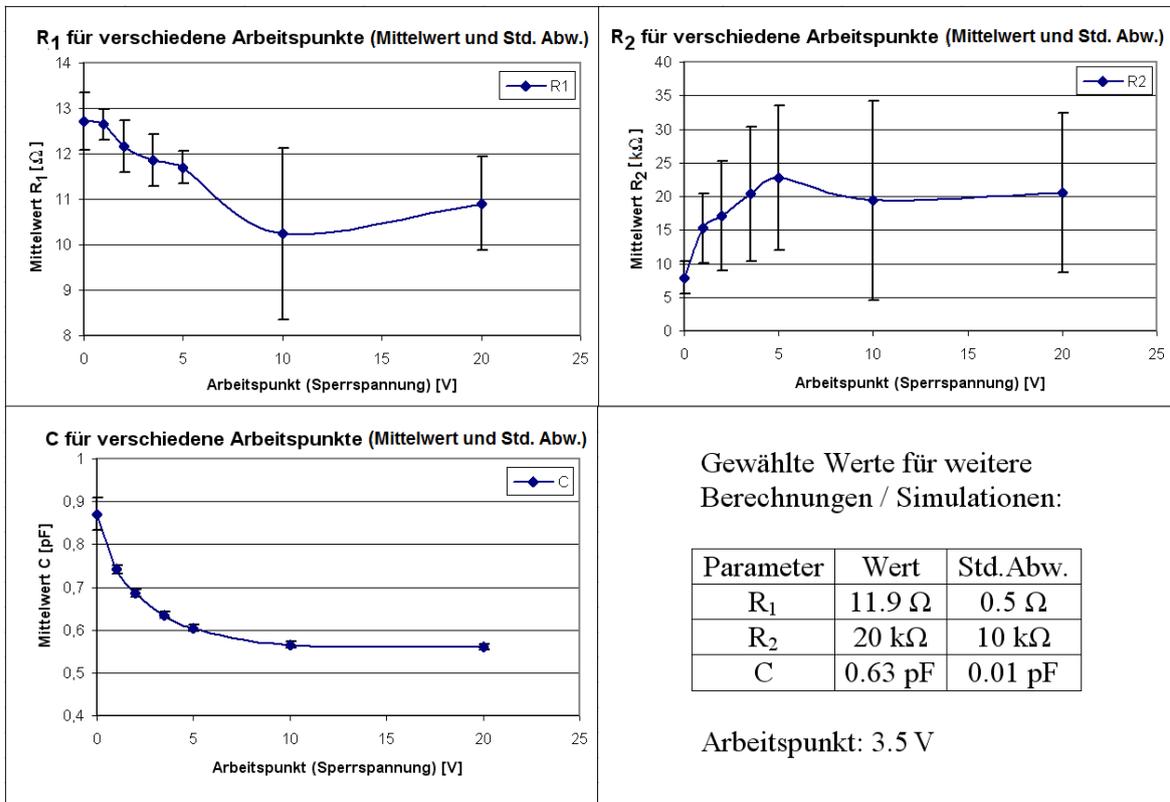


Abbildung 3.10: Aus Messdaten ermittelte ESB-Parameter für ungehäuste PIN-Photodioden.

Eine Auswertung der Messungen ergibt:

- R₁:** Der Bahnwiderstand ist in einem ähnlichen Bereich wie der des VCSELs. Bei ansteigender Sperrspannung verringert er sich noch geringfügig, um sich auf ca. $11,5 \Omega$ einzupendeln. Allerdings muss die Signalamplitude hoch genug sein, um diesen Effekt deutlich sichtbar zu machen. Der Fehlerbalken an den Messwerten resultiert größtenteils aus Messungenauigkeiten bei zu kleinem Messsignal.
- R₂:** Erhöht sich mit steigender Sperrspannung auf einige zig $k\Omega$, allerdings ist auch hier die Ermittlung von R_2 mit einem erheblichen Fehler behaftet, da als Referenzwiderstand 50Ω verwendet werden, R_2 aber um ein vielfaches größer ist.
- C:** Es zeigt sich deutlich, dass sich die Kapazität mit steigender Sperrspannung verringert, da die Sperrschicht vergrößert wird. Die Fehlerbalken für C sind sehr klein \rightarrow Vermutlich eine Folge der Fertigung in einem Los \rightarrow gleiche Fertigungsparameter (Dotierung,...) gleiche Sperrschichtdicke.

Da R_2 hier recht hoch ist, entspricht das Verhalten der PIN-Diode näherungsweise einem RC-Glied. Da R_1 auch hier nur im Bereich von etwa 10Ω liegt, kommt die Impedanz der PIN-Diode kaum in die Nähe einer Anpassung (vgl. Abb. 3.11, Referenzwiderstand 50Ω). Allerdings ist dies nicht allzu problematisch, wenn die Photodiode an den Eingang eines Transimpedanzverstärkers geschaltet ist. Auf das Konzept der Fehlanpassung wird in Abschnitt 3.3.2 ab Seite 33 noch kurz eingegangen.

3.2.2 Gehäuste PIN-Diode

Wie bei den VCSELs wirkt sich auch bei den PIN-Dioden das Gehäuse auf die Schaltung aus. Da die Beschaltung allerdings etwas anders als beim VCSEL ausgeführt ist (beide Anschlüsse der PIN-Diode sind vom Gehäuse isoliert) unterscheiden sich die Ersatzschaltbilder der Gehäuse (siehe Abb. 3.8b).

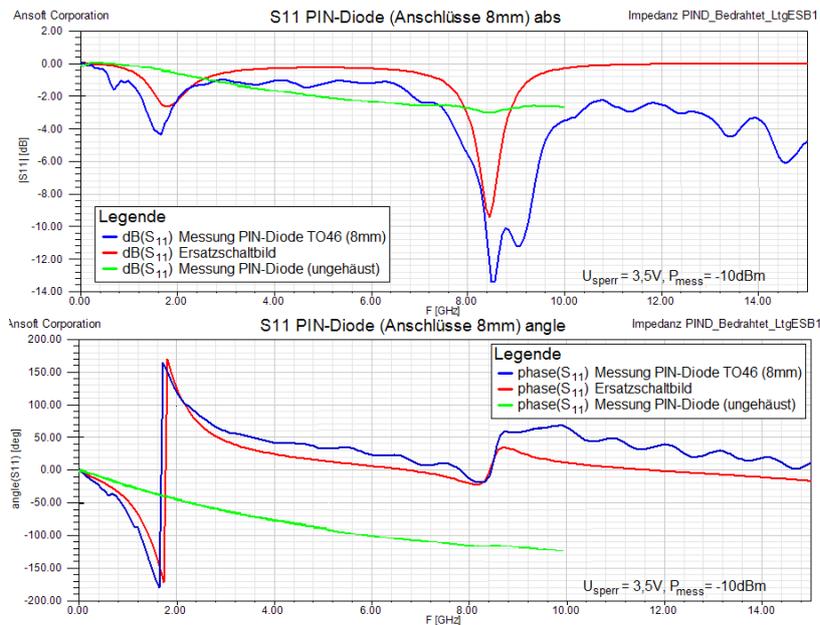


Abbildung 3.11: Vergleich von S_{11} : Messungen an PIN-Dioden vs. Netzlistenmodell nach Abb. 3.8b

Wird der Reflexionsfaktor S_{11} einer ungehäuteten PIN-Diode mit jener einer PIN-Diode im TO-46-Gehäuse verglichen, so wird deutlich, dass bereits der PIN-Diodenchip einen sehr hohen Reflexionsfaktor besitzt (siehe Abb. 3.11). Der Einfluss des Gehäuses und der Anschlussdrähte ändert an dieser Tatsache nur mehr wenig. Eine Simulation des Kleinsignalersatzschaltbilds ergibt zwar prinzipiell einen ähnlichen Verlauf, allerdings gibt es offenbar auch hier noch weitere Effekte die in diesem Modell nicht berücksichtigt wurden.

3.3 Weitere aktive Komponenten

Als weitere Bauelemente sind aktive Komponenten vonnöten, die für eine passende Aufbereitung der elektrischen Signale zum Betrieb der optoelektronischen Komponenten sorgen:

- Ein VCSEL-Treiber, der die Spannungspegel des Eingangssignals in einen entsprechenden Diodenstrom umsetzt.
- Eine Verstärkerstufe, die Photoströme im Bereich einiger μA auf einen Spannungspegel von ca. 800 mV_{pp} bringt. Dieser Verstärker ist häufig zweistufig realisiert: Ein Transimpedanzverstärker, der die Photoströme auf einen Spannungspegel bringt, der ausreichend hoch für einen zweiten Verstärker ist. Und ein so genannter Limiting Amplifier, der das Signal aus der vorhergehenden Stufe verstärkt und definierte, konstante Pegel erzeugt (Limiting).

VCSEL-Treiber: MAX3740A von der Firma Maxim sowie der IPVD12G011 von der Firma IPtronics. Der MAX3740A wird für die Variante mit diskreten Bauelementen und die teilweise integrierte Variante eines Transceivers verwendet. Zur den Gründen für die Auswahl dieses Bausteins sei an dieser Stelle auf die Abschnitte 4.2 ab Seite 46 und Abschnitt 5.3 ab Seite 52 in den entsprechenden Kapiteln verwiesen. Im Folgenden wird etwas detaillierter auf den MAX3740A eingegangen.

Transimpedanzverstärker: MAX3658 und MAX3744 von der Firma Maxim sowie der IPTA12G011 von der Firma IPtronics. Dabei wird der MAX3658 in der rein diskreten, der MAX3744 in der teilweise integrierten und der IPTA12G011 auf den gelieferten Evaluation Boards verwendet. Zu den Gründen für die Auswahl sei auch hier auf die entsprechenden Abschnitte in den jeweiligen Kapiteln verwiesen (Abschnitt 4.2 ab Seite 46, Abschnitt 5.3 ab Seite 52 sowie Abschnitt 6.1 ab Seite 61). In diesem Kapitel wird der MAX3744 etwas genauer beschrieben.

Limiting Amplifier: MAX3748 von der Firma Maxim. Dieser Baustein wird ebenso wie der MAX3740A in der Variante mit diskreten Bauelementen und in der teilweise integrierten Variante verwendet. Die Auswahlkriterien sind an den gleiche Stellen wie jene für den MAX3740A zu finden (siehe obige Verweise). Bei den verwendeten Evaluation Boards von IPtronics wird kein Limiting Amplifier benötigt, da der darauf platzierte TIA bereits einen Limiter integriert hat und mit einem maximal einstellbaren Ausgangspegel von 739 mV auch eine ausreichend hohe Amplitude besitzt.

Zur Charakterisierung dieser Komponenten wird sowohl das Kleinsignal- als auch das Großsignalverhalten bestimmt. Zur Analyse des Kleinsignalverhaltens wird ein Netzwerkanalysator verwendet. Die Messobjekte sind hier auf Platinen aufgelötet und werden über Messspitzen, die die Signalleitungen in einigen mm Entfernung vom Bauteil kontaktieren, vermessen. Aus den gewonnen Messdaten wird ein Modell, wie zum Beispiel das Ersatzschaltbild einer Eingangsstufe erstellt (siehe Abb. 3.22 auf Seite 37). Dazu muss allerdings auch die Leitungsführung zur Messspitze berücksichtigt werden. Zudem ist darauf zu achten dass die Kleinsignalbedingung erfüllt bleibt, also die Amplitude der

Messsignale so klein ist, dass das Messobjekt als linear angesehen werden kann. Es werden Signalleistungen im Bereich von -20 bis -40 dBm verwendet, was einer Leistung von $10 - 0,1 \mu\text{W}$ oder einer Spannung von 22 bis 2,2 mV an 50Ω entspricht. Zum Vergleich: Die typischen Signalspannungen an der elektrischen Schnittstelle liegen bei 500 mV und damit im Großsignalbereich. Da in den verwendeten ICs meist ein Schwellwertdetektor integriert ist (die ICs sind für die Übertragung von digitalen Signalen ausgelegt), eignet sich eine Messung des Kleinsignalverhaltens allerdings nicht für eine Bestimmung des Übertragungsverhaltens. Für diese Untersuchungen müssen adäquate Signale übertragen werden.

Als Großsignale werden hier jene Signale bezeichnet, deren Amplitude den Linearitätsbereich der Komponenten überschreitet. Das Großsignalverhalten wird hier allerdings nur durch Tests mit verschiedenen Bitmusterkonfigurationen abgeschätzt und nicht explizit gemessen, da die dafür nötige Messtechnik zur Zeit aus Kostengründen nur in speziellen Bereichen Verwendung findet. Über die vorhandenen Steckverbindungen und Messspitzen werden die verschiedenen Schaltungsteile getestet. Da die ICs allerdings auch in einer Anwendungsschaltung über Kondensatoren AC-gekoppelt sind, werden diese bei der Bestimmung des Großsignalverhaltens ebenso verwendet. Dies bedeutet aber auch, dass Veränderungen des Gleichanteils eines Signals (z.B. durch bestimmte Bitmuster) sich durch ein Verschieben des arithmetischen Mittelwerts auswirken. Das heißt, der Abstand des HI-Pegels (Logikpegel High) zur Nulllinie kann sich vom Abstand des LO-Pegels (Logikpegel Low) zur Nulllinie unterscheiden (siehe beispielsweise Abb. 3.14a auf Seite 29). Durch dieses Verhalten einer AC-Kopplung wird die Interpretation verschiedener Bitmusterkonfigurationen erschwert.

3.3.1 VCSEL-Treiber

Der VCSEL-Treiber dient dazu, die elektrischen Signale am Eingang der Senderseite in den Betriebsstrom des VCSELs umzuformen (siehe Röntgenbild mit Pinbelegung in Abb. 3.12 und Datenblatt: [25]). Da das Verhältnis von abgestrahlter Leistung zu Betriebsstrom recht linear ist (siehe Abb. 3.1b auf Seite 15), kann die Strahlungsleistung recht einfach über die Einprägung eines definierten Stroms verändert werden. Um Einschwingvorgänge an den Flanken des optischen Signals und Einschaltverzögerungen zu verhindern, und um gegebenenfalls eine Unterbrechung des optischen Übertragungspfades feststellen zu können, wird der VCSEL nicht vollständig ausgeschaltet. Stattdessen wird die optische Leistung um einem Arbeitspunkt moduliert. Während also ein HI-Bit mit einer Leistung nahe der maximalen Sendeleistung übertragen werden soll, sollte die Sendeleistung auch für das LO-Bit nicht auf 0 zurückgehen, sondern im linearen Bereich der Übertragungskennlinie verbleiben (vgl. [36, Kap. 20, p687f]). Realisiert wird dies durch einen so genannten *Biasstrom*, ein Gleichstrom der über einen mittels einer Filterinduktivität von HF-Signalen entkoppelten Bias-Ausgang zur Verfügung gestellt wird. Dieser Biasstrom stellt den Arbeitspunkt des VCSELs ein und kann über einen Widerstand am Biasset-Eingang weitgehend unabhängig von der weiteren Beschaltung variiert werden.

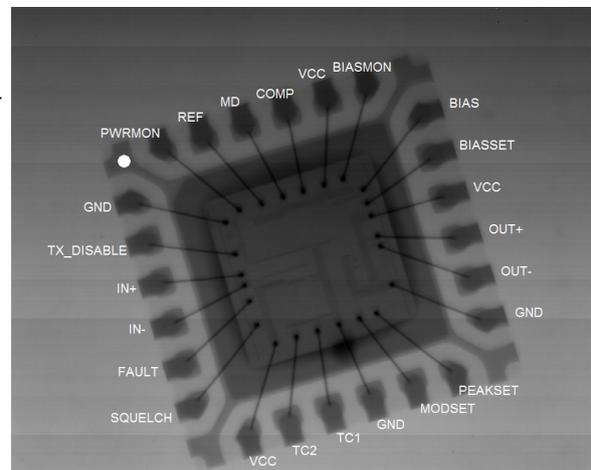


Abbildung 3.12: Röntgenbild des MAX3740A

Das Datensignal wird als *Modulationsstrom* auf den Biasstrom aufmoduliert. Dabei ist der Ausgang zwar differentiell ausgeführt, allerdings wird nur einer der beiden Ausgangspins (I_{OUT+}) über eine Koppelkapazität mit dem VCSEL verbunden. Der andere Ausgangspin wird über eine Koppelkapazität mit ca. $50\ \Omega$ abgeschlossen. Die kapazitive Kopplung ist nötig, da die HF-Ausgangsstufen, wie der ebenfalls differentielle Eingang, eine Gleichspannung zur Arbeitspunkteinstellung benötigen, die allerdings nicht auf die Signalleitungen übertragen werden soll. Um diese Gleichspannung von den Signalleitungen zu entkoppeln, werden Kondensatoren als Hochpass verwendet.

Die Eigenschaften des Treibers werden im aufgelöteten Zustand (Layout nach Design-Empfehlung, 0,46 mm FR4 Substratdicke bis zur nächsten Ground-Plane) vermessen und können daher von den Angaben im Datenblatt abweichen.

3.3.1.1 Kleinsignalverhalten

Das Kleinsignalverhalten des VCSEL-Treibers kann mittels eines Netzwerkanalysators vermessen werden.

Da sowohl die Eingänge als auch die Ausgänge für eine korrekte Funktion des Treibers auf einem gewissen Arbeitspunkt liegen müssen, kann bei Messungen entweder ein DC-Block in die Signalleitung geschaltet werden (Als Ersatz für die in Schaltungen verwendeten DC-Blockkondensatoren), oder die Eingänge des Netzwerkanalysators mittels eines so genannten *Bias-Tees* auf die entsprechende Gleichspannung gebracht werden (Prinzipielle Funktion eines Bias-Tee: vgl. Abb. 5.2 auf Seite 51).

Aus den gewonnenen Messdaten kann, unter Berücksichtigung der Leiterbahnen zum Treiber, ein Kleinsignal-Ersatzschaltbild erzeugt werden (siehe Abb. 3.13). Dieses ist allerdings recht einfach gehalten, wodurch es teilweise zu erheblichen Abweichungen von den Messwerten kommt. Trotzdem dürften sie ausreichend genau sein, um gegebenenfalls nötige Anpassungen vorzunehmen.

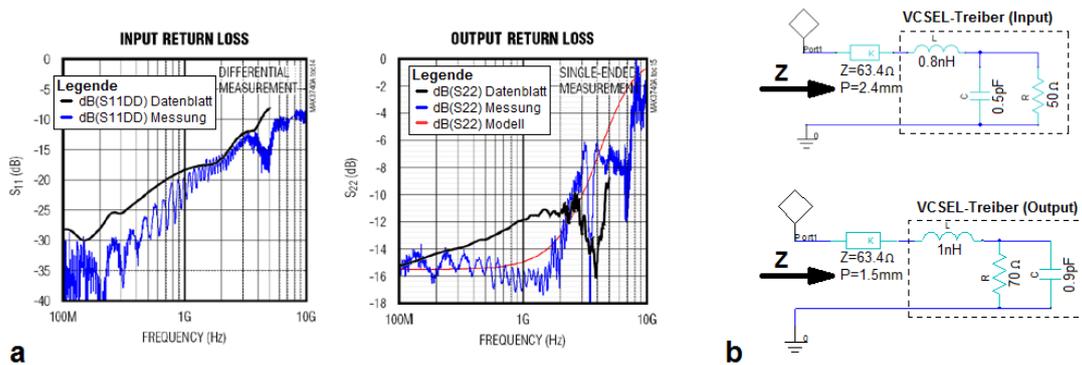


Abbildung 3.13: a Gemessene S-Parameter vs. Datenblatt; b ESB je eines Treiberein- und ausgangs.

3.3.1.2 Großsignalverhalten

Das Großsignalverhalten wird, wie auch bereits oben erläutert, nicht direkt gemessen, allerdings werden einige Tests mit verschiedenen Bitmustern durchgeführt, um den Schaltungsteil *Senderseite* zu charakterisieren (Skizze des Messaufbaus siehe Abb. 3.15a, Seite 31).

Tests mit verschiedenen Bitmustern: Bei diesen Tests wird ein Datensignal mit gleicher Amplitude (500 mV) und Datenrate (1 GBit/s) aber unterschiedlichen Bitmustern verwendet. Als Testmuster wird eine repetitive Folge von 8 '10'-Paaren übertragen. In diesem Muster werden nun, beginnend vom Start die '0'-Bits durch '1'-Bits ersetzt. Somit entsteht eine immer länger werdende Folge von '1'-Bits, während die '0'-Bits immer weniger werden (vgl. Abb. 3.14). In einem weiteren Versuch werden anstatt der '0'-Bits die '1'-Bits ersetzt. Dieser Test überprüft die Anfälligkeit des Treibers auf DC-haltige Bitmuster. Solche Bitmuster sollten zwar durch die Verwendung eines geeigneten Übertragungsprotokolls (siehe Kapitel 2) weitgehend unterbunden werden, allerdings gibt es für standardisierte Transceiver keine speziellen Einschränkungen für die Übertragung beliebiger, d.h. auch DC-haltiger Bitfolgen. Als Möglichkeit für eine derartige Bitfolge sei beispielsweise die Übertragung eines uncodierten Bildschirminhaltes genannt.

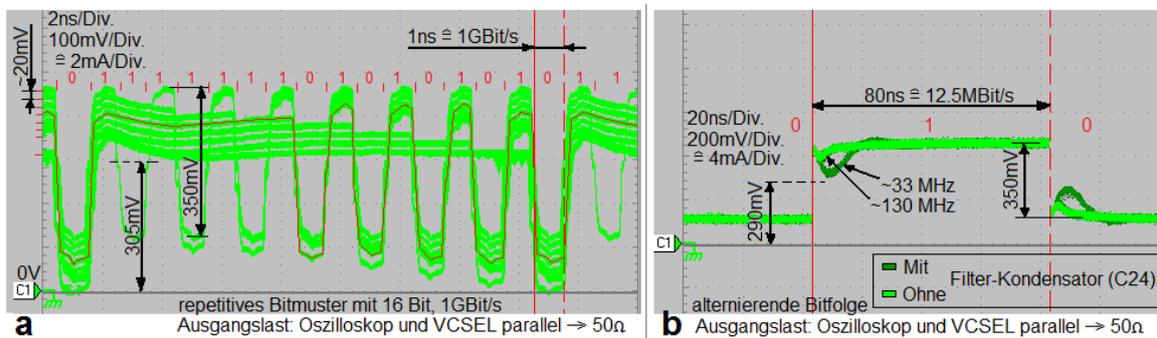


Abbildung 3.14: Treiberausgang mit **a** DC-haltigen Bitmustern und **b** Einschwingvorgang.

Zu beachten ist, dass sich wie oben erwähnt, die Amplituden des HI-Pegels bzw. des LO-Pegels in Abhängigkeit vom Bitmuster bezüglich der Signalnulllinie (arithmetischer Mittelwert des Datensignals) verschieben. Die Verschiebung entspricht bei einer repetitiven Bitfolge mit einer Länge von 16 Bit einer Pegeländerung von $1/16 V_{pp}$ pro verändertem Bit.

Werden nun verschiedene Bitmuster eingespeist und die Oszillogramme des Ausgangssignals übereinandergelegt, so ist deutlich zu erkennen, wie sich das Bitmuster verändert (siehe Abb. 3.14a):

Die Absenkung der Spitzenwerte bei sich erhöhenden DC-Anteil ist deutlich erkennbar: Pro ersetztem Bit sinken HI-Pegel und LO-Pegel um etwa $1/16 V_{pp}$ ($1/16$ von 350 mV entspricht ca. 22 mV).

Außerdem wird eine geringfügige Veränderung des Spannungswertes des HI-Pegels innerhalb eines Bitmusters sichtbar. Es handelt sich hier um einen Einschwingvorgang, der durch die Beschaltung am Treiberausgang ausgelöst wird (siehe Schaltplan im Anhang: Abb. A.5 auf Seite 97). Aus der Filterinduktivität zum Einkoppeln des Biasstroms (L5) sowie der Filterkapazität (C24) und verschiedenen parasitären Kapazitäten wird ein schwingfähiges System gebildet. Der Filterkondensator C24 soll hochfrequente Anteile des Modulationsstroms, die die Filterinduktivität L5 passieren, kurzschließen und negative Auswirkungen des Modulationsstroms auf den Biasstromausgang des VCSEL-Treibers abschwächen. Allerdings wird somit durch die gewählte Schaltung und die hohe Güte der gewählten Induktivität ein starker Einschwingvorgang mit einer Frequenz von ca. 33 MHz ausgelöst, der sich insbesondere bei geringen Übertragungsraten negativ auf die Übertragungsqualität auswirkt (siehe Abb. 3.14b beziehungsweise ein Vergleich der Augendiagramme von Abb. 3.16b mit Abb. 3.16d). Bei höheren Übertragungsraten macht sich dieser Einschwingvorgang dagegen kaum mehr bemerkbar.

Zu den etwa 33 MHz: Ein idealer Schwingkreis mit einer Resonanzfrequenz von 33 MHz und einer Induktivität von 220 nH benötigt eine Kapazität von ca. 100 pF. Der Filterkondensator C24 besitzt

eine Kapazität von 68 pF. Die „fehlenden“ 30 pF können durch zusätzliche parasitäre Kapazitäten und Messungenauigkeiten bei der Bestimmung der Resonanzfrequenz erklärt werden. Durch die so vorgenommene Abschätzung wird allerdings klar, dass L5 und C24 die Hauptauslöser für den Einschwingvorgang sind.

Da der Transceiver auch bei niedrigeren Datenraten betrieben werden soll, empfiehlt es sich, C24 aus der Schaltung zu entfernen. Wie in Abb. 3.14b ersichtlich wird, verschwindet das Einschwingen größtenteils. Die zur verbleibenden Einschwingfrequenz von ca. 130 MHz gehörige Kapazität beträgt etwa 7 pF. Diese dürfte sich aus der Kapazität des VCSELs (etwa 2,4 pF, siehe Abschnitt 3.1), sowie weiteren parasitären Kapazitäten zusammensetzen. Wird der Treiberausgang ohne Bias-Tee beschalten, d.h. ohne eine zusätzliche Einkopplung eines Biasstroms über Induktivitäten, so verschwinden die Schwingungen im Wesentlichen (siehe Augendiagramme in Abb. 3.16). Zur Verminderung der Schwingneigung sollte als Filterinduktivität ein Typ mit möglichst geringer Güte ausgewählt werden. Was allerdings noch im Bitmuster auffällt, ist die Tatsache, dass vom VCSEL-Treiber, egal wie unausgeglichen das Verhältnis der Zustände '1' zu '0' ist, alle Bits korrekt übertragen werden. Das heißt, solange die Frequenz des Modulationssignals hoch genug ist, um nicht von den Koppelkondensatoren blockiert zu werden, wird das eingespeiste Datensignal zumindest bis zum VCSEL korrekt transmittiert.

Zu den Spannungspegeln in Bild 3.14: Der Treiberausgang wird durch das Sampling-Oszilloskop und einem parallelen VCSEL belastet. Durch den verwendeten VCSEL tritt erst ab einer Flussspannung von über 1,5 V ein nennenswerter Stromfluss auf (siehe Strom-Spannungskennlinie in Abb. 3.1b, Seite 15). Da allerdings das Sampling-Oszilloskop eine Eingangsimpedanz von 50 Ω aufweist, kann ein Großteil des Bias- und Modulationsstroms über das Oszilloskop abfließen. Der Spannungsabfall eines Gesamtstroms von 9,5 mA (eingestellter Biasstrom + halber Modulationsstrom) an 50 Ω beträgt 475 mV. Das bedeutet, bei einer Messung des Treiberausgangs mit einem Oszilloskop parallel zum VCSEL hat der VCSEL faktisch keinen Einfluss auf die gemessenen Spannungspegel, allerdings kann sich seine Kapazität (bzw. das Kleinsignalverhalten bei der entsprechenden Spannung) auf die gemessene Signalform auswirken. Dementsprechend können der Modulations- und Biasstrom leicht durch eine Division der gemessenen Spannung durch 50 Ω berechnet werden. Bei 1 Gbit/s (Abb. 3.14a)) wird ein Modulationsstrom von 7 mA bei einem Biasstrom von 6,1 mA ermittelt, was recht gut mit den am IC eingestellten Werten übereinstimmt. Die davon geringfügig abweichenden Werte bei 12,5 MBit/s (Modulationsstrom: 7 mA, Biasstrom 5,8 mA) sind vermutlich durch eine Rückwirkung des Modulationsstroms auf den Bias-Ausgang eine Folge der geringen Bitrate des weit unter dem üblichen Frequenzbereich betriebenen Treibers. Während der Biasstrom für Bitmuster mit geringem DC-Gehalt ausreichend hoch ist, wird der LO-Pegel durch die kapazitive Kopplung des Modulationsstroms und die Verschiebung der Signalnulllinie bei sehr DC-haltigen Bitmustern bis auf eine Spannung von 0 V (was auch einem Strom von 0 mA entspricht) gezogen. Das bedeutet der VCSEL würde in diesem Fall bei jedem LO-Bit ausgeschaltet, was aus bereits genannten Gründen ungünstig ist. Allerdings werden derartig DC-hältige Bitmuster von der Empfängerstufe ebenso nicht mehr ausgewertet (siehe Abschnitt 3.3.2).

Messungen an der Glasfaser mittels eines optische Tastkopfs bestätigen, dass auch stark DC-haltige Bitmuster korrekt in den optischen Bereich übertragen werden (siehe Abb. 6.7 auf Seite 68).

Tests bei verschiedenen Frequenzen: Um das Verhalten bei verschiedenen Frequenzen zu testen, werden Augendiagramme aufgezeichnet. Mittels derartiger Diagramme kann sehr schnell eine Auskunft über die Qualität der Signale gegeben werden und Werte wie Jitter oder Störabstand der Bits

ermittelt werden. Sofern keine parasitären Schwingungen auftreten, ist das Auge von Bitraten von 500 MBit/s bis zur spezifizierten Bitrate von 3,2 GBit/s bzw. im Laborbetrieb auch deutlich darüber hinaus weit genug für eine saubere Übertragung geöffnet, wie in Abb. 3.16a-c ersichtlich ist. In diesen Abbildungen wird das differentielle Eingangssignal unmittelbar von den Treibereingängen mit dem Treiberstrom am Ausgang verglichen (Abb. 3.15a Last: $50\ \Omega$, d.h. $I_{Modulation} = U/50\ \Omega$, bzw. $50\ \text{mV} \hat{=} 1\ \text{mA}$). Der Jitter des Signals steigt durch den VCSEL-Treiber nur unwesentlich ($< 5\ \text{ps}$). Wie zu erwarten sinkt der Störabstand mit der Frequenz. Der minimale Modulationsstrom an $50\ \Omega$ sinkt von 6,2 mA (310 mV) bei 500 MBit/s auf 4,6 mA (230 mV) bei 4,25 GBit/s und Zimmertemperatur, was immer noch leicht für den korrekten Betrieb eines VCSELS ausreicht. Die maximal spezifizierte Bitrate beträgt 3,2 GBit/s für einen Temperaturbereich von -40 bis $+85^\circ\text{C}$.

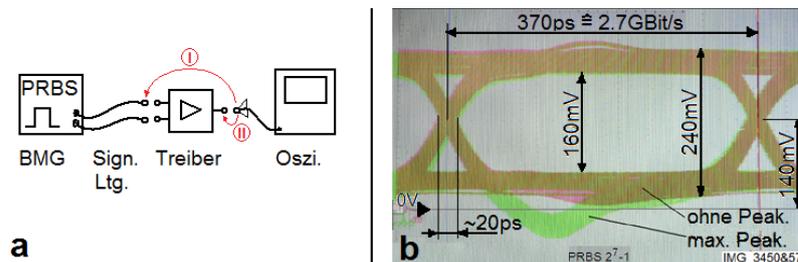


Abbildung 3.15: **a** Skizze zum verwendeten Messaufbau; **b** Augendiagramme mit/ohne Peaking

Abkürzungen in der Skizze: BMG... Bitmustergenerator, Oszi... Sampling-Oszilloskop, Sign.Ltg. ... Datenleitungen (incl. SMA-HSD-Adapterplatine, 250 mm HSD-Leitungsstück und Leiterbahnen bis zum IC). Das Dreieck beim Oszilloskop deutet die Messspitze zum Signalabgriff an. Die Pfeile (I) und (II) zeigen die Verbindungen für die in Abb. 3.16 dargestellten Augendiagramme.

Messparameter (b): Ausgangslast: $24\ \Omega$, DC-gekoppelt, Bitmuster: PRBS $2^7 - 1$

Peaking: Peaking ist ein Feature, das häufig in VCSEL-Treibern integriert ist. Wenn Peaking aktiviert ist, dann tritt beim Ausgangssignal an jeder negativen Flanke ein Überschwinger auf, der unter den üblichen LO-Pegel hinab reicht, das restliche Signal allerdings nicht verändert (siehe Abb. 3.15b). Dieser negative Impuls hat den Zweck, noch im aktiven Medium des Lasers vorhandene Ladungsträger möglichst rasch aus der aktiven Zone zu entfernen. Da die Driftgeschwindigkeit von Ladungsträgern unter anderem von der Spannung abhängt, wird durch diesen Impuls der Übergang vom optischen HI-Pegel zum LO-Pegel beschleunigt. Dadurch wiederum kann das optische Auge vergrößert und somit die Bitfehlerrate erniedrigt werden. Die Amplitude des negativen Impulses sollte allerdings auch nicht zu hoch sein, da ansonsten der VCSEL „ausgeschaltet“ werden kann, was wiederum zu Schwingungen und weiteren Störungen im optischen Signal führen kann (vgl. [36, Kap. 20, p687f]). Deshalb kann die Amplitude des negativen Peaks variiert werden, um die „Absaugung“ der Ladungsträger zu optimieren.

3.3.1.3 Fazit

Der VCSEL-Treiber erfüllt alle Anforderungen hervorragend und ist damit sehr gut geeignet für die Ansteuerung von VCSELS in einem Bitratenbereich von einigen zig MHz bis zu 3,2 GBit/s. Bei der Beschaltung des Ausgangs ist allerdings darauf zu achten, dass keine unerwünschten Schwingungen auftreten, die die Ansteuerung des VCSELS verschlechtern.

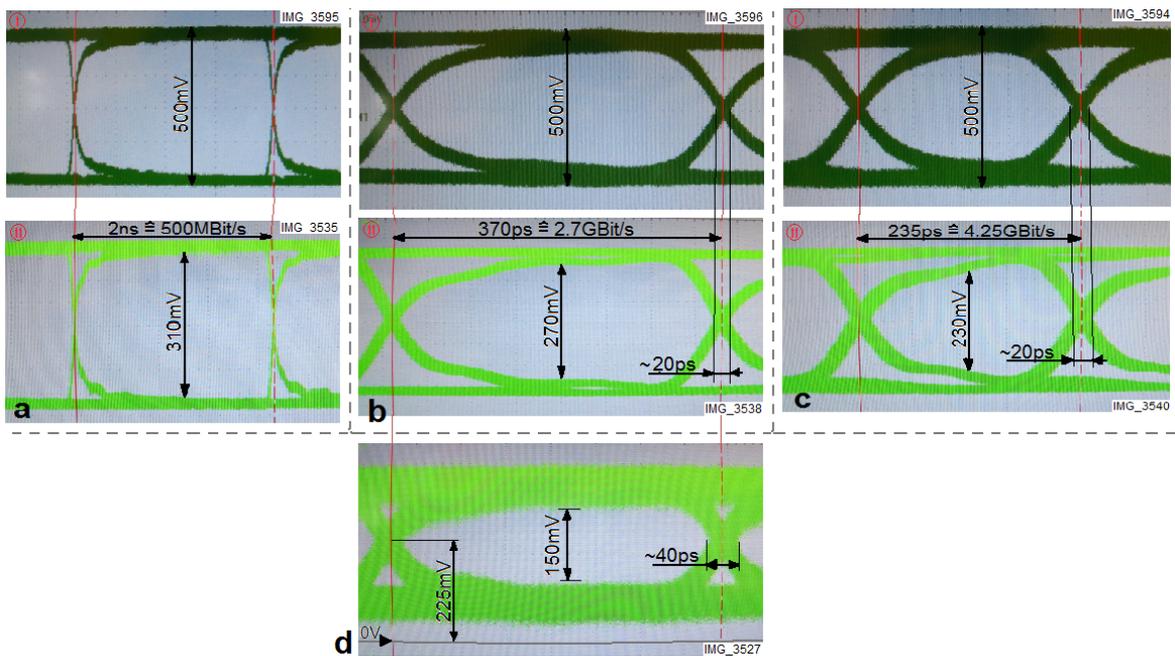


Abbildung 3.16: Augendiagramme **a-c** für Verbindung (I) und (II), sowie **d** mit gegenüber **b** verschlechterter Signalqualität.

Messparameter (a-c): Eingangspegel: 500 mV (differenziell), Bitmuster: PRBS $2^{31} - 1$, Last am Ausgang: 50Ω (AC-gekoppeltes Sampling-Oszilloskop), Bias-Strom separat nach Masse abgeleitet, Peaking deaktiviert.

zu Abb. e: Die schlechte Signalqualität wird durch eine auf 38Ω verringerte Ausgangslast (DC-gekoppeltes Sampling-Oszilloskop und Parallelwiderstand) sowie den Anschluss des Bias-Zweigs mit C24 (\rightarrow Durchgriff der 33 MHz-Schwingung; siehe Abb. 3.14**b**) hervorgerufen.

3.3.2 Transimpedanzverstärker

Der Transimpedanzverstärker dient dazu, die Stromänderung, die in der Photodiode durch den Unterschied an empfangener optischer Leistung zwischen HI und LO erzeugt wird, möglichst rauscharm zu verstärken (siehe Abb. 3.17 und Datenblatt MAX3744 [26]). Dadurch soll am Ausgang ein (Spannungs-)Pegel erreicht werden, der groß genug für die Auswertung durch den nachfolgenden Limiting Amplifier ist. Dabei verhält sich der Verstärker bei einer kleinen Eingangssignalamplitude linear, bei höheren Eingangssignalamplituden wird der Ausgang auf eine maximale Amplitude von ca. 300 mV beschränkt. Dieses auch bei Analogverstärkern als *Clipping* bekannte Phänomen stört bei der Übertragung digitaler Daten allerdings keineswegs.

Abbildung 3.17a ist ein Auszug aus dem Datenblatt des MAX3744 und zeigt die Pinbelegung eines typischen TIA, während in Abbildung 3.17b ein vollständiges Layout eines Empfängers dargestellt wird (vgl. Layout des Transceivers in Kapitel 5, ab Seite 49, sowie Abb. A.8 auf Seite 99).

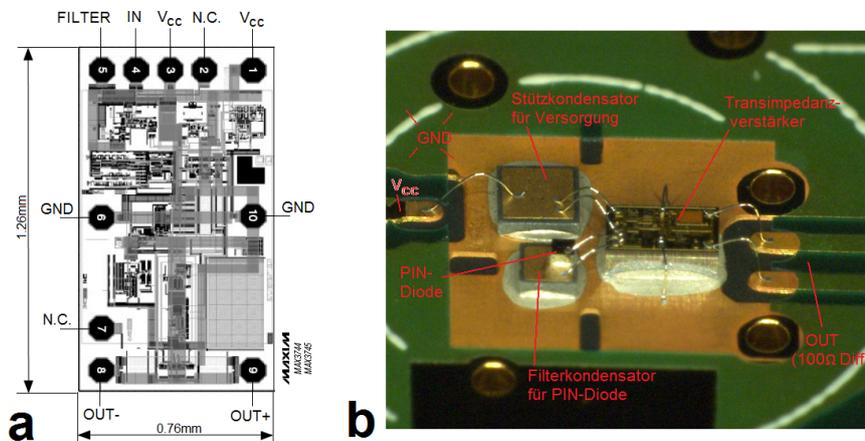


Abbildung 3.17: **a** Topographie des TIA [26]; **b** Layout eines Empfängers aus Chip-Bauelementen

Eine weitere Eigenschaft des verwendeten TIA ist eine integrierte DC-Cancellation, also ein Funktionsblock, der den Gleichanteil des Eingangsstroms entfernen soll. Dieser ist als Regelschleife am TIA-Eingang ausgeführt und hat den gleichen Effekt auf das Eingangssignal wie eine kapazitive Kopplung. So soll der Strom, der durch die Photodiode fließt, wenn diese von der mittleren optischen Signalleistung bestrahlt wird, keinen Niederschlag in der Ausgangsspannung finden, wo diese potentiell die Signalqualität beeinträchtigen können. Diese DC-Cancellation kann allerdings bei der Verwendung bestimmter Übertragungsprotokolle zu Problemen führen: Erlaubt das Übertragungsprotokoll auch Bitfolgen, die sehr viele gleiche Bits hintereinander beinhalten, so wirkt die DC-Cancellation wie ein Tiefpass auf diese Folge. Während im besten Fall nur der Jitter geringfügig erhöht wird, können im schlimmsten Fall auch Bitfehler auftreten.

Wie Messungen an der Photodiode ergeben, ist die Kleinsignalimpedanz dieser wesentlich höher als jene der TIA-Eingangsstufe. Es herrscht hier also eine *Fehlanpassung* anstatt einer Leistungsanpassung vor. Allerdings ist es inzwischen für Anwendungen im GBit/s-Bereich üblich, dass ein PIN-Dioden-Chip direkt per Bonddraht mit einem Transimpedanzverstärker, d.h. einem Verstärker mit (idealerweise niederohmigen) Stromeingang verbunden wird und sich die Leitungsimpedanz somit kaum auswirkt. Da die Photodiode hochohmig, der TIA-Eingang allerdings vergleichsweise niederohmig ist, tritt am TIA-Eingang zwar keine Leistungsanpassung auf, allerdings fließt so der höchstmögliche Strom in dem TIA-Eingang.

Weitere Vorteile einer derartigen Schaltung sind: Höhere Bandbreite, geringere Frequenzabhängigkeit der Schaltung und eine geringere Auswirkung parasitärer Kapazitäten [2, 28].

Ein besonderes Feature des verwendeten TIA besteht in einer RSSI-Angabe⁵ die über das differentielle Paar der Ausgangsleitungen als eine zusätzlich hinzugefügte Gleichtaktspannung geführt wird. Bei der Verwendung eines kompatiblen Limiting Amplifiers kann auf die ansonsten übliche Verbindung dieser Komponenten über Koppelkondensatoren verzichtet werden, um diese sich nur langsam verändernde Gleichtaktspannung auszuwerten. So kann über einen separaten Pin am Limiting Amplifier eine Spannung, die der an der Photodiode empfangenen Signalleistung proportional ist (RSSI, Received Signal Strength Indicator), gemessen werden.

3.3.2.1 Großsignalverhalten

Werden verschiedene repetitive Bitmuster mit steigendem DC-Gehalt an den Empfänger übertragen (Skizze des Messaufbaus siehe Abb. 3.18c), so können die Auswirkungen der DC-Cancellation des TIA einfach beobachtet werden: Auch wenn der VCSEL-Treiber den VCSEL noch korrekt ansteuert (siehe Abb. 3.14a), p.29 und das optische Signal bei einem hohen DC-Gehalt noch brauchbar ist (siehe Abb. 3.18a), wird durch die Auswertung am TIA eine fehlerfreie Übertragung kaum mehr möglich. Abbildung 3.18a zeigt zwar bereits einige in Punkt 3.3.1 auf Seite 27 beschriebene Probleme auf der Senderseite, wie einen Einschwingvorgang mit einer Frequenz von etwa 32 MHz, oder die durch die kapazitive Kopplung zwischen VCSEL-Treiber und VCSEL hervorgerufenen Effekte bei unsymmetrischer Verteilung der HI und LO-Bits (Pegelschiebungen), allerdings sind die Bits noch deutlich voneinander unterscheidbar.

Werden diese verschiedenen Bitmuster am Ausgang der Glieder PIN-Diode und TIA betrachtet

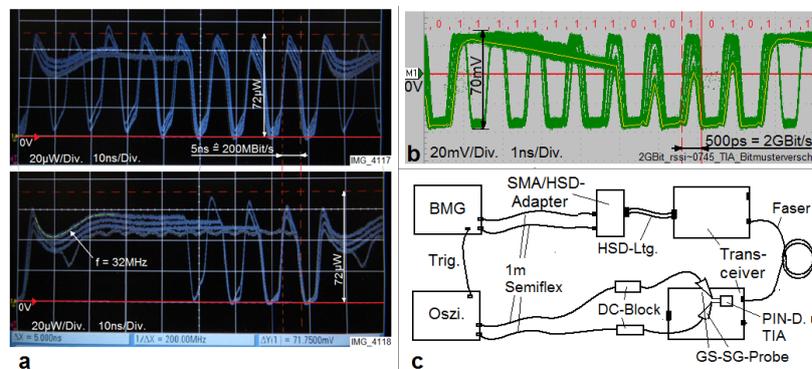


Abbildung 3.18: DC-hältige Bitmuster als **a** optisches Eingangssignal und **b** Ausgangssignal des TIA; **c** Messaufbau

Messparameter (a): Eingangspegel: 500 mV_{pp} ; Optischer Tastkopf mit $1 \mu\text{W} \hat{=} 1 \text{ mV}$ und $f_{Grenz} = 250 \text{ MHz}$.

Messparameter (b): Messleitung AC-gekoppelt; ca. $100 \mu\text{W}$ mittlere optische Eingangsleistung.

Abkürzungen in der Skizze: BMG ... Bitmuster-Generator, Oszi ... Sampling-Oszilloskop, Trig ... Triggerleitung

(Abb. 3.18b), so wird zwar einerseits der Durchgriff des in Abb. 3.18a gezeigten Einschwingvorgangs deutlich, allerdings liegt der HI-Pegel der längeren gleichen Bitfolge immer noch deutlich über der Nulllinie. Allerdings sind die folgenden einzelnen HI-Bits bereits so schmal geworden, dass diese

⁵ RSSI: Recieved Signal Strength Indication

den vollen HI-Pegel bei weitem nicht mehr erreichen. Die Ursache für die gezeigte *Verschmälerung* der einzelnen HI-Bits besteht in der Verschiebung der Signalpegel bei einem DC-haltigen Bitmuster: Da bei dem gewählten Bitmuster der HI-Pegel relativ zum Mittelwert des Signals immer kleiner wird, ist die Zeit, während der der Pegel eines HI-Bits über der Detektionsschwelle liegt, deutlich kürzer als für die LO-Bits. Somit wird das HI-Bit im Vergleich zum LO-Bit schmaler. Da der Pegel zudem länger an der Detektionsschwelle verbleibt, steigt auch der Rauschdurchgriff. Somit wird zwar die längere '1'-er-Folge noch korrekt übertragen, die „Einzel-‘1‘er gehen allerdings verloren. Das hier dargestellte Verhalten ändert sich auch bei der Entfernung des Filterkondensators C24 (siehe Abschnitt 3.3.1.2), oder bei der Verwendung anderer DC-haltiger Bitmuster nicht.

Bei Vergleich der Diagramme in Abb. 3.18 ist allerdings zu beachten, dass die Messungen des optischen Bitmusters nur mit einer Bitrate von 200 MBit/s gemacht wurden, da die vorhandenen Messgeräte eine 3-dB-Grenzfrequenz von 250 MHz besitzen, während die Messungen am TIA-Ausgang bei 2 GBit/s durchgeführt werden. Beim direkten Vergleich der Diagramme ist also Vorsicht angebracht! An den

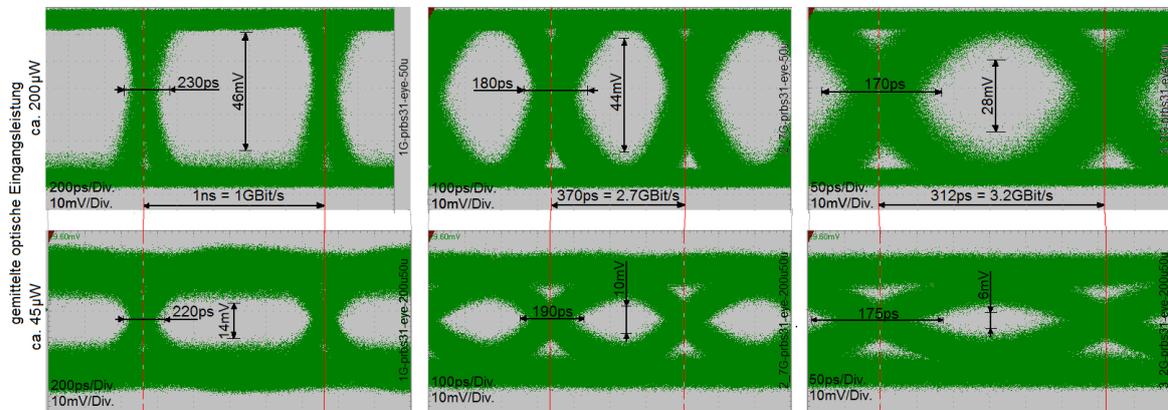


Abbildung 3.19: Augendiagramme des TIA für mittlere und niedrige optische Eingangsleistung.

Messparameter: Bitmuster: PRBS $2^{31} - 1$; verschiedene Bitraten; Ausgangssignal: differentielle Messung, AC-gekoppelt

Augendiagrammen wird außerdem klar ersichtlich, welche Auswirkung die empfangene Signalleistung auf die Qualität der Übertragung und somit die Bitfehlerrate hat (siehe Abb. 3.19). Während bei der maximalen Bitrate laut Spezifikation (2,7 GBit/s) und einer mittleren Signalleistung von $200 \mu\text{W}$ das Auge noch praktisch voll geöffnet ist, ist bei einer mittleren Signalleistung von $45 \mu\text{W}$ (LO-Pegel: ca. $10 \mu\text{W}$, HI-Pegel: ca. $80 \mu\text{W}$, vgl. optischen Bitmuster in Abb. 3.18) nur mehr ein kleiner Spielraum zur korrekten Detektion der Bits im nachfolgenden Verstärker übrig.

3.3.2.2 Fazit

Einerseits dürfte aufgrund der Tatsache, dass der verwendete IC die langsamste aktive Komponente ist, sowie andererseits aufgrund der obigen Messungen, davon auszugehen sein, dass, wenn Bitfehler auftreten, diese hauptsächlich im TIA auftreten. Zumeist dürfte es sich um einzelne verlorene Bits bei besonderen Bitmusterkonfigurationen und zu geringer Empfangsleistung handeln. Somit sollte mit der Auswahl eines passenden Übertragungsprotokolls die Übertragungsqualität deutlich verbessert werden.

3.3.3 Limiting Amplifier

Der Limiting Amplifier dient dazu, das Ausgangssignal des TIA auf einen definierten Pegel zu bringen (siehe Abb. 3.20 und Datenblatt: [27]). Während der Signalpegel am Ausgang des TIA von der empfangenen optischen Leistung abhängt und somit je nach Konfiguration des Übertragungssystems variieren kann, bringt der Limiting Amplifier dieses Signal auf einen Pegel, der den Spezifikationen des verwendeten Übertragungsprotokolls entspricht.

Es können einige Parameter eingestellt werden, auch wenn dies weniger als beim VCSEL-Treiber sind: So kann zum Beispiel die Schwelle variiert werden, unter der ein Signal als zu schwach eingestuft wird, was als Signalverlust angezeigt wird (Detektionsschwelle). Außerdem kann die Polarität des Ausgangs verändert werden.

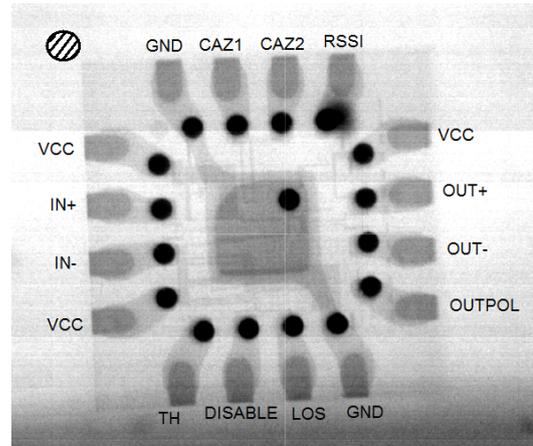


Abbildung 3.20: Röntgenbild des MAX3748

3.3.3.1 Kleinsignalverhalten

Messungen der differentiellen S-Parameter zeigen sowohl ein- als auch ausgangsseitig eine recht gute Übereinstimmung mit den Angaben im Datenblatt (siehe Abb. 3.21). Bei der Modellierung eines

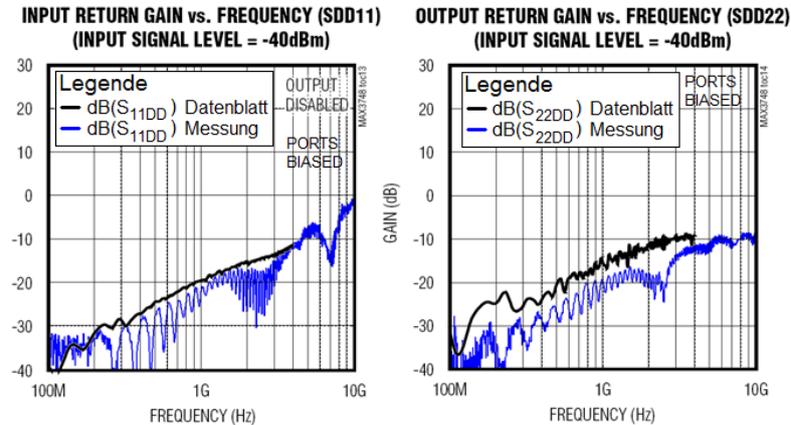


Abbildung 3.21: Vergleich am MAX3748: Gemessene differentielle S-Parameter vs. Datenblatt [27].

Kleinsignal-Ersatzschaltbilds ist unter anderem auf die Leitungsführung zwischen Messspitze und IC zu achten. Dabei ist es auch wichtig, je nach Messung entweder die single-ended oder die differentielle Leitungsimpedanz im Modell zu berücksichtigen (vgl. Abb. 5.6, p57). Wird das Modell z.B. durch mehrere Messungen mit verschiedenen Leitungslängen überprüft, so passen Modell und Messung sehr gut zusammen (siehe Abb. 3.22a). Insbesondere beim Ausgang des Limiting Amplifiers ist auch noch die Masseführung von Bedeutung, da die Verbindung zum GND-Kontakt der Messspitze bei der Signalleitung OUT+ eine vergleichsweise hohe Impedanz aufweist. Durch die unterschiedliche

Masseverbindung zwischen IC-GND und Messspitzen-GND bei den beiden Ausgängen zeigen die Impedanzverläufe der Ausgänge etwas deutlichere Unterschiede als die an den beiden Eingängen.

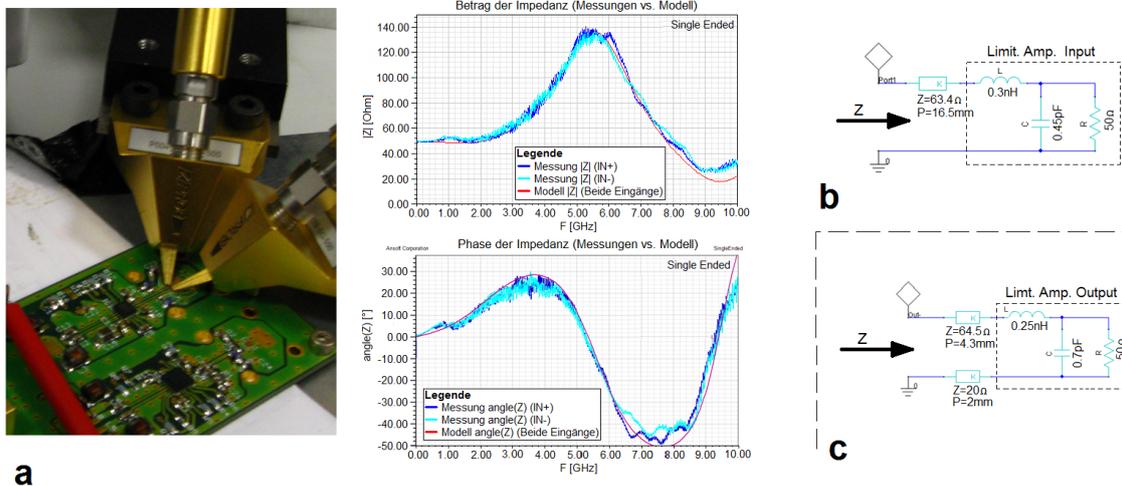


Abbildung 3.22: a Ermittlung eines ESB; b, c Kleinsignal-ESB von Ein- und Ausgang des Limit.Amp.

Die Serieninduktivität ist bei diesem IC deutlich geringer als beim VCSEL-Treiber (vgl. Abschnitt 3.3.1), da hier die integrierte Schaltung über Flip-Chip-Bonding mit den Anschlusspins des Gehäuses verbunden ist, während beim VCSEL-Treiber Bonddrähte verwendet werden (vgl. Bild 3.12 auf Seite 27 und 3.20 auf Seite 36).

3.3.3.2 Großsignalverhalten

Wie auch beim VCSEL-Treiber wird versucht, über Tests mit verschiedenen Eingangssignalen (Bitmuster, Bitrate, Pegel), das Verhalten des Limiting Amplifiers beim Betrieb in einer Glasfaser-Übertragungsstrecke zu ermitteln. Bei diesen Tests ist der TIA noch nicht bestückt, d.h. der TIA wird durch einen Bitmustergenerator ersetzt. Ausgangsseitig werden die Daten über ein kurzes HSD-Kabel, das zu einer Adapterplatine führt, ausgelesen. Hier wird also der Schaltungsteil *Empfänger*, beginnend vom Eingang des Limiting Amplifier getestet (siehe Skizze des Messaufbaus in Abb. 3.24a, Seite 39).

Tests mit verschiedenen Bitmustern: Obwohl der TIA eigentlich DC-gekoppelt mit dem Limiting Amplifier verbunden ist, muss das Eingangssignal bei einer externen Einspeisung mit einer ausreichend hohen Offsetspannung versehen oder alternativ eine AC-Kopplung (DC-Block) verwendet werden, um eine korrekte Funktion des Bausteins zu gewährleisten. Der Grund dafür besteht darin, dass das Bezugspotential bei Messgeräten üblicherweise bei GND liegt; beim Eingang des Limiting Amplifiers (und selbstverständlich auch beim TIA-Ausgang) ist das Bezugspotential allerdings die Versorgungsspannung.

Da mit den zur Verfügung stehenden Messgeräten keine ausreichend hohe Offsetspannung erreicht werden kann, muss auf einen DC-Block zurückgegriffen werden. Dadurch ergeben sich bei der Einspeisung von DC-haltigen Bitmustern die gleichen Effekte wie in Abschnitt 3.3.1 auf Seite 28, d.h. die Amplituden des HI und des LO-Pegels verschieben sich.

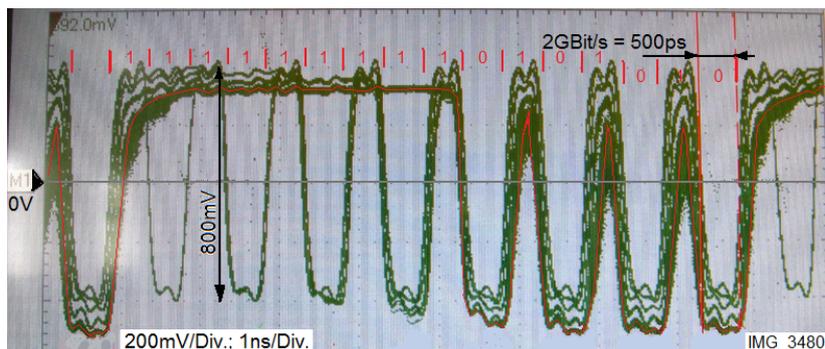


Abbildung 3.23: Verhalten des Limiting Amplifiers gegenüber DC-hältigen Bitmustern

Messparameter: Differentielles Ausgangssignal, AC-Gekoppelt, Eingangspegel: 50 mV_{pp}

Tests mit dem gleichen Bitmuster wie oben zeigen zwar keine Schwingungen o.ä., allerdings ist klar erkennbar, dass die der längeren HI-Bitfolge nachfolgenden einzelnen HI-Bits deutlich schmaler und durch die begrenzte Anstiegszeit somit auch kleiner werden (siehe Abb. 3.23). Zudem tritt bereits bei der vierten durch eine '1' ersetzten '0' ein deutliches Rauschen auf. Die Ursache hierfür liegt allerdings nicht im Limiting Amplifier selbst, sondern in der verwendeten AC-Kopplung: Übersteigt das Ungleichgewicht in der Bitverteilung einen gewissen Wert (hier ein Verhältnis von 3:1 an HI:LO; rotes Bitmuster in Abb. 3.23) so liegt z.B. der HI-Pegel in der Nähe der (einstellbaren) Detektionsschwelle. Dadurch wird einerseits ein Bit erst detektiert, wenn es nahezu den vollständigen Pegel erreicht hat, andererseits steigt der Rauschdurchgriff bei diesem Pegel stark an. Somit kann das in Bild 3.23 dargestellte Verhalten leicht erklärt werden: Solange das Ungleichgewicht in der Bitverteilung und damit die Verschiebung der Signalnulllinie⁶ durch die Filterung des DC-Anteils gering ist, arbeitet der Limiting Amplifier einwandfrei. Bei einem zu hohen Ungleichgewicht kommt hier allerdings der HI-Pegel zu nahe an die Detektionsschwelle, wodurch nur mehr das Maximum des Pegels zu einem Ausgangssignal führt und sich insbesondere in der Übergangsregion zu diesem Pegel das Rauschen voll auswirkt. Das Verhalten bei einer Überzahl an LO-Bits ist hier äquivalent.

Offenbar ist dieser Test hier ungeeignet, da nur das Verhalten in der Nähe der Detektionsschwelle untersucht wird. Da der verwendete Transimpedanzverstärker gleichspannungsgekoppelt mit dem Limiting Amplifier verbunden wird, sollte für einen Test des Verhaltens gegenüber gleichspannungshältigen Bitmustern das Testmuster mit einer entsprechenden Offsetspannung beaufschlagt werden. So wird die reale Schaltung besser abgebildet. Allerdings sind auch Schaltungsvarianten möglich, bei denen der Eingang AC-gekoppelt ist. Hierfür ist der angewandte Test besser geeignet.

Aufgrund der vorhandenen Daten kann allerdings davon ausgegangen werden, dass der Limiting Amplifier DC-hältige Bitmuster bis zu einer erheblichen Fehlverteilung verarbeiten kann.

Tests mit verschiedenen Bitraten: Diese Tests zeigen dass der Limiting Amplifier für Übertragungsraten von einigen zig MBit/s bis zur maximal spezifizierten Bitrate von 4,25 GBit/s einwandfrei arbeitet (siehe Abb. 3.24b-e). Zwar verkleinert sich das Auge etwas und der Jitter nimmt zu, es treten aber kaum Schwingungen oder ähnliches, was das Auge deutlich verkleinert, auf. Unter Laborbedingungen kann die Übertragungsrate noch weiter erhöht werden.

⁶ Entspricht der Nulllinie des Wechselanteils eines Signals (Wechselanteil: Signal minus arithmetischer Mittelwert)

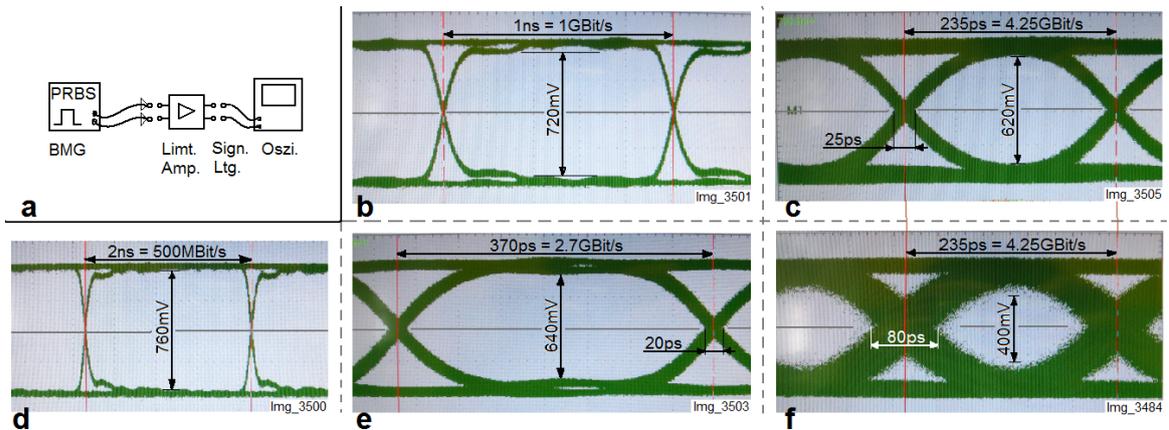


Abbildung 3.24: **a** Messaufbau; **b-f** Augendiagramme für verschiedene Bitraten und Eingangspegel.

Abkürzungen in der Skizze: BMG... Bitmustergenerator, Oszi... Sampling-Oszilloskop, Sign.Ltg... Datenleitungen (incl. Leiterbahnen vom IC, 250 mm HSD-Leitungsstück und SMA-HSD-Adapterplatine). Die Dreiecke beim BMG deuten die Messspitzen zur Signaleinspeisung an.

Messparameter (b-e): Eingangssignal: 50 mV_{pp} (differentiell, AC-gekoppelt); Bitmuster: PRBS $2^{31} - 1$; verschiedene Bitraten; Skew: 1 ps.

Messparameter (f): Eingangssignal: 5,7 mV_{pp} (Untere Detektionsgrenze → Deassert), Rest siehe in Teilbild c.

Einfluss des Eingangspegels: Bei den obigen Tests wird beim Limiting Amplifier ein Eingangspegel von 50 mV_{pp} verwendet. Ein derartiger Pegel als Ausgangspegel des TIA (und damit am Eingang des Limiting Amplifier) entspricht zumindest einer mittleren optischen Leistung an der Photodiode. Bei einer Verringerung der Amplitude des Eingangssignals kann auf das Verhalten bei geringer Signalleistung geschlossen werden. Als Schwellwerte für die Eingangshysterese werden 5,7 mV_{pp} (Signalverlust) und 8,5 mV_{pp} (erneutes Einschalten) gewählt. Ein Augendiagramm mit einer Eingangsamplitude an der Schwelle zum Signalverlust zeigt die Verkleinerung des Auges am Ausgang des Limiting Amplifiers im Vergleich zum Auge bei hoher Eingangsleistung (Abb. 3.24f). Diese Verkleinerung kommt hauptsächlich durch den hohen Rauschdurchgriff nahe der Detektionsschwelle zustande, was sich sowohl auf Ausgangspegel, aber vor allem auf den Jitter auswirkt.

3.4 Passive Komponenten

Neben den aktiven Komponenten werden auch eine Reihe verschiedener passiver Komponenten benötigt. In den meisten Fällen dienen diese nur zur Programmierung von Betriebszuständen o.Ä.; das heißt, der Arbeitspunkt dieser Bauteile ist relativ weit von den Grenzen der Spezifikation entfernt. Für diese Bauelemente ist eine detailliertere Betrachtung der Eigenschaften nicht notwendig. Bei Bauteilen, die sich dagegen im Signalpfad befinden, weicht das Verhalten deutlich vom idealisierten Verhalten ab und parasitäre Effekte werden wichtig. Deshalb werden einzelne Komponenten vermessen und modelliert, wobei im Modell auch die Auswirkungen des Substrats, auf dem das Bauteil aufgelötet wird, berücksichtigt werden:

Bei kleinen Bauteilwerten werden auch bereits die Eigenschaften der Löt pads wichtig. Aufgrund ihrer Ausdehnung besitzen diese eine Kapazität gegen Masse, sowie von einem Pad zum nächsten (siehe Abb. 3.25a für Modelle von Pads für Bauteile der Größen 0603 und 0805 auf 0,46 mm FR4 mit Ground-Plane; die Anbindung erfolgt über 50- Ω -Leitungen). Diese Eigenschaft bleibt auch erhalten, wenn das Pad mit einem Bauteil bestückt wird, wodurch die Eigenschaften des aufgelöteten Bauteils scheinbar verändert werden (Verschiebung der Resonanzfrequenz, o.ä.). Abbildung 3.25b zeigt einfache Kleinsignal-Ersatzschaltbilder für Kondensator und Spule (vgl. [32, Kap. 26]).

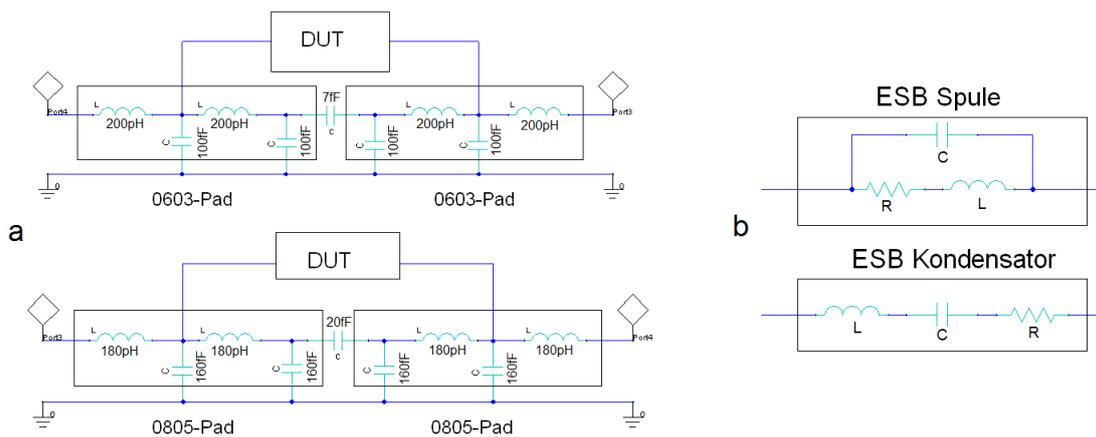


Abbildung 3.25: **a** Modelle von SMD-Löt pads auf 0,46 mm FR4; **b** ESB für Kondensator und Spule

Ein Vergleich der Modelle mit Messungen ergibt, dass die Modelle der Pads recht gut mit den Messwerten an unbestückten Pads übereinstimmen. Eine Messung des DUT auf verschiedenen Platinen ermöglicht die Bestimmung des Ersatzschaltbildes bzw. der Ersatzschaltbildparameter des zu vermessenden Bauteils.

Um die passiven Bauteile zu vermessen, werden die 2-Tor-Parameter des Bauteils gemessen, d.h. das Bauteil liegt in Serie zwischen den beiden 50- Ω -Ports des Netzwerkanalysators (vgl. Abb. 3.26a als vereinfachtes Modell eines aufgelöteten Bauteils). Bei der Messung von S_{11} wird daher eine Serienschaltung des DUT mit der Eingangsimpedanz von Port 2 gemessen. Bei der Messung von S_{21} entfällt diese dagegen. Um die Impedanz des Bauteils zu ermitteln, können die S-Parameter mittels des Formelsatzes 3.2 in Y-Parameter umgerechnet werden, die näherungsweise dem Kehrwert der Impedanz des Bauteils entsprechen (vgl. Abb. 3.26b; die Montage wird hier nicht berücksichtigt). Zur exakten Bestimmung der Impedanz des Bauteils müssen aber auch die (bereits modellierten) Pads berücksichtigt werden.

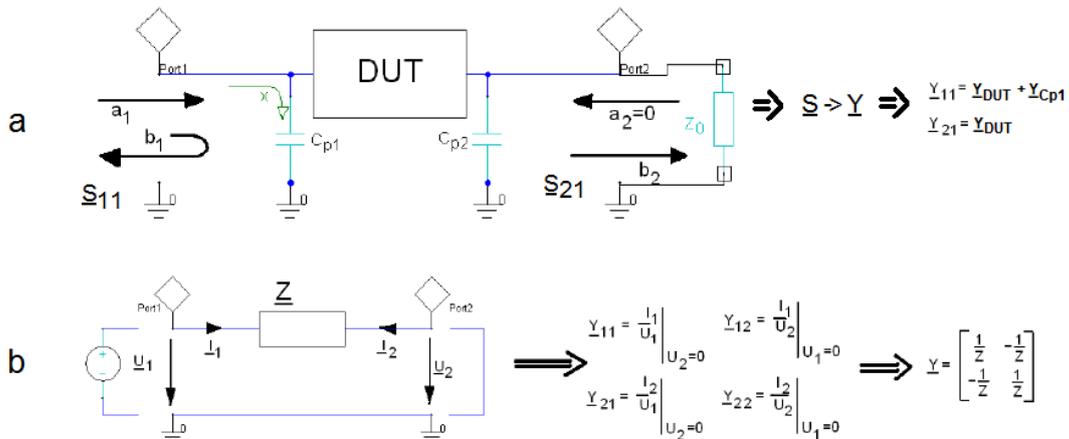


Abbildung 3.26: **a** Schema zur Admittanzbestimmung und Bedeutung der Y-Parameter; **b** Zusammenhang der 2-Tor-Y-Parameter mit der Impedanz eines Bauteils

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= \frac{1}{Z_W} \frac{1 - S_{11} + S_{22} - \Delta_S}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta_S} & S_{11} &= \frac{1 + (Y_{22} - Y_{11})Z_W - \Delta_Y Z_W^2}{1 + (Y_{11} + Y_{22})Z_W + \Delta_Y Z_W^2} \\
 Y_{12} &= \frac{1}{Z_W} \frac{-2S_{12}}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta_S} & S_{12} &= \frac{-Y_{12}Z_W}{1 + (Y_{11} + Y_{22})Z_W + \Delta_Y Z_W^2} \\
 Y_{21} &= \frac{1}{Z_W} \frac{-2S_{21}}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta_S} & S_{21} &= \frac{-Y_{21}Z_W}{1 + (Y_{11} + Y_{22})Z_W + \Delta_Y Z_W^2} \\
 Y_{22} &= \frac{1}{Z_W} \frac{1 + S_{11} - S_{22} - \Delta_S}{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta_S} & S_{22} &= \frac{1 + (Y_{11} - Y_{22})Z_W - \Delta_Y Z_W^2}{1 + (Y_{11} + Y_{22})Z_W + \Delta_Y Z_W^2}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad \Delta_Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$$

Gleichung 3.2: Umrechnung zwischen Y-Parametern und S-Parametern (aus [32, Kap.24, p1227])

3.4.1 Kondensatoren

Kondensatoren dienen in der hier verwendeten Schaltung zum Beispiel als Koppelkondensatoren zur AC-Kopplung zwischen den verschiedenen aktiven Komponenten. Da die Ein-/Ausgänge dieser Komponenten jeweils auf verschiedene Arbeitspunkte (Gleichspannungen) eingestellt sind, die vom Signal überlagert werden, müssen diese Gleichspannungen voneinander getrennt werden. Eine andere Anwendung von Kondensatoren in der Schaltung ist die Verwendung als Stützkondensator, d.h. zum Abstützen der Versorgungsspannung, bzw. zum Kurzschließen von HF-Störungen die durch das Schalten des ICs ausgelöst werden.

Aufgrund ihres Anwendungsbereiches besitzen die gewählten Kondensatoren eher eine höhere Kapazität (Bereich 10 - 100 nF). Deshalb sind die Eigenschaften der Anschluss pads noch vernachlässigbar klein. Als Modell dient das Standard-Ersatzschaltbild für Kondensatoren: Eine Serienschaltung aus R, L und C (siehe Bild 3.25), die das Verhalten eines Kondensators als Serienschwingkreis modellieren. C entspricht der Kapazität des Kondensators, R und L ist häufig unter den Begriffen ESR und ESL in Datenblättern zu finden, wobei die Werte für R im Bereich einiger Ω und für L etwa bei einem nH liegt. Messungen bestätigen, dass das Standard-Ersatzschaltbild etwa bis zur Resonanzfrequenz ausreichend genau ist (siehe Abb. 3.27).

Es fällt auf, dass sich die Kondensatoren jenseits der jeweiligen Resonanzfrequenz sehr ähnlich verhalten. So kann bei gleicher Bauform und mit gleichem Dielektrikum die Impedanz kaum mehr

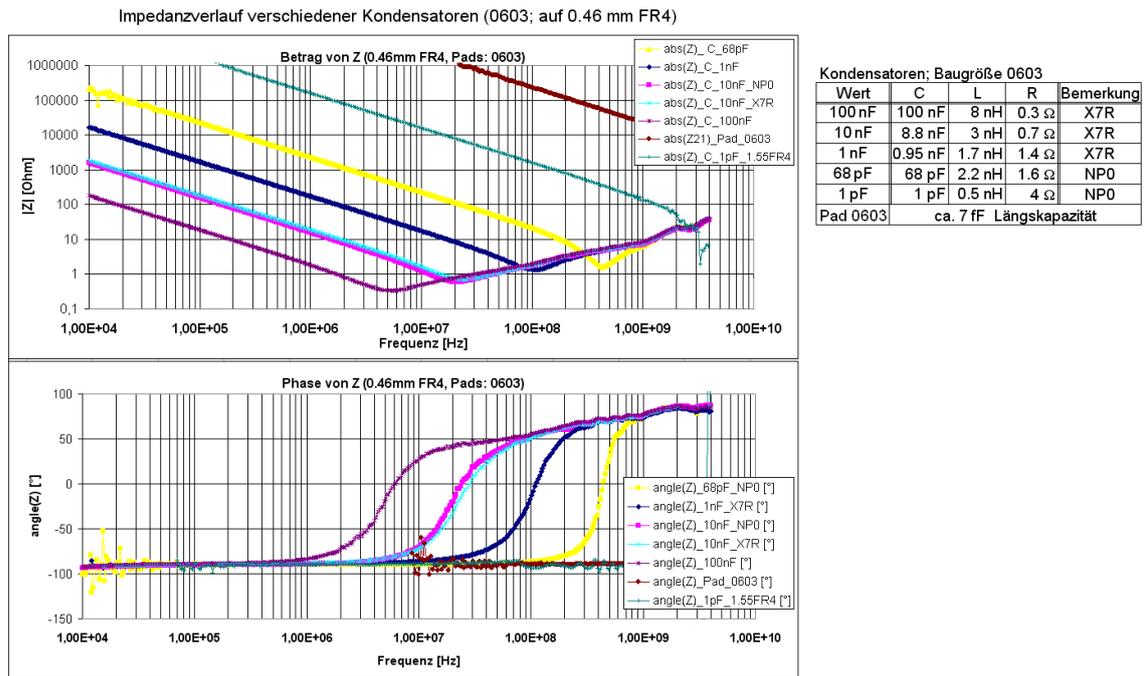


Abbildung 3.27: Impedanz verschiedener Kondensatoren mit ermittelten ESB-Parametern

weiter verringert werden. Allerdings ist der Anstieg der Impedanz jenseits der Resonanzfrequenz etwas flacher als der typische Abfall um 20 dB/Dekade vorher. Ursache dürfte ein nichtlineares Verhalten des Dielektrikums bzw. des Substrates bei so hohen Frequenzen sein.

3.4.2 Spulen

Spulen werden hier verwendet, um hochfrequente Signale von Gleichströmen bzw. -spannungen zu trennen. Das bedeutet, die Spulen sollen für DC möglichst niederohmig wirken, aber im Frequenzbereich der Signale eine möglichst hohe Impedanz aufweisen. Deshalb muss die Resonanzfrequenz der Spule passend ausgewählt werden. Auch bei Spulen gibt es ein recht einfaches Ersatzschaltbild mit der Induktivität, einem Serienwiderstand sowie einer Parallelkapazität, entsprechend des in erster Näherung gültigen Verhaltens als Parallelschwingkreis. Da die Spulen bis in den GHz-Bereich verwendet werden, müssen auch die Resonanzfrequenzen mit dem Impedanzmaximum entsprechend hoch liegen. Da die gewählten Induktivitätswerte im Bereich einiger hundert nH liegen, muss die Parallelkapazität entsprechend klein (Größenordnung 100 fF) sein. Hier wirkt sich das Substrat, auf dem das Bauteil befestigt ist, bereits sehr deutlich aus. In Bild 3.28 wird deutlich, wie sehr sich die Parallelresonanzfrequenz für Bauteile mit der gleichen Induktivität verschieben kann.

Da die Induktivität deutlich größer als der Serienwiderstand und die Parallelkapazität ist, kann die Resonanzfrequenz nach der Formel für einen idealen Parallelschwingkreis berechnet werden: $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ [32, Kap. 29, p1544]

Hier fällt auf, dass die Resonanzfrequenz durch drei Parameter verändert werden kann: Induktivität, Baugröße oder die Substratdicke.

Induktivität: Steigt die Induktivität L , so sinkt die Resonanzfrequenz laut obiger Formel um den Faktor \sqrt{L} . Da die Induktivität bei verschiedenen Spulen der gleichen Baugröße (Querschnittsfläche A , Länge l) und mit dem gleichen Kernmaterial (Permeabilität μ) nur mehr über die Windungszahl N beeinflusst werden kann (Induktivität einer idealisierten Zylinderspule: $L = \frac{\mu N^2 A}{l}$), ist es auch von Bedeutung, ob sich diese auf die Resonanzfrequenz auswirkt. Tatsächlich verringert sich bei einer steigenden Windungszahl die Gesamtkapazität der Spule, da die einzelnen Windungskapazitäten in Serie geschaltet sind! Das bedeutet, bei einer sonst gleichen Spule sinkt die Resonanzfrequenz nicht mit $\frac{1}{\sqrt{L}}$, sondern etwas langsamer (vgl. Tabelle in Abb. 3.28: Eine verzehnfachung der Induktivität von 22 nH auf 220 nH senkt die Resonanzfrequenz nur um den Faktor 2,5 anstatt $\sqrt{10} \approx 3,2$).

Baugröße: Ein größerer Querschnitt (quadratischer Anstieg von A) und eine größere Länge (linearer Anstieg von l) resultieren bei gleicher Windungszahl N in einem linearen Anstieg der Induktivität. Bei einer steigenden Baugröße werden daher für die gleiche Induktivität weniger Windungen benötigt (Skalierung mit \sqrt{N} , um die linear wachsende Induktivität konstant zu halten). Dadurch steigt die Gesamtkapazität mit der Spulengröße (Serienschaltung einzelner Windungskapazitäten), was wiederum die Resonanzfrequenz erniedrigt.

Substratdicke: Steigt die Dicke des Substrats, auf dem eine (SMD-)Spule montiert wird, so können sich von den Pads ausgehend immer stärker ausgeprägte Streufelder bilden. Diese erhöhen die Koppelkapazität zwischen den Pads, die als ein parallel zur Spule geschalteter Kondensator fungiert. Durch die Summe aus Koppelkapazität und der im Allgemeinen recht kleinen Gesamtkapazität der Spule erhöht sich der Faktor LC , was eine sinkende Resonanzfrequenz bedeutet.

Die Resonanzfrequenz ist aber nicht nur von Bauform und Montage der Spulen abhängig, sondern auch von der Art, wie eine Spule geschaltet wird. Wird die Spule in Serie geschaltet, so wirkt sich hauptsächlich die Koppelkapazität zwischen den Pads auf das Verhalten der Spule aus. Da diese zumeist gering ist, wird die Resonanzfrequenz einer Spule in geringem Ausmaß verändert. Wird eine Spule dagegen als Shunt (d.h. gegen GND) geschaltet, so liegt die Kapazität eines Pads parallel zur Induktivität. Da die Padkapazität deutlich höher als die Koppelkapazität ist (Pad ca. 300 fF, Kopplung 20 fF, siehe Abb. 3.25), verändern sich die Resonanzfrequenz und die Güte signifikant (siehe Abb. 3.29). Die Güte wird durch Vergrößerung der Parallelkapazität dabei nicht wie bei einem idealen Parallelschwingkreis erhöht, da sich die kleinen Induktivitäten der Anschlussleitungen in Serie zur Padkapazität befinden. Das heißt, eine montierte Spule unterscheidet sich deutlich von einem idealen Schwingkreis.

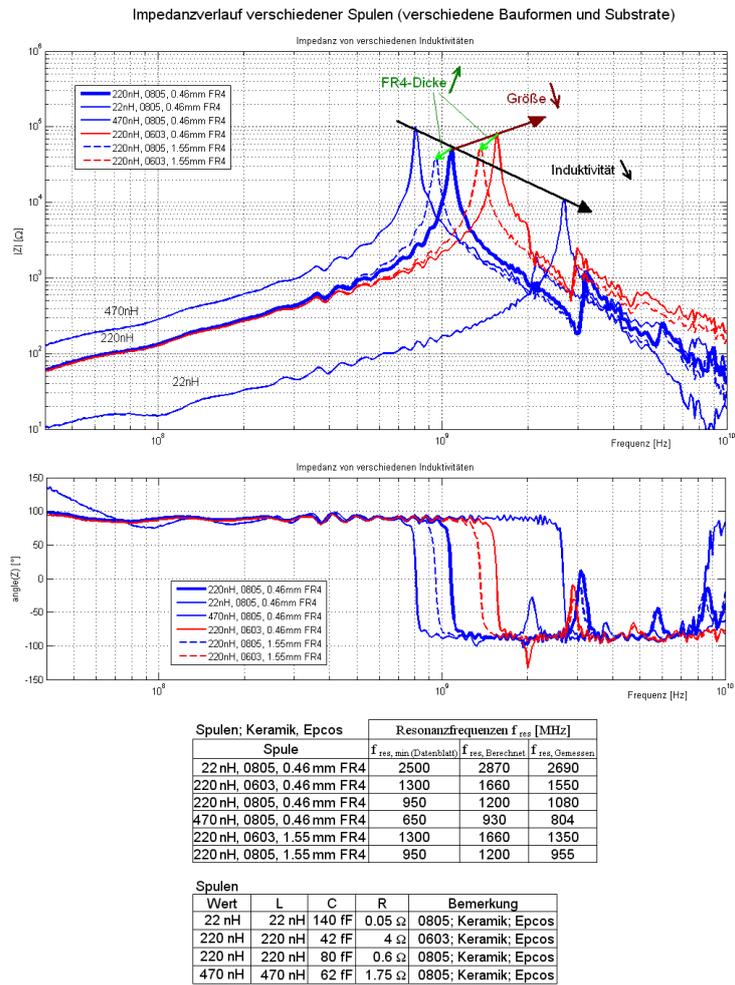


Abbildung 3.28: Impedanz verschiedener Spulen mit ermittelten ESB-Parametern

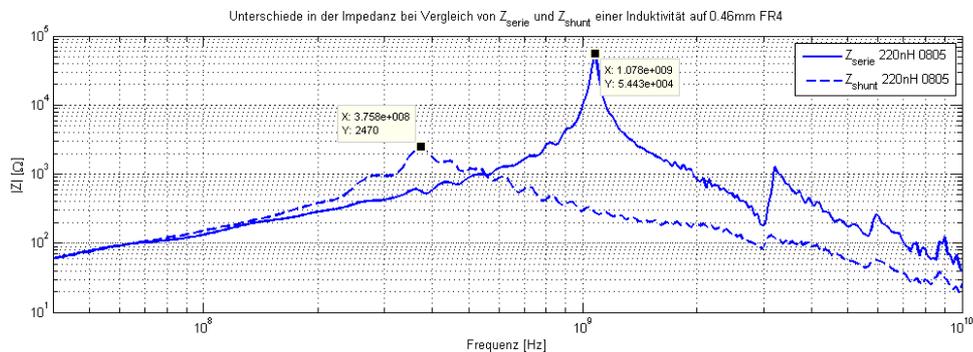


Abbildung 3.29: Impedanz einer Spule bei Schaltung in Serie sowie als Shunt

4 Transceiverschaltung mit diskreten Bauteilen

Mit diesem Aufbau soll eine optische Übertragung unter der alleinigen Verwendung von diskreten Bauteilen erreicht werden. Der Vorteil eines derartigen Aufbaus liegt darin, dass eine solche Platine ohne besondere Hilfsmittel realisierbar ist. Da keine Chips geklebt und/oder gebondet werden müssen, entfallen aufwendige und damit in Kleinserie teure Zwischenschritte. Um die verwendeten Komponenten zu testen, ohne allzu sehr auf eine Auslegung der Schaltung auf Hochfrequenz achten zu müssen, wird eine Bitrate von maximal 622 MBit/s gewählt. Als problematisch erweist sich hier, dass auch auf einen sonst üblichen fertig konfektionierten ([36, Kap. 13]) Transmitter Optical Sub-Assembly (TO-SA) bzw. Receiver Optical Sub-Assembly (ROSA) verzichtet und auch dieser Teil diskret ausgeführt wird.

Als Ausgangspunkt wird eine bereits vorgefertigte Platine verwendet. Auf Basis dieses Entwurfes wird eine neue, überarbeitete Platine erstellt (siehe Anhang 7.2 auf Seite 94). Dabei wird allerdings einiges von der Vorgabe übernommen:

- Die gewünschte Übertragungsrate bleibt bei maximal 622 MBit/s
- Die Platinen werden im gleichen Gehäuse eingebaut, d.h. die Grundstruktur des Aufbaus bleibt gleich
- Die gleichen optischen Schnittstellen werden verwendet: Kompatibilität der bereits gefertigten Frästeile und Steckverbinder
- Eine Recherche ergibt, dass die bereits genutzten ICs für die gewünschte Anforderung und weitergehende Schritte bereits sehr gut geeignet sind

Unterschiede sind:

- Verbesserte Entkopplung zwischen Sender- und Empfängerseite
- Anderer Substrataufbau
- Verschiebung der Spannungsversorgung auf die Trägerplatine
- Verbesserung von Layout und Leitungsführung
- Zusätzliche Option für die Verwendung eines VCSELs mit integrierter Monitordiode

4.1 Allgemeiner Aufbau der Platine

Dieser Transceiveraufbau befindet sich in einer Box mit einer Größe von etwa 60 x 60 x 40 mm. Dabei sind die beiden Anschlüsse für je eine Faser vorne als modifizierte FAKRA-Stecker¹ ausgeführt. Die elektrische Verbindung auf der Rückseite ist ein HSD-Steckverbinder für den Anschluss einer vieradrigen Leitung (2 differentielle Paare). Seitlich am Gehäuse befindet sich noch eine Buchse für die Spannungsversorgung. Aus Platzgründen und aufgrund dieser Anordnung ist es nötig, den Transceiver auf zwei Platinen aufzuteilen. Auf der ersten Platine, der Versorgungsplatine, befindet sich der HSD-Stecker, sowie die Spannungsversorgung (siehe Anhang 7.2). Hier wird ein 3,3 V-Spannungsregler (MCP1702 im SOT-89-Gehäuse) platziert, sowie jeweils die Sender- und Empfängerseite über Spulen und Stützkondensatoren voneinander entkoppelt. Diese getrennten Versorgungsspannungen, sowie

¹ FAKRA: Fachkreis Automobil

die Signale werden über einen Platinensteckverbinder auf die eigentliche Transceiverplatine geführt. Die Transceiverplatine steht im rechten Winkel zur Versorgungsplatine und beinhaltet die nötigen ICs, sowie die elektro-optischen Komponenten selbst. Da die ICs für die Verwendung in SFP-Cages designed sind, wäre eine längliche Platinenform (vergleiche SFP-Package) für einen Transceiveraufbau optimal. Aufgrund der Platzverhältnisse im Gehäuse muss die Platine allerdings eher breit ausgeführt werden, wodurch die Signalleitungen zwischen den ICs deutlich länger und somit das Übertragungsverhalten dieser Leitungen sehr wichtig werden. Aufgrund des verwendeten Aufbaus sind auch die Bauteildrähte der optischen Komponenten relativ lang, was sich insbesondere im Bereich der Störfestigkeit negativ auswirkt. Die Signalleitungen zwischen HSD-Steckverbinder und den ICs

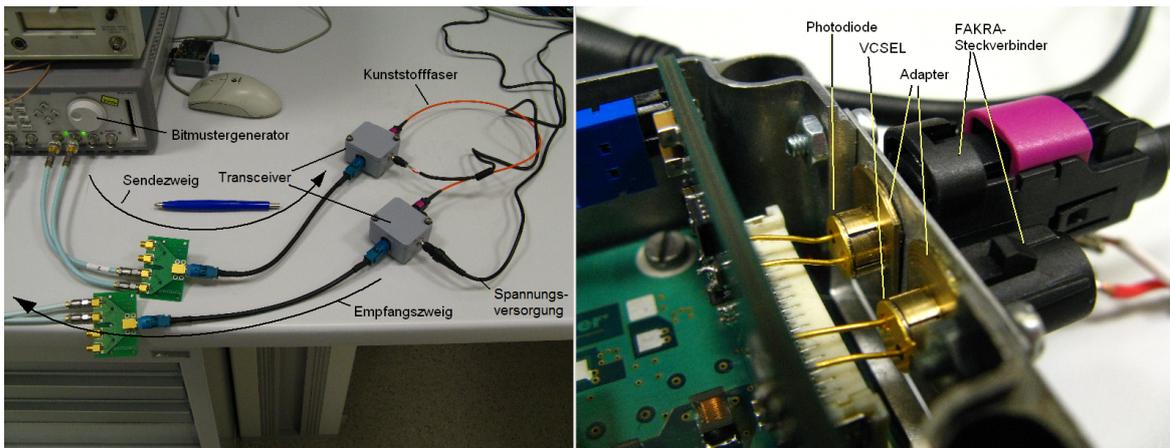


Abbildung 4.1: Übertragungsstrecke mit Transceivern aus diskreten Bauteilen und Detail

sind als gekoppelte Microstrip-Leitungen mit $100\ \Omega$ differentieller Impedanz ausgeführt. Da der Ausgang des TIA $150\ \Omega$ differentielle Ausgangsimpedanz hat, wird die Leitung nach Möglichkeit mit einer ebenso hohen Impedanz ausgeführt. Da sich allerdings auch ein Filternetzwerk auf dieser Leitung befindet, können die $150\ \Omega$ allerdings kaum eingehalten werden.

Die Einkopplung in die Faser findet über eine einfache Kopplungshülse ohne jede Optik statt. Diese Hülse dient nur dazu das TO-46-Gehäuse von VCSEL oder Photodiode und die 2,5 mm-Ferrule eines Fasersteckers aufzunehmen und zu fixieren. Sowohl das Fehlen einer Fokussieroptik, als auch die Ausführung aus Messing in Kombination mit einer metallenen (wenn auch davon isolierten) Halterungsplatte führen in weiterer Folge zu Problemen. Details hierzu siehe unter den Abschnitten 6.2.2 sowie 6.3.2 ab Seite 64.

4.2 Auswahl der Komponenten

Bei der Auswahl der Komponenten wird einerseits darauf geachtet, dass die meisten Komponenten auch noch für eine Erhöhung der Übertragungsrates verwendet werden können, aber andererseits bei der hier verwendeten Übertragungsrates noch zufriedenstellend funktionieren. Die Anforderungen an die ICs sind:

- Übertragungsrates im Bereich von ca. 150 MBit/s bis ca. 3 GBit/s im Temperaturbereich von -20°C bis $+85^\circ\text{C}$
- Soweit möglich als gehäuste und ungehäuste ICs verfügbar

- Auslegung auf VCSELs mit 850 nm Wellenlänge als Lichtquelle
- Spannungsversorgung 3,3 V

Die erste Anforderung ist für einen gehäusten Transimpedanzverstärker kaum einzuhalten. Für den Entwurf eines optischen Transceivers werden die Sende- sowie die Empfangseinheit als fertig konfektioniertes Modul angeboten. In diese Module, so genannte TOSA (Transmitter Optical Sub-Assembly) bzw. ROSA (Receiver Optical Sub-Assembly) ist nicht nur der VCSEL bzw. die Photodiode, sowie die passende Ankopplung an einen LWL-Steckverbinder integriert, sondern zumeist auch noch ein TIA der möglichst nahe an der Photodiode platziert ist. Deshalb sind Transimpedanzverstärker für Anwendungen im Fiberoptikbereich und höhere Übertragungsraten und zumeist nur ungehäust erhältlich. Der verwendete MAX3658 besitzt eine spezifizierte Übertragungsrate von maximal 622 MBit/s und ist sowohl als Chip als auch gehäust erhältlich. Bereits das Datenblatt dieses Bausteins ([24]) führt zum verwendeten Limiting Amplifier MAX3748. Dieser IC erfüllt außer der Verfügbarkeit als Chip alle genannten Anforderungen. Ein Röntgenbild des ICs zeigt, dass der Chip immerhin 70% der Größe des Gehäuses umfasst, sowie dass dieser per Flip-Chip Montage mit den Anschlusspins verbunden wird (siehe Abb. 3.20 auf Seite 36). Die Montage eines Einzelchips ist deshalb nur sinnvoll, wenn auch der Rest des Schaltungsdesigns auf optimale Übertragung ausgelegt wird, bzw. minimalen Platzverbrauch umfasst oder parasitäre Effekte minimiert werden müssen.

Auf der Senderseite wird ein Treiberbaustein ausgewählt, der ebenfalls den gewünschten Bereich der Übertragungsrate abdeckt. Auch dieser Baustein, der MAX3740A, erfüllt alle Anforderungen bis auf die Verfügbarkeit als Chip. Dabei könnte bei diesem Chip eine Montage als Einzelchip durchaus sinnvoll sein: Der Chip ist um 50% kleiner als der gehäuste IC und die Kontakte im Gehäuse sind mittels Bonddrähten mit dem Die verbunden (vgl. Abb. 3.12 auf Seite 27). Hier bestünde noch ein deutliches Verbesserungspotential, sowohl zur Schaltungsverkleinerung, als auch zur Verbesserung der Signaltransmission.

Als optoelektronische Komponenten werden teilweise noch VCSELs bzw. MSM-Photodioden in TO-46-Gehäusen aus Restbeständen verwendet. Insbesondere die Photodioden sind aufgrund ihrer großen aktiven Oberfläche und der daraus resultierenden Kapazität nur für Frequenzen bis zu einigen 100 MHz geeignet. Hauptsächlich werden allerdings die VCSELs und PIN-Dioden von ULM-Photonics verwendet. Diese Komponenten können mit einer Bitrate von maximal 5 bzw. 4 GBit/s betrieben werden (siehe Abschnitt 3.1 und 3.2).

Die restlichen Bauteile sind Standard-SMD-Kondensatoren und Widerstände, wobei sich auf den Signalleitungen außer diverser Entkopplungselemente keine weiteren Bauteile befinden.

4.3 Schaltung

Die Schaltung wird entsprechend der Angaben aus den Datenblättern der gewählten ICs ausgelegt (Datenblätter siehe unter: [24], [25] und [27]). Alle gewählten ICs besitzen je einen differentiellen Ausgang, sowie einen (bis auf den TIA) differentiellen Eingang. Die ICs sind nur über die Signalleitungen miteinander verbunden, was bedeutet, dass die Komponenten separat ausgelegt werden können. Neben den Signal- und Versorgungspins existieren noch Steuer- und Monitorpins, über die sowohl durch die Beschaltung mit Widerständen und Kondensatoren die Funktion und die Pegel eingestellt werden können, als auch Informationen über bestimmte Betriebszustände liefern. Die Schaltung wird so ausgelegt, dass über eine wechselnde Bestückung möglichst viele der mit den ICs möglichen Optionen realisiert werden können.

Auf der verwendeten Testplatine werden für Treiber, Limiting Amplifier und TIA folgende Betriebszustände eingestellt:

Treiber:

- Keine Verwendung einer Monitordiode zu Regelung der Sendeleistung
- Biasstrom: 6 mA ($R_{Biasset} = 6,2 \text{ k}\Omega$)
- Modulationsstrom: 7 mA ($R_{Modset} = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_{OUT+} \approx 70 \Omega$)
- Temperaturkompensation und Peaking aus
- Monitorströme über Widerstände abgeleitet

Limiting Amplifier:

- Detektionshysterese: 13 und 23 mV ($R_{TH} = 330 \Omega$)
- Erniedrigte untere Grenzfrequenz
- Ausgang nicht invertiert
- Monitorströme über Widerstände abgeleitet

TIA: Dieser ist nicht im TO-Gehäuse integriert, sondern als diskretes Bauteil bestückt.

Die Signalleitungen müssen für hochfrequente Signale (d.h. impedanzkontrolliert) ausgelegt werden. Weiters besitzen alle ICs mehrere Versorgungs- und Massepins, die mit entsprechenden Abblockkondensatoren und einer Anbindung mit niedriger Impedanz versehen werden müssen. Die weiteren Anschlüsse der verwendeten ICs dienen zur Regelung bzw. Steuerung der Funktionen oder zum Monitoring verschiedener Parameter. Über diese Pins werden weder hohe Ströme, noch hochfrequente Signale geführt. Die Auslegung dieser Teile ist daher unkritisch.

Der Sendeteil und der Empfangsteil werden von der Trägerplatine aus getrennt mit der Betriebsspannung versorgt. Das heißt, die Schaltungsteile auf der Transceiverplatine sind galvanisch voneinander getrennt. Auf der Trägerplatine befindet sich ein 3,3 V Festspannungsregler, sowie die Spulen und Stützkondensatoren zur Entkopplung. Außerdem dient diese Platine zum Anschluss eines HSD-Steckers.

5 Transceiverschaltung mit ungehäusten Bauteilen

Diese Schaltung ist eine Weiterentwicklung der Transceiverschaltung mit diskreten Bauteilen. Im folgenden Abschnitt werden kurz einige Neuerungen gegenüber jener Schaltung erläutert, um in den weiteren Abschnitten auf einige Teilbereiche etwas detaillierter einzugehen.

5.1 Allgemeiner Aufbau der Platine

Aus der gesammelten Erfahrungen beim Aufbau eines ausschließlich mit diskreten Bauteilen realisierten Transceivers (siehe Kap. 4 ab Seite 45) wird die Schaltung mit zum Teil ungehäusten Chips auf minimiertes Übersprechen sowie verbesserte Zugänglichkeit von Messgeräten optimiert. Außerdem sind mit der Verwendung von ungehäusten Chips auch Bauelemente mit höherer Bandbreite erhältlich. Bei der Auslegung der Schaltung wird von einer Übertragungsrate im Bereich von ca. 3 GBit/s ausgegangen. Tatsächlich erlauben die verwendeten Komponenten schlussendlich 2,7 GBit/s für den Temperaturbereich von -20°C bis $+85^{\circ}\text{C}$.

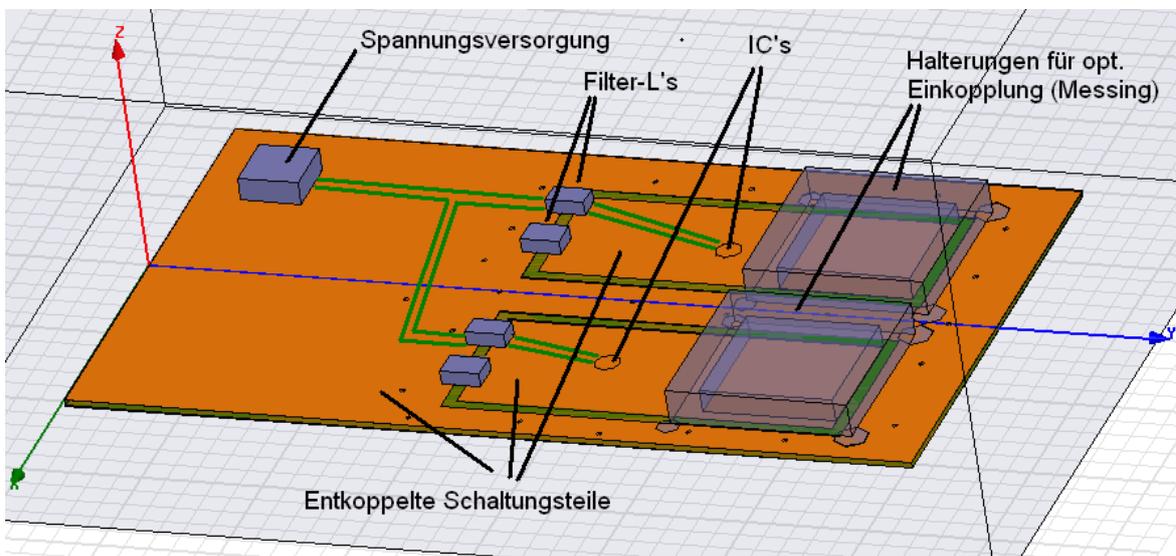


Abbildung 5.1: Prinzipieller Aufbau der getrennten Schaltungsteile

Wichtige Änderungen gegenüber der Transceiverschaltung mit diskreten Bauteilen sind:

- Erhöhung der maximalen Übertragungsrate durch die Verwendung eines schnelleren Transimpedanzverstärkers
- Die Verringerung der räumlichen Distanz zwischen PIN-Diode und TIA, was parasitäre Effekte und Störeinkopplungen verringert
- Verwendung einer Optik um die Einkoppeleffizienz in eine Faser zu erhöhen

- Anderes Design der Signalleitungen zur Minimierung von Störeinkopplungen
- Entkopplung der Versorgungsspannungen der einzelnen Komponenten
- Schirmung im Bereich der Bonddrähte
- Reservierung verschiedener Testpads für Messungen auf der Platine
- Aufbau aller Schaltungsteile auf einer einzelnen Platine

Als weiteres Feature wird auch die Möglichkeit einer Spannungsversorgung der Schaltung über die Signalleitungen implementiert.

5.1.1 Ungehäuste Bauteile

Eine wichtige Eigenschaft dieser Platine ist die Verwendung ungehäuster Bauteile, wodurch die Flexibilität beim Entwurf der Schaltung deutlich höher wird:

- Der Platzbedarf für das Bauteil sinkt. Dadurch wird eine höhere Integrationsdichte möglich.
- Die Signalleitungen zwischen den einzelnen Komponenten können deutlich verkürzt werden. Dadurch wird der Einflussbereich für Störsignale verkleinert, was insbesondere für die Verbindung PIN-Diode \rightarrow TIA von Bedeutung ist, da hier die Signalamplitude in der gesamten Übertragungskette am geringsten ist und sich eingekoppelte Störungen am stärksten auswirken. Hier kann die PIN-Diode mittels eines Bonddrahtes direkt mit dem Eingang des TIA verbunden werden.
- Die durch das Gehäuse bedingten parasitären Effekte fallen weg (siehe dazu die Modellierung der Gehäuse in Abschnitt 3.1 auf Seite 14). Der einzig verbleibende externe Einfluss ist die Induktivität des Bonddrahtes wie z.B. zwischen PIN-Diode und TIA.
- Da die PIN-Diode und der VCSEL frei zugänglich sind, kann die Ankopplung der Faser recht beliebig gewählt werden. Einzig auf den freistehenden Bonddraht muss geachtet werden.

Diese gewonnene Flexibilität hat allerdings auch Nachteile:

- Ein aufgeklebter Chip und vor allem der Bonddraht sind mechanisch weniger stabil als ein vergossenes und aufgelötetes Bauteil. Da die optisch aktiven Flächen frei bleiben müssen, kann nicht der gesamte Chip vergossen werden. Ein teilweiser Verguss ist aufwendig und damit teuer. Auch für den Laborbetrieb sollte ein Berührungsschutz vorgesehen werden.
- Das Aufkleben und Bonden auf ICs sind zusätzliche Arbeitsschritte, die die Kosten einer Platine erhöhen. Dies gilt insbesondere, wenn die Positionierung der Chips genau sein soll.

5.1.2 Versorgung über die Signalleitungen

Unter der Voraussetzung, dass alle aktiven Komponenten nur kapazitiv miteinander verkoppelt sind, also eine niederfrequente Spannung auf der Leitung von entsprechenden Kondensatoren geblockt wird, kann die Spannungsversorgung ebenfalls über die Signalleitungen geführt werden (siehe Abb. 5.2). Die Gleichspannung wird mittels Induktivitäten (entsprechend $X_L = \omega L$ für NF-Signale niederohmig und für HF-Signale hochohmig) in die Signalleitungen eingespeist, bzw. von den Signalleitungen bezogen. Für das HF-Signal sind zwar die Kondensatoren niederohmig ($X_C = \frac{1}{\omega C}$), die Spulen aber hochohmig. So verbleibt das HF-Signal auf der Signalleitung und der Gleichanteil wirkt sich nicht störend auf die Halbleiter aus. Um den Anteil, der durch die nicht idealen Spulen transmittiert wird, kurzzuschließen, befindet sich noch ein Kondensator C_f zwischen Spule und GND. Der Schaltungsaufbau ist also einem Bias-Tee recht ähnlich.

Wichtig bei einer Versorgung über die Signalleitungen ist allerdings, dass die Leitungen sowie die Einkoppelinduktivitäten eine entsprechende Stromtragfähigkeit besitzen.

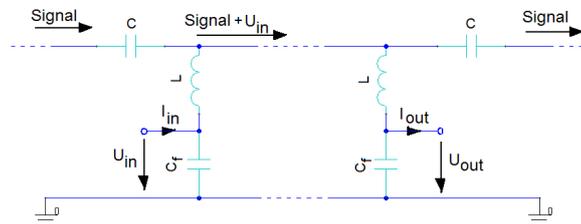


Abbildung 5.2: Versorgung über die Signalleitungen

5.2 Layout der Platine

Beim Layout der Platine wird eine besondere Aufmerksamkeit auf den Betrieb im GHz-Bereich gelegt. Die Verwendung spezialisierter integrierter Bauelemente (VCSEL-Treiber, TIA, Limiting Amplifier) erleichtert das Design allerdings erheblich. So müssen nur die Signalleitungen zwischen den ICs bzw. dem HSD-Stecker impedanzkontrolliert ausgeführt werden. Zudem kann bei der Leitung zum VCSEL darauf verzichtet werden, dass beide Signalleitungen des differentiellen Ausgangs exakt gleich lang sein müssen.

Da die ICs Ströme von einigen mA mit Anstiegszeiten von unter 100 ps schalten müssen, ist allerdings auf die Abblockung der ICs sowie die Masseführung besonders zu achten. Auch hier gilt die allgemeine Regel: Abblockkondensatoren so nah wie möglich an den IC!

Die ICs besitzen mehrere Versorgungspins. Dies lässt darauf schließen, dass entweder verschiedene interne Schaltungsteile separat versorgt werden (wie z.B. getrennte Analog- und Digitalteile), die Kontaktierung möglichst impedanzarm sein soll (d.h. es ist anzunehmen dass vergleichsweise hohe Ströme über die Abblockkondensatoren fließen), oder dass die Versorgung zur Abschirmung der Signalleitungen verwendet wird. Die in den Application Notes empfohlenen Werte für die Abblockkondensatoren an den einzelnen Versorgungspins geben einen Hinweis darauf, welche Pins einen Leistungsschaltkreis versorgen und welche die Versorgung für Steuerkreise darstellen. Dementsprechend ist an bestimmten Punkten auf eine Verbindung mit besonders niedriger Impedanz und kurzen Leitungsstücken zu achten. Bei der Stützung der Versorgungsspannung werden die Kondensatoren kaskadiert angeordnet, d.h. Kondensatoren mit hohen Resonanzfrequenzen aber kleinen Kapazitäten sind näher am Chip platziert als Kondensatoren mit niedrigeren Resonanzfrequenzen aber dafür höheren Kapazitäten (siehe Bild 5.3). Vermutlich befinden sich bereits auf den Chip integriert Stützkondensatoren mit sehr hoher Resonanzfrequenz, aber auch sehr kleinen Kapazitäten, um die Transienten mit den höchsten Frequenzanteilen zu glätten. Außerhalb des Chips, also nach der Induktivität der Gehäuseanschlüsse, die für eine erhöhte Anstiegszeit der Ausgleichsströme sorgt, dient der aus GND-Plane und Versorgungsebene gebildete Kondensator mit einer Kapazität von 20–30 pF als nächste Stufe der Abblockung. Erst danach folgen die eigentlichen Stützkondensatoren, die wegen einer weiteren Leitungsinduktivität (sowie der internen Serieninduktivität ESL) erneut nur etwas langsamer reagieren können, aber aufgrund der noch größeren Kapazität auch etwas längere Transienten abblocken können. Als letztes Glied zur Stabilisierung der Versorgung dient ein verhältnismäßig großer Kondensator (hier verwendet: 10 μ F) der etwa mittig unter den Verbrauchern platziert ist, um allgemeine Schwankungen auf der Versorgungsspannung zu verhindern. Auswirkungen von extern zugeführten Störungen werden durch

Induktivitäten zwischen dem Versorgungsteil und dem jeweiligen Schaltungsteil blockiert, wobei die durch Spulen getrennten Schaltungsteile jeweils von einem derartigen Kondensator gestützt werden.

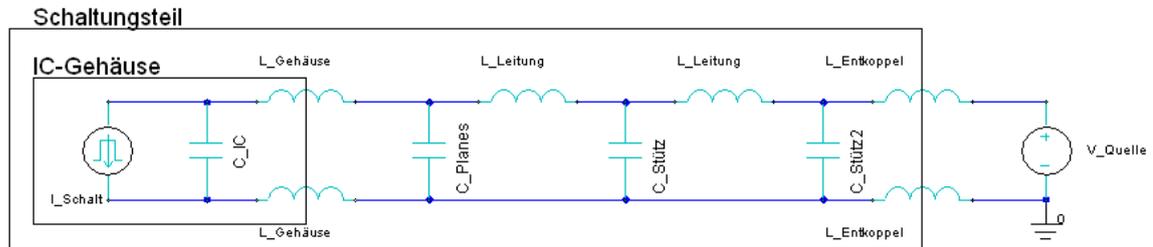


Abbildung 5.3: Prinzipieller Aufbau einer IC-Spannungsversorgung

Wie auch bei SFP-Transceivern oder beim Transceiver mit diskreten Bauteilen befindet sich der Sender auf der rechten Seite (von oben betrachtet, elektrische Anschlüsse links).

Zur Entkopplung der Versorgungen von Sender- und Empfängerseite sind sowohl VCC als auch GND nur über Filterinduktivitäten mit der Versorgungsspannung verbunden (siehe Abb. 5.1, bzw. tatsächlichen Schaltplan und Layout im Anhang 7.2 ab Seite 97). Um die Entkopplung weiter zu verbessern, befindet sich zwischen und unter diesen beiden Teilen eine GND-Fläche, die mit dem GND-Anschluss der Spannungsversorgung verbunden ist, d.h. VCC und GND von Sender- und Empfängerseite stellen *Inseln* im Versorgungs-GND dar. So können Spannungsschwankungen auf einer Insel zwar kapazitiv auf andere Flächen überkoppeln, da aber sowohl Sender-, als auch Empfängerbereich durch Versorgungs-GND getrennt sind, koppeln diese Störungen auf den Versorgungs-GND und nicht auf die jeweils andere Insel. Um diese Ableitung zu gewährleisten, müssen die Teile der Versorgungs-GND mit möglichst geringer Impedanz mit dem GND-Anschluss der Platine verbunden sein. Die Empfängerseite ist noch einmal in zwei benachbarte Inseln getrennt: TIA und PIN-Diode auf der einen Insel und der Limiting Amplifier auf der Anderen. Gemeinsam mit den Abblockkondensatoren in der Nähe der jeweiligen ICs, sowie Stützkondensatoren auf den Inseln sind die Versorgungen von Sender und Empfänger somit entkoppelt.

Die Signalleitungen befinden sich ab dem HSD-Stecker auf unterschiedlichen Layers und sind ebenso durch GND-Planes voneinander getrennt. Als Layout für die Signalleitungen dient hauptsächlich eine recht störteste Grounded-Koplanar-Anordnung (siehe dazu Abschnitt 5.4).

Die Schaltung selbst ist der in Kapitel 4 verwendeten Schaltung recht ähnlich. Mehr dazu siehe unter Abschnitt 5.3.

5.3 Auswahl der Komponenten

Diese Schaltung basiert auf der in Kapitel 4 verwendeten Schaltung. So werden hier die gleichen ICs als Limiting Amplifier (MAX3748), sowie als VCSEL-Treiber (MAX3740A) verwendet.

5.3.1 Auswahl der ICs und den optoelektronischen Komponenten

Neben den oben erwähnten Komponenten werden auch noch weitere Bauelemente benötigt. So wird nun der nur ungehäust erhältliche MAX3744 als Transimpedanz-Verstärker (TIA) verwendet. Mit diesem Bauteil — obwohl es immer noch das langsamste Element der Übertragungskette ist — kann

die Übertragungsrate auf 2,7 GBit/s gesteigert werden. Damit ist die maximal spezifizierte Übertragungsrate nun für alle Halbleiter der Schaltung in einem ähnlichen Bereich.

In Kombination mit dem Limiting Amplifier MAX3748 kann auch das als Gleichtakt-Signal übertragene RSSI-Signal¹ ausgewertet und somit eine Angabe über die empfangene Strahlungsleistung gemacht werden. Die Ausgänge des MAX3744 besitzen eine differentielle Impedanz von 100 Ω .

Die Wahl fällt aus folgenden Gründen auf dieses Bauelement:

- Die Übertragungsrate liegt im spezifizierten Bereich
- Laut Herstellerangaben zum Limiting Amplifier passender IC \Rightarrow Übertragung des RSSI-Signals über Signalleitungen; Ausgabe via RSSI-Pin am Limiting Amplifier.
- Verfügbar als ungehäustes Bauteil \Rightarrow Der TIA kann näher an die Signalquelle (PIN-Diode) rücken, was zu einer Verbesserung des Signals führt
- Verfügbarkeit von Samples für Testschaltungen

Um die Übertragungsrate noch weiter zu steigern, könnte als Ersatz der ONET4291TA von Texas Instruments verwendet werden. Dies würde allerdings geringfügige Änderungen im Layout bedingen.

Die verwendeten optischen Komponenten sind zwar die gleichen, wie sie bereits bei der Schaltung aus Kapitel 4 verwendet werden, allerdings werden diese Bauteile ungehäust verbaut, d.h. direkt auf die Platine geklebt und mittels Bonddraht kontaktiert.

Damit kann die Ankopplung an die Faser durch ein verbessertes System realisiert werden. Da bei den Dioden, bis auf die Bonddrähte, alle weiteren durch das Gehäuse hervorgerufenen parasitären Effekte entfallen, ist nun die Anpassung an die ICs deutlich verbessert und der Platzbedarf verringert. Außerdem können nun auch die direkt auf den Chips gemessenen Kleinsignalparameter (Abschnitte 3.1 sowie 3.2) zur Bestimmung einer gegebenenfalls nötigen Schaltung zur Impedanzanpassung verwendet werden.

Die Dioden sind mittels eines Leitklebers auf Masseflächen auf der Platine befestigt (siehe Abb. 3.17 auf Seite 33). Somit ist auch eine gute Wärmeabfuhr über die wie eine Heatsink wirkenden Kupferschichten gesichert. Die Positionierung der Bauelemente berücksichtigt zudem eine Minimierung der Länge der Bonddrähte, um die Induktivität selbiger klein zu halten. Zudem sollte die optimale Einkopplung in die Optik und damit in die Faser durch eine passende Positionierung vereinfacht werden, was sich in der Praxis allerdings als recht schwierig herausstellen sollte (siehe Abschnitt 5.5).

Zur Beschaltung der Dioden: An der Beschaltung der ICs gibt es nur geringe Änderungen. So wird die Detektionsschwelle des Limiting Amplifiers auf ca. 6 mV gesetzt (Hysterese um dauerndes Ein- und Ausschalten an der Detektionsgrenze zu verhindern: Einschalten des Limiting Amplifiers ab ca. 8,5 mV, Ausschalten unter 6 mV).

Da auf der Senderseite der VCSEL als einzelner Chip verbaut wird und keine Monitordiode vorgesehen ist, kann auch auf die optionale Beschaltung zur Regelung der Sendeleistung verzichtet werden. Der VCSEL-Strom wird gegenüber dem Transceiver aus diskreten Bauteile etwas erhöht und auf 7,3 mA Biasstrom, der mit 7,7 mA_{pp} moduliert wird, eingestellt. Damit steigt die mittlere Sendeleistung des VCSELs von ca. 1,2 mW auf ca. 1,6 mW.

Der Versorgungsteil besteht wieder aus einem Festspannungsregler MCP1702 (3,3 V) im SOT-89-Gehäuse, welches ausgewählt wird, um eine ausreichende Abfuhr der Verlustwärme zu gewährleisten. Die einzelnen Bereiche auf der Platine sind über Induktivitäten und Blockkondensatoren entkoppelt.

¹ RSSI: Recieved Signal Strength Indication

5.3.2 Auswahl der Elemente zur Entkopplung

Für eine Bitrate von 2,7 GBit/s, die mit ON/OFF-Keying übertragen werden, wird eine Bandbreite von zumindest 1,35 GHz benötigt (im Basisband: von reiner Gleichspannung als *Code* für ein Bitmuster, das ausschließlich aus gleichen Symbolen besteht, bis zur Grundwelle eines 1,35 GHz-Rechtecksignals für ein alternierendes Bitmuster und damit jeweils unterschiedlichen Symbolen als höchstmögliche Grundwelle des Bitmusters). Um die Übertragungsqualität und -sicherheit zu erhöhen, sollte die Schaltung auf eine etwas höhere Bandbreite ausgelegt werden. So sind die 3-dB-Bandbreiten der aktiven Bauelemente meist auf ca. 80% der maximalen spezifizierten Bitrate gelegt, was bei 2,7 GBit/s ca. 2,2 GHz entspricht. Somit sollte auch der Rest der Schaltung auf eine Bandbreite von ca. 2 GHz ausgelegt werden. Zum nötigen Signal-Rausch-Verhältnis (SNR): Nach dem Shannon-Hartley-Gesetz ergibt sich für ein Verhältnis von Symbolrate/Bandbreite von 1,25 bei einem AWGN-Kanal² ein für die Übertragung nötiges SNR von 1,4 dB.

Selbst für die Annahme idealer Rechteckpulse als Signalform für ein einzelnes Bit beträgt der Energieanteil einer Spektrallinie jenseits von 2 GHz weniger als 10% der Energie einer Spektrallinie bei einer niedrigen Frequenz (siehe Abb. 5.4; um das Spektrum direkt mit dem Impedanzverlauf anderer Komponenten vergleichen zu können, ist die Frequenzachse hier logarithmisch dargestellt). Der gesamte Anteil der Spektrallinien über 2 GHz summiert sich für ein zufälliges Bitmuster nur auf etwa 10% der Signalenergie³. Der Anteil unter 100 MHz beträgt ebenfalls etwa 10% der gesamten Signalenergie. Die tatsächliche Signalform im System ist darüber hinaus selbstverständlich bandbegrenzt und weist daher keine ideale Rechteckform auf, was bedeutet, dass der Anteil der Signalenergie zwischen 100 MHz und 2 GHz im realen Signal noch höher ist. Als beliebtes Testsignal für ein 8B/10B-codiertes Signal, wie es hier empfohlen wird, dient eine so genannte Pseudo Random Bit Sequence (PRBS). Bei diesem Testmuster wird, für eine gegebene Wortlänge, ein gewisser Anteil der möglichen Wörter ausgewählt und übertragen. So besteht ein PRBS $2^7 - 1$ -Bitmuster aus 127 ständig wiederholten Bits, wobei die längste mögliche gleiche Bitfolge eine Länge von 7 Bit besitzt. Da bei einer 8B/10B-Codierung die Anzahl an gleichen, hintereinanderfolgenden Bits normalerweise auf 5 begrenzt ist, dient ein $2^7 - 1$ PRBS Bitmuster zumeist als Testsignal für Systeme, die eine derartige Codierung verwenden. Somit wird auch das Spektrum eines PRBS $2^7 - 1$ -Bitmusters zur Definition der unteren Grenzfrequenz verwendet. Theoretisch existiert keine untere Grenzfrequenz für ein zufälliges Bitmuster. Tatsächlich ist es allerdings nötig, für eine AC-Kopplung zu sorgen, da die Ein- und Ausgänge der ICs auf definierten und teilweise unterschiedlichen Arbeitspunktspotentialen liegen. Außerdem besitzen auch die ICs eine untere Grenzfrequenz. Unter Berücksichtigung des Spektrums einer PRBS $2^7 - 1$ -Quelle sollte das System auf eine untere Grenzfrequenz von weniger als 50 MHz ausgelegt werden (Gängige Schätzwerte für die Bandbreite eines 8B/10B-Codierten Bitmusters mit ON/OFF-Keying: Obere Grenzfrequenz: ca. 75% der Bitfrequenz; untere Grenzfrequenz: etwa 1/10 bis 1/20 der Bitfrequenz). Damit würden sich Induktivitäten im Bereich von 470 nH bis 1 μ H (bei der Baugröße 0805) am besten eignen.

Je nach Anwendungszweck kann sowohl der optimale Induktivitätswert, als auch die verwendete Baugröße variieren:

- Bei den Induktivitäten, die zur Entkopplung der Versorgungsspannung verwendet werden, ist neben dem Frequenzverhalten auch auf den maximal zulässigen Strom zu achten. Das heißt, dass unter Umständen eine größere Baugröße als 0805 benötigt wird.
- Es ist zu entscheiden, ob einer möglichst geringen Rückwirkung der Beschaltung auf ein Signal oder einer möglichst effektiven Blockierung des Signals der Vorrang gegeben wird.
- Die Platzierung in der Schaltung ist ebenfalls von Bedeutung: Ob eine Spule in Serie oder gegen Masse geschaltet wird, hat deutlichen Einfluss auf die Resonanzfrequenz (siehe unter 3.4.2).

² AWGN: additive white gaussian noise

³ Bestimmung über kumulative Summe der Spektrallinien bzw. Integration über die spektrale Leistungsdichte

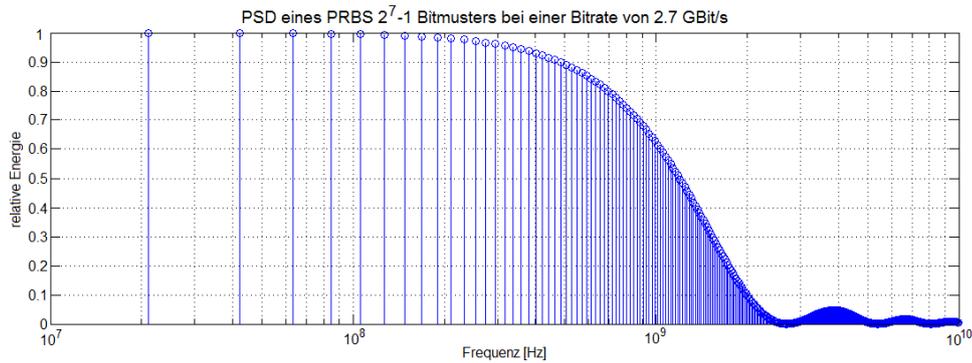


Abbildung 5.4: Spektrale Energieverteilung eines 8B/10B-Codierten Signals (Berechnet für ein ideales Rechtecksignal).

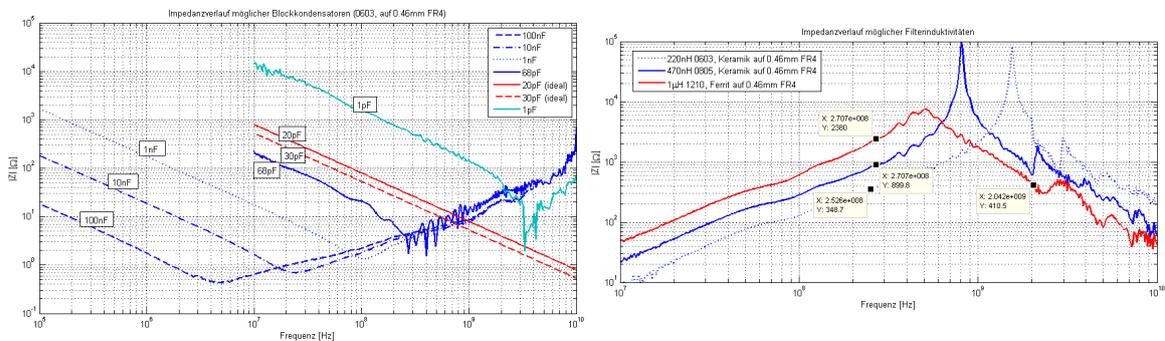


Abbildung 5.5: Impedanzen verschiedener Kondensatoren und Spulen auf FR4

Damit ergeben sich folgende optimalen Werte für die verwendeten Entkopplungselemente:

Induktivitäten zur Entkopplung der Versorgung: Stromtragfähigkeit im Bereich von 100 mA; Induktivität: 330 - 680 nH.

Da die Treiber-ICs maximale Bitraten von 3,2 bzw. 4,25 GBit/s besitzen und gleichzeitig Pegel in der Größenordnung von 1 V schalten, kann davon ausgegangen werden, dass diese die Hauptquellen für HF-Transienten darstellen. Obwohl die Versorgungspins möglichst gut mittels Blockkondensatoren abgeblockt werden, ist es nötig den verbleibenden Anteil mittels Serieninduktivitäten von anderen Schaltungsteilen fernzuhalten. Da die niederfrequenten Anteile hauptsächlich von den Kondensatoren kurzgeschlossen werden (Impedanz bei 100 MHz: 100 nF-Kondensator: $\approx 2 \Omega$, 470 nF-Spule: $\approx 300 \Omega$, siehe Abb. 5.5), ist das Hauptaugenmerk bei der Dimensionierung auf die HF-Anteile im GHz-Bereich zu legen.

Induktivitäten zur Spannungsversorgung via Signalleitungen: Stromtragfähigkeit ca. 200 mA, bei Parallelschaltung entsprechend weniger; Induktivität: etwa 1 μH bei der Baugröße 0805.

Diese Induktivitäten liegen zwischen einer Signalleitung und der für Hochfrequenz wie GND wirkenden Versorgung, d.h. es ist ein Kompromiss zwischen Filterwirkung und Rückwirkung auf das Signal zu finden. Während die Filterwirkung einfach mittels Blockkondensatoren verbessert werden könnte (wie beim obigen Punkt), ist dies für die Rückwirkung auf das Signal nicht möglich. Deshalb

sollte eine Spule gewählt werden, die möglichst den gesamten Frequenzbereich der zu übertragenden Daten sperrt. Dabei ist zu beachten, dass die Spule im HF-Bereich gegen GND geschaltet ist, d.h. sich die Resonanzfrequenz gegenüber einer in Serie geschalteten deutlich erniedrigt. Somit muss der Induktivitätswert gegebenenfalls abgesenkt werden, um den Bereich maximaler Impedanz im gewünschten Frequenzbereich zu halten. Dabei ist allerdings auch auf den Betrag der Impedanz zu achten, damit die Rückwirkung auf das Signal gering gehalten werden kann! Deshalb sollte eine Spule mit geringer Güte und einer Induktivität von etwa $1\ \mu\text{H}$ bei der Baugröße 0805 gewählt werden. Um die auftretenden Leckströme durch die Spule auf die Versorgungsplanes zu minimieren, ist trotzdem ein Blockkondensator direkt neben der Spule empfehlenswert. Für den gewünschten Frequenzbereich sollte für diesen Kondensator ein Wert von zumindest $68\ \text{pF}$ gewählt werden.

Induktivität zur Einkopplung des VCSEL-Biasstroms: Für diese Induktivität gilt das selbe wie beim vorigen Punkt, bis auf die geringere notwendige Stromtragfähigkeit von nur wenigen mA. Deshalb kann hier auf eine geringere Baugröße zurückgegriffen werden, was für den Bereich in der Nähe des ungehäusten VCSELS vorteilhaft ist.

Kondensatoren zur DC-Entkopplung auf den Signalleitungen: Kapazität ca. $100\ \text{nF}$.
Diese Kondensatoren dienen zum Abblocken von Gleichspannung bzw. Niederfrequenz auf den Signalleitungen. Da sich die Eingänge der Treiber-ICs auf einen bestimmten Arbeitspunkt einstellen müssen, gelangen die übertragenen Daten nur über eine AC-Kopplung in die Eingangsstufe. Da diese AC-Kopplung auf jeden Fall nötig ist, ist der zusätzliche Eingriff durch eine Spannungsversorgung über die Signalleitungen klein. Wie in Abb. 5.5 deutlich wird, ist es außerdem jenseits der bei einer Bitrate von $2,7\ \text{Gbit/s}$ praktisch immer überschrittenen Resonanzfrequenz der Kondensatoren recht gleichgültig welcher Kapazitätswert verwendet wird. Impedanzen zwischen $2\ \Omega$ und $20\ \Omega$ sind noch nicht allzu störend für das zu übertragende Signal.

Abblockkondensatoren: Kapazität ca. $10 - 100\ \text{nF}$.
Diese Werte werden dem Datenblatt der jeweiligen Bauteile entnommen. Wie aus Abb. 5.5 entnommen werden kann, verringert das Parallelschalten weiterer Kondensatoren zwar die Impedanz, allerdings spielt der gewählte Wert, sofern die gleiche Bauform verwendet wird, jenseits der Resonanzfrequenz nur eine untergeordnete Rolle. Weiters ist ersichtlich, dass ab etwa $1\ \text{GHz}$ die Kapazität der Ground-Planes selbst mit ca. $20 - 30\ \text{pF}$ die dominierende Abblockkapazität darstellt. Weitere Kondensatoren zur Spannungsabstützung befinden sich in der Nähe der Treiber-ICs.

5.4 Design der Signalleitungen

Bei der angefertigten Platine werden je nach Bedarf verschiedene Signalleitungen verwendet (siehe Abb. 5.6): Kantengekoppelte Koplanare Stripline, Kantengekoppelte 'Grounded Coplanar'-Strukturen, Einfache 'Grounded Coplanar'-Strukturen.

Kantengekoppelte Koplanare Stripline (mit Offset): Eine Layout-Empfehlung für den verwendeten Steckverbinder sieht die Anbindung der beiden differentiellen Paare als Stripline auf jeweils verschiedenen Layers der Platine vor. Der Vorteil einer solchen Anordnung besteht darin, dass diese durch oben, unten und seitlich liegende Masseflächen komplett von der Umgebung abgeschirmt ist (vgl. Abb. 5.6 (1)). Da mit dem verwendeten Steckverbinder zwei differentielle Paare auf die Platine geführt werden können, sollten, um das Übersprechen zu minimieren, auch diese beiden Paare möglichst gut voneinander entkoppelt werden. Dazu werden die beiden, auf unterschiedlichen

Ebenen liegenden differentiellen Paare, bereits nach einer kurzen Strecke auf der Platine soweit seitlich versetzt, dass auch diese durch Masseflächen vollkommen voneinander getrennt sind. Nachteilig ist an dieser Anordnung der Bedarf von mindestens 4 Layers und der vergleichsweise hohe Platzbedarf, sowie die Unmöglichkeit, Bauteile auf eine derartige Leitung zu platzieren.

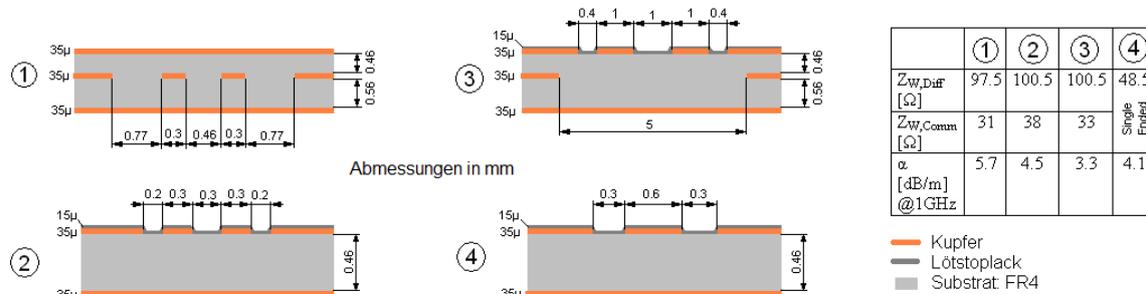


Abbildung 5.6: Verwendete Leitungstypen: (1) Diff. Stripline; (2),(3),(4) Grounded Coplanar

Kantengekoppelte 'Grounded Coplanar'-Strukturen (mit Lötstopplack überzogen): Diese Leitungsvariante für ein differentielles Paar ist immer noch recht gut geschirmt, da der größte Anteil des Feldes entweder zwischen Leitung und Ground-Plate bzw. zwischen Leitung und den nur knapp danebenliegenden Masseflächen verbleibt. Somit gibt es nur ein geringes Streufeld nach außen, was aufgrund der Reziprozität passiver Strukturen bedeutet, dass auch externe Felder nur einen geringen Einfluss auf die Leitungen haben. Diese Leitungen werden dort verwendet, wo entweder Bauteile mit der Leitung verbunden werden sollen, oder sich Testpads zu Messzwecken befinden. Die Ausführung dieser Leitungen ist von weiteren Gegebenheiten abhängig: Die Leitungsabschnitte zwischen den ICs sind so dimensioniert, dass diese einfach an die Pins geführt werden können (Abb. 5.6 (2)). Diese Dimensionierung ist außerdem recht platzsparend für eine Grounded Coplanar-Leitung, wobei sich entsprechend schwache Streufelder ausbilden. Weitere Leitungsabschnitte sind so ausgeführt, dass zwar SMD-Bauelemente auf der Leitung platziert werden können, diese Leitung aber immer noch näherungsweise $100\ \Omega$ differentielle Impedanz besitzt (Abb. 5.6 (3)). Der Übergang zwischen den verschiedenen Leitungsstücken wird durch diverse Massefreistellungen näherungsweise auf konstanter Impedanz gehalten, wobei allerdings zu beachten ist, dass alleine durch die Fertigungstoleranzen auf FR4 die Impedanz nur auf ca. 10% genau eingehalten werden kann (Angabe laut Design Rules des Platinenherstellers (Andus, I3.1) Release vom 01. 10. 2008).

Einfache 'Grounded Coplanar'-Strukturen: Diese Single-Ended-Leitung überträgt das modulierte Signal vom Treiber zum VCSEL (Abb. 5.6 (4)). Diese Leitung ist aber nun auf einen Wellenwiderstand von $50\ \Omega$ dimensioniert.

Weitere Daten in Abb. 5.6: Ungefähre Leitungsparameter aus der Simulation der jeweiligen Struktur. Da die Impedanz einer Leitung ohne besonderen Aufwand nur mit einer Toleranz von etwa 10% (Angabe Platinenhersteller) eingehalten werden kann, wird auch die Simulation nur mit einer Genauigkeit von 2% durchgeführt. Auf mögliche Maßnahmen zur Verringerung der Toleranz, wie eine möglichst breite Ausführung der Leiterbahnen (die absoluten Fertigungstoleranzen wirken sich hier weniger stark aus), wird aus Platzgründen verzichtet. Näherungsweise besitzen die Leitungen allerdings den Sollwert von $100\ \Omega$ differentieller bzw. $50\ \Omega$ Single-Ended-Impedanz. Da die Leitungen rein im differentiellen Modus betrieben werden, ist die Impedanz im Common-Mode-Betrieb ($Z_{W,comm}$) kaum von Bedeutung. Die Dämpfung α bei 1 GHz zeigt, dass es zwar deutliche Verluste auf

längeren Strecken gibt, allerdings können diese bei Leitungslängen im Bereich von 10 - 20 mm getrost vernachlässigt werden. Als Basis für die Simulation werden neben den Abmessungen folgende Daten vom Hersteller der Platinen verwendet: FR4: $\epsilon_r \approx 4,5|_{1\text{GHz}}$, $\tan \delta \approx 0,017$; Lötstoplack: $\epsilon_r \approx 4,2$ als grober Schätzwert.

Bei der Verwendung von differentiellen Paaren wird weiters möglichst exakt darauf geachtet, dass die Einzelleiter gleich lang sind. Unterschiedliche Längen führen zu einem *Skew*, also zu einer Phasenverschiebung zwischen positivem und negativem Kanal, welcher bei den Umschaltzeitpunkten zwischen den Bits zu einem undefinierten Zustand führen kann. Der Skew ist dabei sowohl vom Längenunterschied als auch von der Ausbreitungsgeschwindigkeit auf der Leitung und damit vom ϵ_r (Verkürzungsfaktor) des Substrates abhängig. Kann der Skew bei Übertragungsraten von einigen 100 MBit/s nahezu vernachlässigt werden, so ist bei einer Übertragungsrate im GBit/s-Bereich bereits deutlich besser darauf zu achten, dass die Einzelleiter eines Paares exakt die gleiche Länge haben.

Als Beispiel: Längendifferenz 1 mm, Material FR4

$$\Delta L = 1 \text{ mm}, \quad \epsilon_r = 4,4 \quad \rightarrow \quad v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}; \quad \tau = \frac{\Delta L}{v_p} = 7 \text{ ps} \quad (5.1)$$

Die Dauer eines Bits bei 500 MBit/s entspricht 2000 ps; ein Bit bei 10 GBit/s dauert nur mehr 100 ps. Daraus folgt: Bei einer Übertragungsrate von 10 GBit/s entsteht alleine durch unterschiedliche Leitungslängen bereits ein merkbarer Fehler.

5.5 Einkopplung des optischen Signals

Wie bereits in Abschnitt 3.1 erwähnt, besitzt der verwendete VCSEL eine Strahldivergenz von ca. 25° ($1/e^2$ -Kegel), wobei die Abstrahlung bei höherer Strahlungsleistung entlang eines Kegelmantels erfolgt (vgl. Abb. 3.2b, Seite 15).

Um also ein Maximum an Leistung in die Faser einkoppeln zu können, kann man nun beispielsweise die Faserstirnfläche möglichst nahe an die aktive Fläche des VCSELs platzieren, wobei die Strahlen mit der maximalen Intensität auch nahezu an der Stelle des maximalen Akzeptanzwinkels der Faser eintreten.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, mit einem Taper an die Faser anzukoppeln [36, Kap.13, p451]. Eine dritte Möglichkeit zur Einkopplung besteht darin, mittels einer Optik auf die Faser zu fokussieren. Als optische Komponenten sind Kugellinsen aufgrund ihrer praktischen Handhabbarkeit (Kugellinsen können nicht verkippt montiert werden) für einen konzentrischen Aufbau hervorragend geeignet. So können diese einfach in eine abgestufte Bohrung gepresst werden. Allerdings ist es nötig, auch die Halterungen für die Optik exakt zu fertigen. Mit Hilfe einer Optik kann auch die Divergenz des Strahlenbündels verringert werden, sodass trotz der Abstrahlcharakteristik des VCSELs die Einkopplung verbessert wird.

Unter den möglichen Varianten mit Kugellinsen kann zwischen einer einzelnen Linse und einem Linsensystem gewählt werden.

Eine Einzellinse ist billiger, da nur eine optische Komponente benötigt wird und somit auch die Konstruktion einer Faseranbindung einfacher gestaltet werden kann. Bei einem System mit *einer* Kugellinse kann bei passenden Positionen der Komponenten fast das gesamte vom VCSEL emittierte Licht in die Faser eingekoppelt werden (siehe Abb. 5.7). Da aufgrund der Kontaktierung der Dioden mittels Bonddraht über der Diode etwas Platz benötigt wird, sollte als Material für die Kugellinse ein Glas mit niedrigem Brechungsindex gewählt werden, um den Abstand zwischen Brennpunkt und

Linsenoberfläche groß genug zu halten. Als gut geeignet erweist sich das Material N-BK7 mit einem Brechungsindex von 1,510 bei einer Wellenlänge von 850 nm (Laut Datenblatt des Herstellers: [1]). Für eine optimal positionierte Faser und eine Kugellinse mit 1 mm Durchmesser hat der Toleranzbereich des VCSELs für eine vollständige Einkopplung in die Faser die Form eines Doppelkegels mit einer Höhe von $70\ \mu\text{m}$ und einem Durchmesser von $12\ \mu\text{m}$ (siehe Abb. 5.8). Abweichungen in Längsrichtung verschieben den optimalen Einkopplungspunkt entsprechend der Abbildungsgleichung $\frac{1}{g} + \frac{1}{b} = \frac{1}{f}$ (mit g ... Gegenstandsweite, b ... Bildweite und f ... Brennweite) in Längsrichtung, die relativ leicht mittels einer passenden Halterung kompensiert werden kann. Laterale Abweichungen wirken sich dagegen erheblich aus (vgl. Durchmesser des Toleranzdoppelkegels in Abb. 5.8). Bei Kugellinsen mit mehr als 1 mm Durchmesser und einer entsprechend großen Brennweite wird entweder die sphärische Aberration so groß, dass ein signifikanter Anteil des Lichts verloren geht, oder der Strahlpfad wird zu lang für einen brauchbaren Steckverbinder.

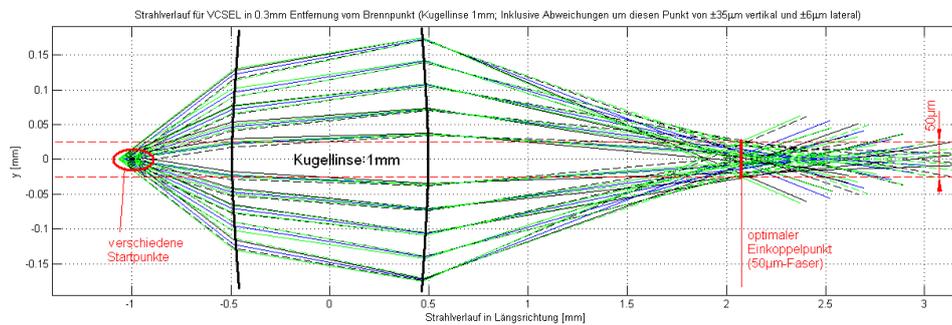


Abbildung 5.7: Fasereinkopplung mittels einer einzelnen Kugellinse

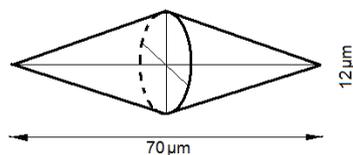


Abbildung 5.8: Toleranzbereich für die die Position der Kugellinse relativ zum VCSEL

Mittels eines Linsensystems (siehe Abb. 5.9) kann, allerdings nur über einen etwas höheren Aufwand, ein System ähnlich jenem von bereits existierenden Kupplungen (Linsenstecker) konstruiert werden. Durch die Verwendung zweier Kugellinsen unterschiedlichen Materials oder mit unterschiedlichen Durchmessern kann der Divergenzwinkel des VCSELs ebenso verringert werden, wobei auch die sphärische Aberration recht gering bleibt:

Wird das System so ausgelegt, dass die erste, d.h. der Diode näher liegende, Linse eine kürzere Brennweite besitzt, also entweder der Durchmesser kleiner, oder der Brechungsindex größer als jener der zweiten Linse ist ($f = \frac{nD}{4(n-1)}$ [29, Glg. 5.19]), so verringert sich die Strahldivergenz entsprechend. Die erste, kleinere Kugellinse wird so platziert, dass die Lichtquelle oder Photodiode im Brennpunkt der Linse liegt. Das austretende Strahlenbündel ist somit grob kollimiert (aufgrund der sphärischen Aberration nicht ideal). Dieses Strahlenbündel tritt nun in die größere Kugellinse ein und sammelt

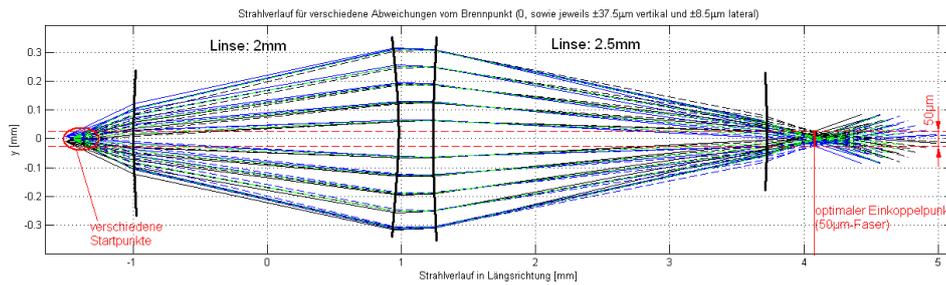


Abbildung 5.9: Fasereinkopplung mittels Linsensystem

sich, in Umkehrung der Verhältnisse bei der kleinen Kugellinse, wieder im Brennpunkt. Da der Brennpunkt bei einer größeren Kugellinse allerdings weiter vom Kugelzentrum entfernt liegt ($f = \frac{nD}{4(n-1)}$), verringert sich somit der Austrittswinkel aus dem Linsensystem. Eine gewisse sphärische Aberration kann zwar nicht vermieden werden, da der Eintrittskegel in die Linse immerhin eine Ausdehnung von ca. 0,3 mm hat. Allerdings ist die Auswirkung dieser sphärischen Aberration gering, obwohl die einfachen Linsengleichungen streng genommen nur für Strahlen gelten, die so nahe an der optischen Achse liegen, dass die Linsenkrümmung noch vernachlässigt werden kann.

Weiters kann der Abstand zwischen den beiden Linsen aufgrund der nahezu parallelen Strahlgeometrie in diesem Bereich ohne Qualitätsverlust etwas variieren. Eine derartige Konstruktion, auch *Linsenstecker* oder *Expanded Beam Technologie* genannt, eignet sich also, solange es zu keiner Verkippung kommt, hervorragend für eine Steckverbindung, da sich Staubkörner oder lokale Verunreinigungen aufgrund des größeren Strahldurchmessers an der Verbindungsstelle entsprechend geringer auswirken. Somit werden solche Linsenstecker häufig in Bereichen mit höheren Anforderungen wie Broadcast (z.B. Fernsehkameras für Außenanwendungen), im militärischen oder industriellen Bereich benutzt. Bei einer Verbindung zwischen Komponenten mit der gleichen numerischen Apertur (d.h. gleicher Akzeptanzwinkel) sollte auf jeder Seite die gleiche Kugellinse verwendet werden. Damit bleibt der maximale Strahlwinkel konstant. Aus fertigungstechnischen Gründen werden für derartigen Konstruktionen Kugellinsen verwendet, bei denen der Brennpunkt annähernd auf der Linsenoberfläche liegt (Brechungsindex $n = 2$). Dadurch muss beispielsweise eine Glasfaser 'nur' lateral exakt positioniert werden und kann die Linsenoberfläche fast berühren. Für den Einkopplung von den Dioden wird allerdings ein verhältnismäßig großer Abstand benötigt, da sich der Bonddraht maximal einige $100 \mu\text{m}$ über die Diode biegt. Deshalb wird als kleinstmögliche erste Linse eine 2 mm Kugellinse aus N-BK7 gewählt. Da die Strahldivergenz auch noch verringert werden soll, muss die Brennweite der zweiten Kugellinse größer sein. Als Kompromiss aus maximaler Linsengröße (2,5 mm, entsprechend der Ferrule der Glasfaserleitung) und gewünschtem Strahlwinkel wird eine Kugellinse mit 2,5 mm Durchmesser aus N-BK7 gewählt. Ein Nachteil ist allerdings, dass die Positionen der Linsen zur Quelle bzw. Senke sowie zur Faser sehr exakt justiert werden müssen und aufgrund der Verwendung von N-BK7 anstelle eines anderen Materials für die zweite Linse auch der Abstand zweite Linse - Faser einzuhalten ist. Bei der gewählten Konfiguration mit einer 2 mm und einer 2,5 mm-Linse aus N-BK7 für eine optimal platzierte Faser (Toleranz 0) ist der Toleranzbereich für die Platzierung der Dioden ein Doppelkegel mit einer Höhe von $75 \mu\text{m}$ sowie einem Radius von $17 \mu\text{m}$ und somit etwas größer als bei der Verwendung einer Einzellinse (vgl. Abb. 5.8).

6 Vergleich der Ergebnisse

Es werden drei verschiedene Systeme evaluiert und teilweise modelliert. Obwohl diese drei Systeme mit gänzlich unterschiedlichen Bitraten und Fasereinkopplungen arbeiten, soll im Folgenden trotzdem versucht werden, die Eigenschaften einer jeden Transceiverschaltung zu bestimmen, sowie diese mit den anderen zu vergleichen. Neben den beiden Eigenentwicklungen *Transceiverschaltung mit diskreten Bauteilen* (Kap. 4) und *Transceiverschaltung mit ungehäusten Bauteilen* (Kap. 5) wird auch noch eine Übertragungsstrecke von einem externen Hersteller (siehe Abschnitt 6.1) für den Vergleich herangezogen.

Zuerst wird auf die wichtigsten elektrischen Charakteristika eingegangen, in weiterer Folge auf die verschiedenen Möglichkeiten zur optischen Einkopplung und dabei auftretenden Effekten. Schließlich werden Augendiagramme der verschiedenen Konfigurationen, als sehr anschauliche Möglichkeit die Systemperformance darzustellen, gezeigt und bewertet.

6.1 Übertragungsstrecke mit vollständig integrierten Verstärkerstufen

Bei dieser Übertragungsstrecke wird ein von der Firma IPtronics¹ bereitgestelltes Evaluation Board verwendet (siehe Referenz-Design: [15]). Dieser Versuchsaufbau ist nur als einfache Übertragungsstrecke ausgeführt, da ein verwendetes Evaluation Board entweder als Sender- oder als Empfängerboard aufgebaut ist (siehe Abb. 6.1a). Eine bidirektionale Übertragung (Transceiver: Transmitter-Receiver) ist hier nicht möglich! Das Herzstück eines derartigen Boards ist ein integrierter VCSEL-Treiber bzw. Transimpedanzverstärker, mit dem die Dioden direkt per Bonddraht verbunden werden (siehe Abb. 6.2a&b). Auf jedem Chip befinden sich vier Treiber bzw. TIAs für Übertragungsraten von 10 GBit/s. Einstellungen wie Biasstrom, Modulationsamplitude, Peaking und dergleichen können über eine SPI-Schnittstelle per Software für jeden Kanal separat eingestellt werden. Außer diversen Abblockkondensatoren zur Filterung der Spannungsversorgung sowie zum Blockieren von Gleichspannung auf den Signalleitungen sowie einem Limiting Amplifier am Ausgang des TIA werden keine weiteren Bauteile benötigt. Die Sende-/Empfangsdioden befinden sich mit einem Abstand von 250 μm in einer Zeile, um eine direkte Einkopplung in ein Faserbündel zu ermöglichen und somit Daten auf vier parallelen Kanälen mit je 10 GBit/s zu übertragen.

Das Evaluation Board ist aus diesem Grund nur mit wenigen Bauteilen bestückt. Die Signalleitungen sind als impedanzkontrollierte Leitungen ausgeführt: Obwohl auf der elektrischen Seite differentielle Signale übertragen werden, sind die Leitungen aus fertigungstechnischen Gründen nicht als gekoppelte Leitung, sondern als Einzelleiter mit je 50 Ω Impedanz (entspricht einer Impedanz von 100 Ω im differentiellen Betrieb) ausgeführt. Da das Substrat (RO4450) nur eine Dicke von 100 μm besitzt, wirkt eine Leitung trotz des geringen Abstands von 0,2 mm zur Massefläche auf dem selben Layer wie eine einfache Microstripleitung. Das heißt, auch wenn die Leitung vergleichbar einer Grounded-Coplanar-Leitung ausgeführt ist und daher vergleichbare Störsicherheit besitzt, dominiert der Feldanteil zwischen Layer 2 (GND) und der Signalleitung, wodurch für die Berechnung der Impedanz die Formel für eine Microstripleitung gültig wird. Nichtsdestotrotz wird die Massefläche auf Layer 1 über Durchkontaktierungen neben den Signalleitungen möglichst gut auf dem gleichen Potential wie die Massefläche auf Layer 2 gehalten. Erst in der Nähe des Chips werden die einzelnen

¹ www.iptronics.com

Leitungen zu einer entsprechend fein strukturierten gekoppelten Microstrip-Leitung zusammengeführt: Die Leiterbahnbreite der Einzelleiter beträgt etwa 0,2 mm, die Leiterbahnbreite und Abstände in der Nähe des ICs betragen nur mehr $60 \mu\text{m}$ (siehe z.B. Fig. 5 in [15])! Dabei wird bis auf die Chip-Ebene auf eine Entkopplung der verschiedenen Kanäle geachtet: Die Microstrip-Leitungen mit je 50Ω werden zwar aus Platzgründen zu einer gekoppelten Leitung mit 100Ω differentiell zusammengeführt, allerdings verbleiben zwischen den verschiedenen differentiellen Leitungen noch Masseleiter zur Trennung der Kanäle. Diese Masseleiter werden ebenso wie die Signalleitungen über Bonddrähte zu Massepads am Chip geführt. Da die Bonddrähte parallel zu den Signalleitern liegen, werden auch die Streufelder in diesem Bereich gegen Masse abgeleitet. Diese Methode wird auf der Treiberplatine und der Empfängerplatine und sowohl im Bereich der Leitungsanbindung als auch bei der Anbindung der VCSELs bzw. PIN-Dioden angewandt.

Eine weiteres Hilfsmittel zur Störungsunterdrückung am Chip ist der Anschluss der Versorgungsspannung mit möglichst niedriger Impedanz. Um diese zu erreichen, wird die Versorgung über sehr viele Bonddrähte geführt.

Da es sich bei dem verwendeten Board um ein Evaluation Board für Testzwecke handelt, findet die Datenübertragung nicht über Standardschnittstellen für optische Transceiver statt. Zur Anbindung des elektrischen Signals werden SMA-Stecker verwendet. Die Einkopplung in die Faser erfolgt typischerweise direkt in eine mittels Manipulator nahe an den Diodenchips platzierte Faser, anstatt einem sonst üblichen Stecker mit Ferrule (siehe eine maßstabsgetreue Skizze in Abb. 6.1b). Da der VCSEL eine Strahldivergenz von etwa 25° aufweist und der Kerndurchmesser der verwendeten Gradientenindexfaser nur $50 \mu\text{m}$ beträgt, muss die Faser sehr nahe an der optisch aktiven Zone des VCSELs (Mesa) positioniert werden.

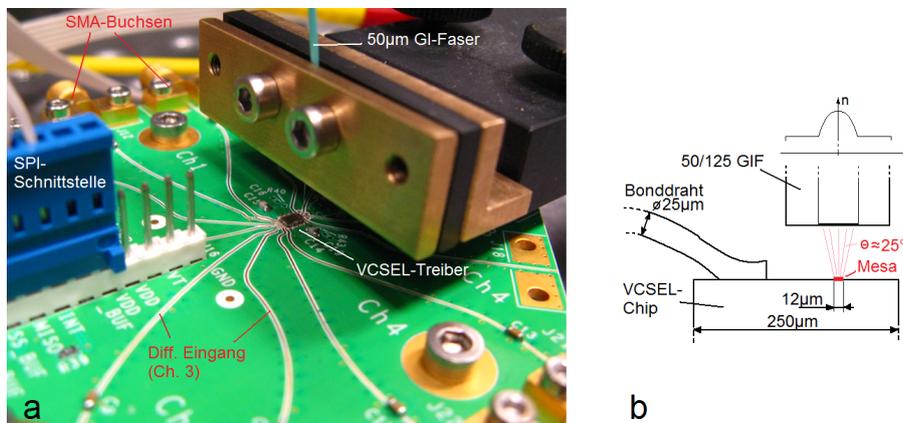


Abbildung 6.1: **a** IPtronics Evaluation-Board (Sender); **b** Direkte Fasereinkopplung (Butt-Coupling)

6.2 Messungen auf den Platinen

Alle verwendeten Schaltungen verwenden Bauelemente, die für die zur Zeit gängigen Standards zur Elektrisch/Optischen Übertragung geeignet sind. Somit können diese Bauelemente für SFP-Transceiver² verwendet werden, die Daten nach dem Gigabit-Ethernet-, Infiniband-, Fibre-Channel- oder SONET-Standard übertragen, da die Signalpegel, Anstiegszeiten und dergleichen vergleichbare Anforderungen an die Hardware stellen. So sollte sich die Signalamplitude für eine korrekte Funktion bei allem drei Transceivern im Bereich zwischen 300 und 800 mV an den elektrischen Schnittstellen befinden.

² Small Form-factor Pluggable, ein Standard für O/E-Transceiver

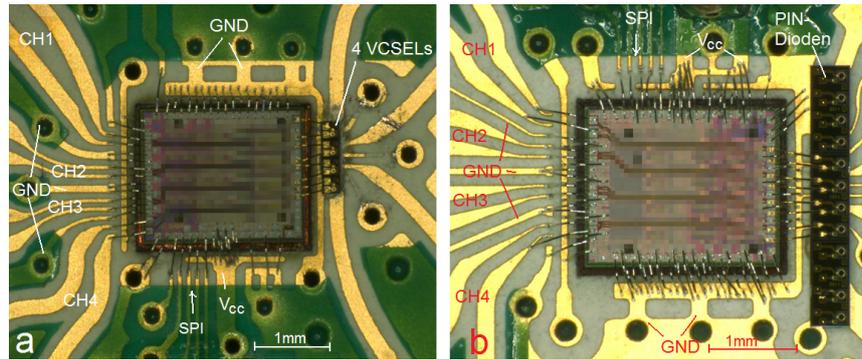


Abbildung 6.2: Integrierte Schaltungen von IPtronics: **a** 4-fach VCSEL-Treiber, **b** 4-fach TIA

Da insbesondere bei SONET-Daten längere Folgen von gleichen Bits auftreten können, sollte der Transceiver auch damit keine Probleme haben. Allerdings sollte das übertragene Bitmuster gleichspannungsfrei sein, nicht zuletzt deshalb, weil alle Ein- und Ausgänge AC-gekoppelt sind. Wichtige Parameter sind aber auch das Übersprechen und, vor allem bei hohen Datenraten, die Anpassung.

In diesem werden die einzelnen Transceiverschaltungen wie folgt bezeichnet:

Diskreter Transceiver: Transceiverschaltung mit diskreten Bauteilen (Kap. 4), maximale Bitrate: 622 MBit/s (limitierender Faktor: TIA)

Teilweise integrierter Transceiver: Transceiverschaltung mit ungehäusten Bauteilen (Kap. 5), maximale Bitrate: 2,7 GBit/s (limitierender Faktor: TIA)

IPtronics Evaluation Boards: Je eine Sende- und eine Empfängerplatine, wobei alle aktiven Komponenten ungehäuste Bauteile sind (vgl. Abschnitt 6.1), maximale Bitrate: 10 GBit/s (limitierender Faktor: Dioden).

Da die verschiedenen Schaltungen für unterschiedliche Bitraten spezifiziert sind, wird auch das Verhalten einer Schaltung jeweils nur bis zu einer Frequenz von etwas mehr als der Bitfrequenz betrachtet.

6.2.1 Anpassung des Signaleingangs

Selbst beim langsamsten Transceiver ist die Datenrate bereits so hoch, dass impedanzkontrollierte Datenleitungen und korrekte Abschlüsse verwendet werden müssen, um Reflexionen an den Ein- und Ausgängen zu vermeiden. Bei der Übertragung eines NRZ-Signals³ liegt die erste Nullstelle des Spektrums bei der übertragenen Datenrate. Die meiste Energie ist in der Hauptkeule bei Frequenzen, die deutlich unter der Bitfrequenz liegen, bereits im Signal enthalten (vgl. Abb. 5.4, p55). Das bedeutet, auch wenn die Reflexionen bei den höheren Ordnungen stärker sind, ist die gesamte reflektierte Energie vergleichsweise klein.

Somit sollte es für eine Bewertung der Anpassung des Eingangs ausreichend sein, wenn der Eingangsreflexionsfaktor, d.h. das differentielle S_{11} , bis zur gewünschten Bitrate ausreichend klein ist.

Beim diskreten Transceiver wird zwar der gleiche VCSEL-Treiber wie bei dem teilweise integrierten Transceiver verwendet, allerdings wird dieser aufgrund der maximalen Bitrate des Transimpedanzverstärkers von 622 MBit/s deutlich unter der maximal möglichen Bitrate betrieben. Somit werden hier

³ Non Return to Zero

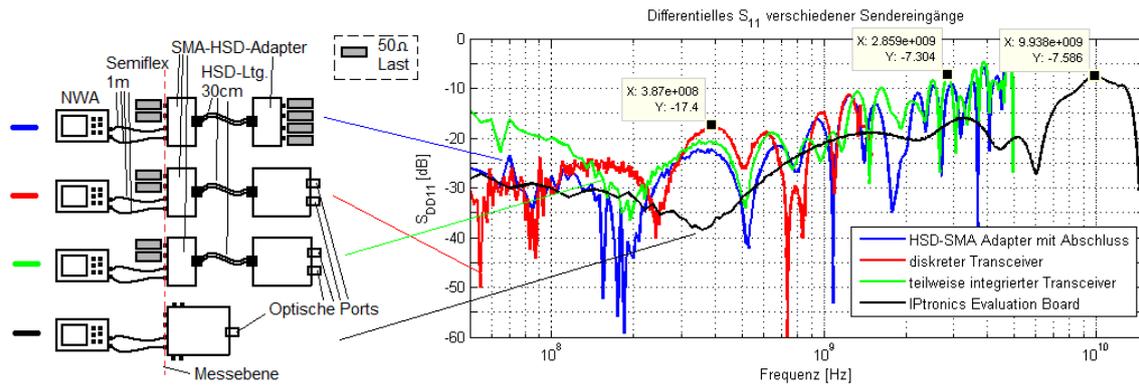


Abbildung 6.3: Eingangsreflexionsfaktor (S_{DD11}) der Senderseiten mit jeweiligem Messaufbau.

Skizze zum Messaufbau: NWA... Netzwerkanalysator; HSD... High Speed Data; rot strichlierte Linie: Messebene; $P_{mess} = -16$ dBm; Ein- und Ausgänge auf der Empfängerseite terminiert.

unterschiedliche Punkte als maximales S_{11} markiert. Da die Signalleitungen als differentielle Paare zur Verwendung kommen, wird hier jeweils nur der differentielle Mode betrachtet. Ein Common-Mode Signal sollte nur mit einer sehr geringen Amplitude auftreten und zudem auch von den aktiven Komponenten unterdrückt werden.

Werden die Messungen an verschiedenen Platinen miteinander verglichen, so fällt auf, dass die beiden Transceiver, bei denen HSD-Leitungen als Datenleitungen verwendet werden, nur einen unwesentlich schlechteren Eingangsreflexionsfaktor als eine mit 50Ω abgeschlossene SMA-HSD-Adapterplatine aufweisen (siehe Abb. 6.3; zum einfacheren Vergleich der verschiedenen Arbeitsbereiche der Schaltungen wird eine logarithmische Frequenzachse gewählt). Ausnahmen sind beim teilweise integrierten Transceiver der Frequenzbereich unter ca. 150 MHz, bei dem sich die Spulen zur Stromversorgung über die Datenleitungen auf die Eingangsimpedanz auswirken, sowie ein Bereich bei Frequenzen von einigen 100 MHz beim diskreten Transceiver, in dem vermutlich ein Platinenstecker die Reflexion etwas erhöht. Das bedeutet, dass sich die Anpassung des Gesamtsystems hauptsächlich über eine Verbesserung der HSD-Übertragungsstrecke verbessern lässt. Ein gewisses Optimierungspotential besteht allerdings auch noch an den Transceivern selbst. Als Detail am Rande: Zufälligerweise sind die Signalleitungen aller drei Platinen offenbar annähernd gleich lang. Das heißt, die Maxima und Minima von S_{DD11} sind annähernd bei der selben Frequenz, wodurch die Graphen gut vergleichbar sind.

Beim IPtronics Evaluation Board bleibt der Eingangsreflexionsfaktor über weite Frequenzbereiche kleiner als -15 dB, um erst bei 10 GHz das Maximum von -7,5 dB zu erreichen. Hier ist allerdings auch zu beachten, dass aufgrund der hohen Frequenz keine HSD-Strecke mehr verwendet werden kann und das differentielle Eingangssignal direkt über zwei Semiflex-Leitungen mit SMA-Steckverbindern zur Senderplatine geführt wird. Somit ist allerdings auch die Messebene direkt an der Platine, wodurch der Vergleich mit den anderen Schaltungen erschwert wird.

6.2.2 Übersprechen

Aufgrund der Tatsache dass sich, wie der Name bereits sagt, bei einem Transceiver sowohl ein Sender als auch ein Empfänger gemeinsam in einer Baugruppe befinden, ist das Übersprechen von Bedeutung. Die Variante, bei der sich ein Sender auf den daneben liegenden Empfänger auswirkt, wird als Übersprechen am *nahen Ende* bezeichnet. Bei Elektrisch/Optischen-Transceivern treten auf der Senderseite

Ströme von einigen mA als VCSEL-Treiberströme auf. Die Photoströme auf der Empfängerseite betragen nur einige $10 \mu A$. Das bedeutet, Sender und Empfänger sollten relativ gut voneinander entkoppelt sein, beziehungsweise das Übersprechen sollte deutlich kleiner als etwa -40 dB (entspricht einem Unterschied von zwei Dekaden zwischen dem Sende- und dem Empfangsstrom) für die Bereiche mit den größten Pegelunterschieden, also der Bereich zwischen dem VCSEL-Treiberausgang und dem TIA-Eingang, sein. Nachdem das empfangene Signal vom TIA auf einen höheren Pegel verstärkt wurde, kann das Übersprechen auch wieder etwas höher sein, ohne dass die Übertragung zu sehr gestört wird. Ein wichtiger Faktor ist allerdings auch die Verteilung der Energie im Spektrum des Datenstroms. So wirkt sich ein Übersprechen der Oberwellen weniger störend aus als bei der Hauptkeule.

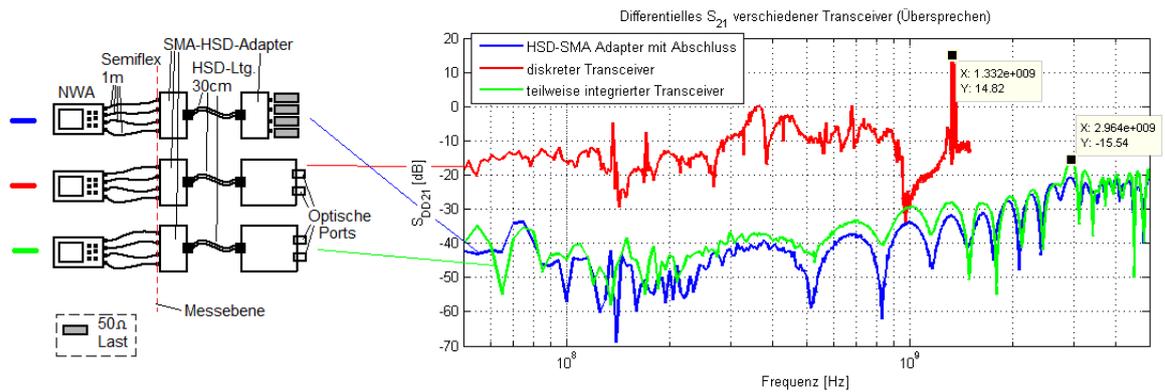


Abbildung 6.4: Übersprechen verschiedener Transceiver im Vergleich zu einer Referenzplatine
Skizze zum Messaufbau: NWA... Netzwerkanalysator; HSD... High Speed Data; rot strichlierte Linie: Messebene; $P_{mess} = -16 \text{ dBm}$; Optische Ein- und Ausgänge abgedeckt.

Wie in Abb. 6.4 ersichtlich ist, ist das Übersprechen des teilweise integrierten Transceivers nur geringfügig höher als jenes einer mit je 50Ω abgeschlossenen SMA-HSD-Adapterplatine. Die Ursache hierfür besteht in den teilweise auf dem obersten Layer geführten Signalleitungen, in die zudem noch Kondensatoren zur kapazitiven Kopplung platziert sind. Das „Übersprechen“ beim diskreten Transceiver ist dagegen viel höher. Die Ursache hierfür ist etwas komplexer: Auch wenn der Eingangspegel des Netzwerkanalysators nur -16 dBm (also 35 mV an 50Ω) beträgt, reicht dies bei deaktiviertem SQUELCH⁴ offenbar aus, um am Treiber-Ausgang ein Signal zu generieren. Je nachdem, wie stark VCSEL und Photodiode nun elektrisch verkoppelt sind, reicht dieses Signal aus, um am TIA-Ausgang und damit auch am Ausgang des Limiting Amplifiers ein geringes Signal zu generieren. Wird nun die Kopplung zwischen VCSEL und Photodiode verbessert, so kann an Limiting Amplifier-Ausgang ein starkes Signal generiert werden, was vom Netzwerkanalysator als „Übersprechen“ mit Werten von über 0 dB (da die Bezugsgröße die Sendeleistung des Netzwerkanalysators ist) dargestellt werden kann (siehe Abb. 6.5).

Beim diskreten Transceiver wird das gemessene Übersprechen sehr stark von äußeren Einflüssen bestimmt, da sowohl VCSEL als auch Photodiode in einem leitenden Gehäuse mit Anschlussdrähten verpackt sind. Durch eine ungünstige Konfiguration des Gehäuses oder der Adapter zur optischen Einkopplung kann das Übersprechen deutlich höher als bei einer optimierten Gehäusekonfiguration sein. Als Beispiel seien die Graphen in Abb. 6.5 gezeigt: Wird an den Transceiver keine Versorgungsspannung angelegt, d.h. die aktiven Bauteile nicht in Betrieb gesetzt, so wird hauptsächlich

⁴ Eingangspin am Treiber zur Steuerung der Rauschunterdrückung mittels einer fixen Schalthysterese; siehe Datenblatt [25]

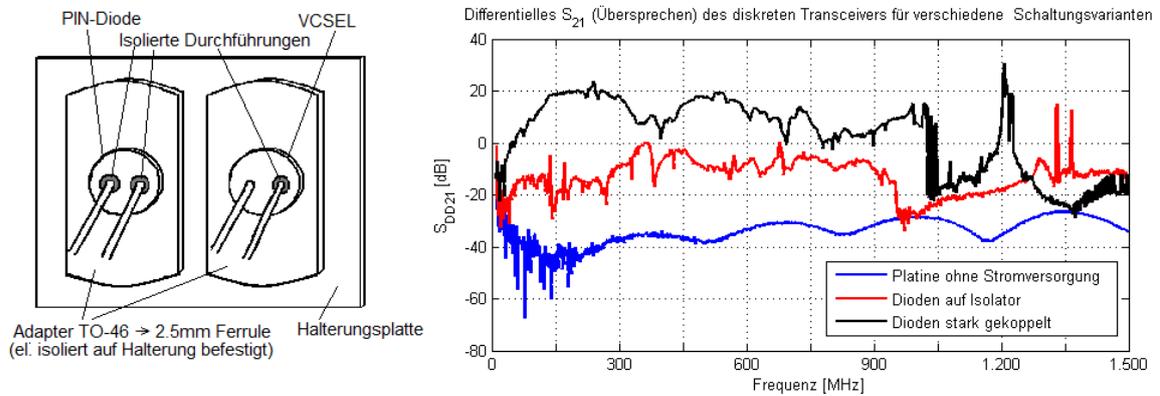


Abbildung 6.5: Übersprechen am diskreten Transceiver für verschiedene Kopplungen der Dioden

Skizze zum Aufbau der optischen Schnittstelle: VCSEL und PIN-Photodiode sind jeweils in einen Adapter zur Ankopplung einer mit einer 2,5 mm-Ferrule konfektionierten Faser gesteckt. Diese Adapter sind (isoliert) auf einer Halterungsplatte montiert, die aus Metall oder einem Isolator gefertigt sein kann. Diese Konfiguration kann eine recht starke kapazitive Kopplung zwischen VCSEL und PIN-Diode zulassen. Messaufbau und Messebene: siehe Abb. 6.4; $P_{mess} = 0\text{dBm}$ (Aussteuerung des Treiberausgangs erwünscht)

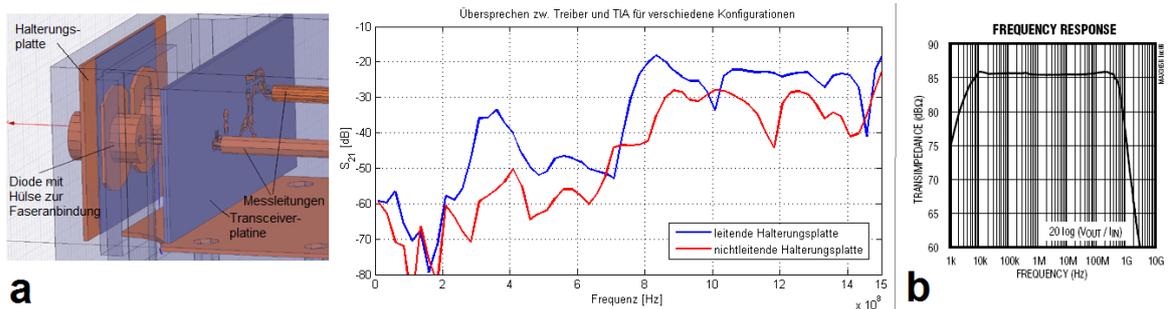


Abbildung 6.6: **a** Übersprechen an den Dioden am diskreten Transceiver; **b** Frequenzgang des TIA MAX3658 [24]

Messparameter: Messebene: Übersprechen von der Position des Treiberausgangs zur Position des TIA-Eingangs; die ICs sind nicht bestückt; Messung mit leitender und nichtleitender Halterungsplatte; $P_{mess} = -16\text{dBm}$

das Übersprechen zwischen den passiven Elementen (Leiterbahnen, Steckverbinder, Kabel, Adapter) gemessen. Dieses liegt bis 1,5 GHz bei etwa -30 dB und ist somit vergleichbar mit jenem des teilweise integrierten Transceivers (vgl. Abb. 6.4). Wird der Transceiver nun mit einer Versorgungsspannung beaufschlagt, so tritt, wie oben erwähnt, ein deutlich höheres „Übersprechen“ zwischen Sende- und Empfangsteil auf. Dabei ist es von Bedeutung, wie stark die Kopplung ist, um einen Effekt am Ausgang des Empfängers auszulösen. Es werden zwei Varianten getestet (Abb. 6.5): Bei der ersten Variante ist die Halterungsplatte ein Isolator. Das heißt, die Kopplung ist nur direkt über die Bauteile und den aufgesteckten Faseranschluss möglich (der Graph dieser Variante ist auch in Abb. 6.4 dargestellt). Bei der zweiten Variante ist die Halterungsplatte leitend, was zu einer stärkeren kapazitiven Kopplung von Sender und Empfänger führt (siehe Messungen mit veränderten Messebenen: Abb. 6.6a). Wichtig ist in diesem Zusammenhang auch, dass das TO-Gehäuse des VCSELs leitend mit der Kathode des VCSELs verbunden und die Verbindung zum Treiber relativ lang ist. Das bedeutet, dass das Potential des Gehäuses nicht möglichst niederohmig auf die Sendermasse geführt ist, sondern dass sich das Gehäusepotential entsprechend der gesendeten Daten verändert. Weiters von Bedeutung ist, dass die Verstärkung des verwendeten Transimpedanzverstärkers ab ca. 500 MHz rapide abnimmt (Verringerung um 20 dB bis 2 GHz, siehe Abb. 6.6b). Hochfrequente Signalanteile, die vom VCSEL zur PIN-Diode übergekoppelt werden, verstärkt der TIA somit nicht mehr, was dem Einbruch des Übersprechens ab ca. 1 GHz erklärt. Unabhängig davon kann allerdings am Transceiverausgang eine Schwingung mit einer Frequenz von ca. 1,2 GHz auftreten, die sich im Diagramm als scharfer Peak mit hoher Amplitude darstellt.

Zusätzlich sei angemerkt, dass die aktiven Bauelemente kaum sinusförmige Ausgangssignale generieren, sondern dafür ausgelegt sind, rechteckförmige Pegel zu generieren. Da ein Netzwerkanalysator allerdings jeweils nur auf einer Frequenz misst, werden alle anderen Frequenzanteile des Ausgangssignals nicht aufgezeichnet. Somit sollten die Diagramme mit dem gemessenen Übersprechen entsprechend vorsichtig interpretiert werden.

Bei den Evaluation Boards von IPtronics ist eine Messung des Übersprechens zwischen Sender- und Empfängerseite nicht möglich, da diese nicht als Transceiver ausgeführt sind. Es gibt ein Evaluation-Board das mit einem VCSEL-Treiber bestückt ist und eines auf dem sich ein Limiting-Amplifier befindet. Das bedeutet, es handelt sich um eine einfache Übertragungsstrecke und nicht um einen Transceiver.

Das Übersprechen zwischen 2 Kanälen ist dagegen einfach messbar: Für eine Gegentaktansteuerung der Leitungen beträgt das Übersprechen zwischen zwei benachbarten Kanälen nur -42 dB bei 11,5 GHz und bis auf einen Bereich mit einer Bandbreite von ca. 1 GHz um diese Frequenz weniger als -50 dB. Da die Pegel auf den verschiedenen Kanälen auch annähernd gleich sein sollten, kann das Kanalübersprechen als praktisch vernachlässigbar angesehen werden.

6.3 Messung der Übertragung

In diesem Abschnitt wird etwas detaillierter auf verschiedene Aspekte der Übertragung von Daten über einen Teil, sowie über eine vollständige Übertragungsstrecke eingegangen. Nach einer kurzen Beschreibung des Verhaltens gegenüber Gleichspannungshaltigen Daten werden insbesondere jene Faktoren diskutiert, die einen Einfluss auf die transmittierte optische Leistung haben.

6.3.1 Übertragung verschiedener Bitmuster

Wird ein Bitstrom übertragen, der nicht Gleichspannungsfrei ist, so können unter Umständen Probleme bei der Übertragung auftreten. Im Folgenden wird gezeigt, dass diese Probleme erst an der Empfängerseite auftreten:

Optisches Signal: Vergleicht man das optische Signal von teilweise integriertem Transceiver und dem Evaluation Board mit dem VCSEL-Treiber mittels eines optischen Tastkopfs, so fällt neben der deutlich geringeren optischen Leistung bei ersterer Schaltung (durch eine unterschiedlich gewählte Einkopplung) auch auf, dass beim IPtronics Evaluation Board kein störender Einschwingvorgang vorhanden ist (vgl. Abb. 6.7). Auch wenn die so messbare Übertragungsrate recht gering ist, zeigt sich, dass beide Senderstufen trotz des hohen DC-Gehalts dieses Bitmusters ein sauberes optisches Signal in die Glasfaser einkoppeln.

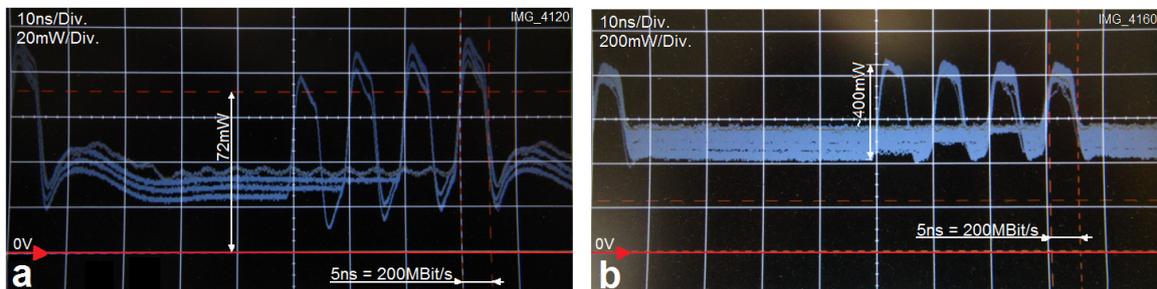


Abbildung 6.7: Opt. Signale für verschiedene DC-haltige Bitmuster: **a** Teilweise integr. Transceiver; **b** IPtronics Eval.-Board (Treiber)

Gesamte Übertragungstrecke: Wie sich schon bei der Charakterisierung des Transimpedanzverstärkers abgezeichnet hat (siehe Abschnitt 3.3.2), können nur näherungsweise gleichanteilfreie Daten übertragen werden (vgl. das Verhalten zweier kurzer Übertragungstrecken in Abb. 6.8; je ein Bitmuster pro Bild ist hervorgehoben). Sobald das Verhältnis von HI-Bits zu LO-Bits zu unausgewogen wird, treten viele Bitfehler auf. Die Ursache hierfür dürfte im Wesentlichen an einem Entscheider im TIA liegen. Ein Vergleich des teilweise integrierten Transceivers mit den Evaluation Boards von IPtronics zeigt zwar, dass der teilweise integrierte Transceiver theoretisch bis zu einem höheren Ungleichgewicht der Bitverteilung noch besser funktioniert, allerdings sind auch hier die Einzelbits so gestört, dass eine zuverlässige Detektion wohl kaum mehr möglich ist. Die Grenze für eine ungestörte Übertragung liegt für alle verwendeten Transceiver also bei einem Verhältnis von HI- zu LO-Bits bzw. auch von LO- zu HI-Bits von ca. 5:3. Bei einem noch größeren Ungleichgewicht (Gleichanteilsgehalt des Signals) steigt die Anzahl der Bitfehler rapide an und es ist keine sichere Übertragung mehr gewährleistet. Somit wird eine Kanalkodierung (wie z.B. 8B/10B-Code) der zu übertragenden Daten dringend empfohlen!

Für Details zu den Ursachen des Versagens der Übertragung sei an dieser Stelle auf die genauere Beschreibung des Transimpedanzverstärkers (Abschnitt 3.3.2, ab Seite 33) verwiesen.

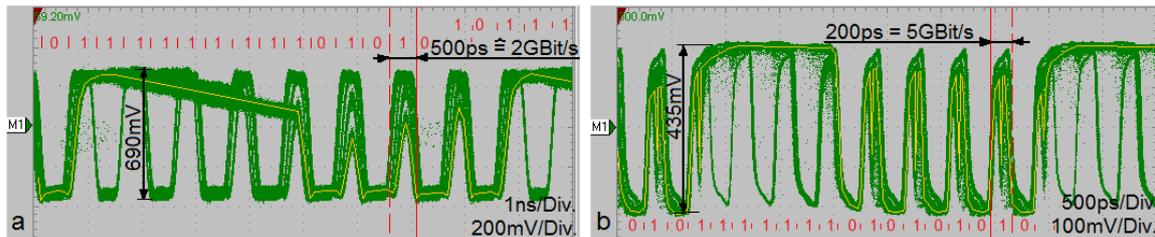


Abbildung 6.8: Strecke mit DC-hältigen Bitmustern für **a** Teilw. integr. Transceiver und **b** IPtronics Eval.-Boards

6.3.2 Optische Signalleistung und Verluste

Bei verschiedenen Versuchen die übertragene Signalleistung zu ermitteln, wird deutlich, dass die optische Leistung in der Faser einen bedeutenden Einfluss auf die Qualität des Übertragungssystems hat. Alle Komponenten, aber insbesondere der TIA, benötigen ein sauberes Eingangssignal, d.h. ein Eingangssignal mit möglichst geringem Jitter, Rauschen, konstante Pegel und einer ausreichend hohen Eingangsamplitude. Während eine zu hohe optische Leistung bei den verwendeten Systemen faktisch nicht auftreten kann, werden bei geringen optischen Leistungen die soeben genannten Eigenschaften verschlechtert. So ist zum Beispiel das (thermische) Rauschen proportional zur Temperatur, wodurch sich bei der selben Schaltung bei gleicher Signalleistung das Signal-Rausch-Verhältnis mit steigender Temperatur verschlechtert. Oder auch anders ausgedrückt: Mit sinkender Signalleistung bei gleicher Temperatur verschlechtert sich das Signal-Rausch-Verhältnis. Dies wiederum wirkt sich auf die anderen Kenndaten des Signals negativ aus. Bildlich kann dies durch eine Verkleinerung des Augendiagramms dargestellt werden (siehe Abb. 3.19 auf Seite 35 und Abb. 3.24 auf Seite 39).

Durch verschiedene Versuche zeigt sich, dass die Hauptschwierigkeit in der Ein- bzw. Auskopplung in die Faser besteht. Weitere Verluste sind im hier gewählten Anwendungsgebiet (Übertragung via Multimodefasern über Strecken im Bereich einiger 100 Meter) von geringerer Bedeutung. So beträgt die Dämpfung der Faser selbst nur etwa 2 dB/km (bei 850 nm) und jede Steckverbindung weist eine Dämpfung von etwa 0,6 dB auf. Das bedeutet aber auch, dass die Dämpfung innerhalb der Faser vernachlässigt werden kann und hier die Dispersion für die Betrachtung der Signalqualität dominiert (vgl. auch Abschnitt 2.1, Seite 4).

Wenn es allerdings gelingt, einen großen Teil der vom VCSEL emittierten Leistung tatsächlich in die Faser einzukoppeln bzw. auf die Photodiode zu fokussieren, ist eine saubere Übertragung gewährleistet. Diese wird auch durch mehrere Steckverbinder oder diverse andere Verluste nur mehr unwesentlich beeinträchtigt.

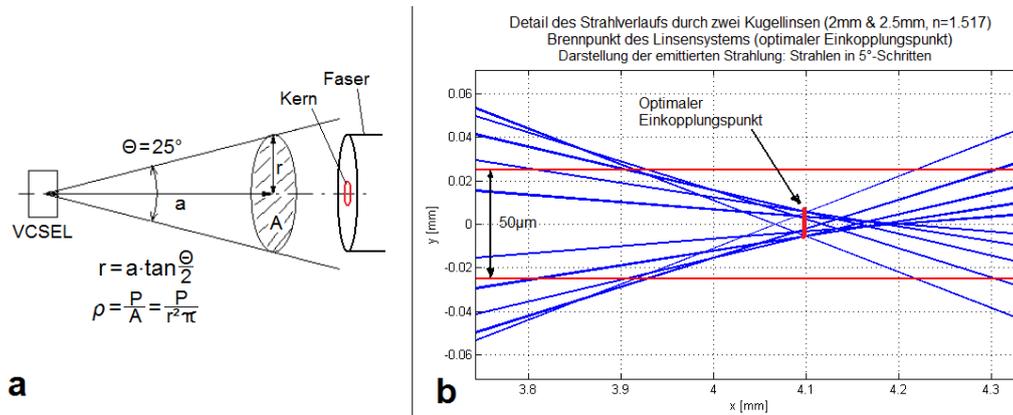
6.3.2.1 Einkopplung

Die bedeutendsten Verluste bei den durchgeführten Experimenten treten bei der Ein- bzw. Auskopplung in/aus der Faser auf. Das Hauptproblem besteht darin, einen Mechanismus zur Einkopplung zu finden, der die Relativpositionen von VCSEL und Faserende reproduzierbar in einem Bereich von einigen μm hält. Nach Möglichkeit sind lösbare Verbindungen zu bevorzugen. VCSELs sind aus Kostengründen zwar die bevorzugten Laserquellen, besitzen allerdings die Nachteile einer recht hohen Strahldivergenz und eines kegelmantelförmigen Abstrahlungsmaximums bei höheren Abstrahlungsleistungen (siehe Abb. 3.2b auf Seite 15). Das bedeutet, für eine Einkopplung des größten Teils der optischen Leistung muss entweder eine Optik verwendet werden, oder die Faser annähernd auf

die aktive Fläche aufgesetzt werden (siehe Abb. 6.1b auf Seite 62). Eine gute Zusammenfassung über übliche Einkopplungsvarianten ist im Buch *Optische Kommunikationstechnik* [36, Kap. 13] dargestellt. Andernfalls verringert sich die eingekoppelte Leistung sehr schnell, da sich die Leistungsdichte des Laserstrahls mit dem Quadrat der Entfernung verringert. Klarerweise erleichtert ein größerer Faserdurchmesser die Einkopplung deutlich. So wird bei der am teilweise integrierten Transceiver verwendeten Einkopplung faktisch das gesamte Licht in eine 200 μm -Stufenindexfaser eingekoppelt (Bezüglich der Verluste: siehe Abschnitt 6.3.2.2, Seite 72), bei der Verwendung einer 50 μm -Gradientenindexfaser wird dagegen nur ein Bruchteil dieses Lichts eingekoppelt: Messungen ergeben, dass bei durchschnittlicher Justierung etwa 200 μW , bei verbesserter Positionierung der Faser bis zu 420 μW (von etwa 1200 μW) in diese Faser eingekoppelt werden können. Dabei ist zu berücksichtigen, dass die verwendete Gradientenindexfaser nicht nur kleiner als die Stufenindexfaser ist, sondern dass der maximale Akzeptanzwinkel der Faser zum Rand hin abnimmt und schließlich gegen Null geht [18].

Direkte Einkopplung in die Faser: Eine direkte Einkopplung in die Faser wird folgendermaßen ausgeführt: Eine entsprechend vorbereitete Faser (Abgemantelt, saubere und ebene Bruchfläche) wird ohne weitere optische Komponenten mittels eines Manipulators so nahe am aktiven Bauteil positioniert, dass ein Maximum an optischer Leistung in die Faser eingekoppelt wird (siehe Abb. 6.1b auf Seite 62, bzw. Abb. 6.9a). Die Positionierung der Faser muss recht exakt passen, da der Bereich mit vergleichsweise hoher Einkoppeleffizienz nur wenige hundertstel mm groß ist. Auch der Abstand der Faser vom VCSEL (a) geht durch den quadratischen Abfall der Strahlungsleistungsdichte ρ aufgrund der Strahlaufweitung stark in die übertragene Leistung ein. Es gilt: Je näher an der aktiven Fläche, desto mehr Leistung kann eingekoppelt werden. Eine weitere Verbesserung dürfte eine Immersionsflüssigkeit o.ä. (z.B. transparenter Kleber) bringen. Durch ein derartiges Medium mit höherem Brechungsindex als Luft verringert sich die Strahldivergenz entsprechend dem Snellius'schen Brechungsgesetz, da der Unterschied der Brechungsindizes zwischen Halbleitermaterial und Umgebung verringert wird. Es verringert sich zwar ebenso auch der maximale Akzeptanzwinkel der Faser, da aber der Strahl im Abstand der Faser noch nicht so aufgeweitet ist, sollte die Einkopplung verbessert werden. Eine direkte Einkopplung von einem VCSEL der z.B. in einem TO-46-Gehäuse verbaut ist, lässt ohne die zusätzliche Verwendung optischer Komponenten (siehe Tabelle auf Seite 75) nur mehr eine geringe Leistung in die Faser.

Einkopplung über Linsensystem: Wird ein Kopplungsadapter mit integrierter Fokussieroptik verwendet (vgl. Abschnitt 5.5, Seite 58), sollte es möglich sein, den größten Anteil innerhalb eines $1/e^2$ -Kegels (siehe Abschnitt 3.1) in die Faser einzukoppeln. So sollten die Verluste selbst bei einer optimalen Einkopplung ca. 30% betragen und sich aus folgenden Komponenten zusammensetzen: ca. 12% des Lichts befindet sich außerhalb des $1/e^2$ -Kegels mit einer Divergenz von 25° und überschreitet damit den maximalen Akzeptanzwinkel, selbst wenn der Faserkern optimal getroffen wird. Die verbleibenden ca. 20% der Leistung gehen an den Glas-Luft-Grenzflächen durch Reflektion verloren. Allerdings ist die genaue Justage des Adapters problematisch, so dass nur Bruchteile der von VCSEL emittierten Leistung in eine 50 μm -Faser eingekoppelt werden (siehe den Absatz zum *teilweise integrierten Transceiver* auf Seite 75). Der hohe Verlust bei der gemessenen Leistung setzt sich aus einem teilweisen Verfehlen des Faserkerns und dem mit dem Abstand vom Zentrum des Faserkerns geringer werdenden Akzeptanzwinkels der (Gradientenindex-)Faser zusammen.


 Abbildung 6.9: **a** Problematik bei der Einkopplung; **b** Detail des Brennpunkts bei einem Linsensystem

Die Optik ist dafür ausgelegt, das gesamte Licht innerhalb des $1/e^2$ -Kegels bei einer lateralen Positionierungstoleranz von $17\ \mu\text{m}$ und einer vertikalen Toleranz von $75\ \mu\text{m}$ vollständig auf einen Fleck mit $50\ \mu\text{m}$ zu fokussieren. Somit wäre die Einkoppeleffizienz bei der Verwendung einer $50\ \mu\text{m}$ -Stufenindexfaser unter Einhaltung der gegebenen Toleranz rechnerisch tatsächlich bei 70%. Mit der Verwendung einer Gradientenindexfaser gleichen Durchmessers kann beim realisierten Linsensystem durch den von der Fasermittre nach außen abnehmenden Akzeptanzwinkel [18] die Einkoppeleffizienz innerhalb des Toleranzbereiches von ca. 70% (optimale Einkopplung, vgl. Abb. 6.9b, einem Detail des Strahlengangs des realisierten Linsensystems aus Kap. 5, mit Berücksichtigung der sphärischen Aberration) deutlich sinken, wenn sich das Faserbündel nahe am Rand des Kerns befindet: Diese Strahlen gehen verloren, obwohl sie noch auf den Kern treffen.

Der optimale Einkopplungspunkt ist unter anderem von der Leistungsverteilung über das Strahlenbündel abhängig: Da bei VCSELs, die eine hohe Leistung emittieren, das Intensitätsmaximum bei höheren Abstrahlwinkeln erreicht wird (siehe Abb. 3.2, p. 15), sollte darauf geachtet werden, dass der Brennpunkt für diese Strahlen möglichst nahe am Faserzentrum liegt, um Verluste aufgrund einer Überschreitung des maximalen Akzeptanzwinkels beim Auftreffen auf die Faser zu vermeiden (vergleiche die Brennpunkte für achsnahen Strahlen in Abb. 6.9b). Dieser Punkt ist nicht unbedingt jener Punkt, an dem das Strahlenbündel den geringsten Durchmesser aufweist!

Der in Abschnitt 5.5 angenommene Toleranzbereich gilt also genau genommen nur für Stufenindexfasern. Bei Gradientenindexfasern kann durch eine exaktere Justierung die ermittelte maximale Einkoppeleffizienz zwar erreicht werden, allerdings nimmt die Einkoppeleffizienz bereits bei kleinen Abweichungen von der optimalen Justierung merkbar ab. Somit ist die korrekte Justage bei der Verwendung von Gradientenindexfasern deutlich schwieriger.

Aufgrund der geringen Toleranz bei der Positionierung (wenige μm) ist das Erreichen höherer Leistungen in der Faser mittels manueller Positionierung schwierig. Mit einer verbesserten Methodik sollte eine derartige Einkopplung allerdings recht hochwertig sein. So gibt es inzwischen viele fertig vorkonfektionierte Module, so genannte *TOSA* und *ROSA* (Transmitter bzw. Receiver Optical Sub-Assembly [33]), in die aktive elektrische Komponenten, Linsen sowie eine Kupplung für 2,5 mm-Ferrulen integriert sind.

Ein großer Vorteil der hier realisierten Anordnung besteht darin, dass die Justage nur ein einziges Mal durchgeführt werden muss und es im Anschluss möglich ist, die Schaltung mit beliebigen Glasfaserkabeln (z.B. mit fertig konfektionierten Steckverbindern, aber auch eine direkte Fasereinkopplung ist

möglich) zu verwenden. Eine Änderung an der Übertragungsstrecke ist somit binnen kürzester Zeit machbar.

6.3.2.2 Verluste an Grenzflächen (Fresnelsche Verluste)

Den Vorteilen bei der Verwendung von optischen Komponenten steht neben der erhöhten Komplexität und damit erhöhten Kosten auch noch ein weiterer Faktor gegenüber: An jeder Luft-Glas-Grenzfläche treten Verluste durch Reflexionen auf. Der Leistungsverlust pro Luft-Glas-Übergang beträgt etwa 4%. Dies wird durch eine einfache Berechnung deutlich:

Mit der Definition für den Reflexionsfaktor r und Wellenwiderstand Z_W

$$r = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad Z_W = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (6.1)$$

und den Materialwerten:

Luft: relative Permittivität $\epsilon_r \approx 1$; relative Permeabilität $\mu_r \approx 1 \Rightarrow$ Wellenwiderstand $Z_{W, Luft} \approx Z_0$ (Freiraumwellenwiderstand);

Glas N-BK7: Brechungsindex $n = 1,51$ bei 850 nm; $\mu_r \approx 1$

$$\epsilon_r = n^2 = 2,28 \Rightarrow Z_{W, Faser} = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} \quad (6.2)$$

folgt:

$$r = \frac{Z_0(1 - \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}})}{Z_0(1 + \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}})} = \frac{1 - \frac{1}{n}}{1 + \frac{1}{n}} = \frac{n - 1}{n + 1} = 0,203 \quad (6.3)$$

oder, um die reflektierte Leistung R zu betrachten, $R = r^2 = 0,041 \hat{=} 4,1\%$. Diese um ca. 4% verringerte Transmission entspricht einer Dämpfung von 0,18 dB pro Grenzfläche beim Glas N-BK7. Bei einem Übergang Luft-Gradientenindexfaser ($n = 1,48$ im Zentrum der Faser) beträgt dieser Verlust 3,7%, oder 0,15 dB [36, Kap. 10, p353].

Bei einer Einkopplung über zwei Kugellinsen (d.h. insgesamt 5 Grenzflächen) folgt daraus für eine Steckverbindung ein Gesamtverlust alleine durch die Reflexion von etwa 20% der eingekoppelten Leistung beziehungsweise 0,9 dB.

Eine Messung bestätigt diese Berechnung: Die aus dem Photostrom einer großflächigen Photodiode ermittelte Sendeleistung des VCSELs beträgt 1,65 mW. Die ebenso ermittelte Leistung am Ausgang einer mittels Steckverbindung angeschlossenen 200 μm -Stufenindexfaser sollte, unter der Annahme dass das gesamte Strahlenbündel auf den Faserkern trifft, 78% dieser Leistung oder 1,3 mW betragen (vier Grenzflächen an den Kugellinsen sowie zwei zusätzliche an den Faserenden). Tatsächlich wird eine Leistung von 1,25 mW ermittelt. Der Unterschied zwischen theoretischem Wert und Messung dürfte auf weitere geringe Verluste wie Verunreinigungen z.B. durch Staubkörner o.ä. auf den optischen Flächen und den Faserkern verfehlende Strahlen ($1/e^2$ -Kegel zur Annahme der Strahldivergenz, vgl. Abschnitt 3.1) zurückzuführen sein.

6.3.2.3 Verluste an verschiedenen Leitungen

Bei der Verwendung von verschiedenen Fasern fallen an verschiedenen Stellen Verluste an:

Faserdämpfung: Eine 50 μm -Gradientenindexfaser besitzt bei einer Wellenlänge von 850 nm typischerweise eine Dämpfung von etwa 2,3 dB/km. Da Gradientenindexfasern üblicherweise aufgrund

der Dispersion nur über eine Distanz von einigen 100 m verwendet werden, ist die Faserdämpfung praktisch vernachlässigbar.

Dämpfung an Faserverbindungen: Eine Verbindung zweier Fasern ist eine Störstelle, an der Verluste aufgrund von Dämpfung und Reflexion auftreten. Typische Dämpfungen pro Steckverbindung betragen ca. 0,6 dB für Standard-Anwendungen (MMF) und ca. 0,3 dB für Telekommunikationsanwendungen (SMF) [36, Kap. 10.4].

Verlust bei der Verwendung verschiedener Leitungstypen: Werden verschiedene Leitungstypen miteinander verbunden, bzw. gibt es weitere Störungen (wie Verkippungen oder Versatz), so können weitere deutliche Verluste auftreten [36, Kap.10, p348ff]. Bei der Verwendung von VCSELs als Lichtquellen werden nicht wie bei LEDs alle möglichen Moden in der Faser angeregt, sondern nur ein Teil davon. Die Formeln in der vorher genannten Quelle gelten allerdings nur für Fasern, in denen alle Moden angeregt werden. Da dies aber nicht der Fall ist, können die tatsächlichen Dämpfungen deutlich von den errechneten Werten abweichen, da bestimmte Moden von einer Störung stärker beeinflusst werden können als andere. Der Mittelwert der tatsächlichen Dämpfungen wird wieder in einem Bereich entsprechend der Formeln in folgender Quelle: [36, Kap. 10, p348ff] liegen (siehe Auszüge aus der genannten Quelle: Glg. 6.4, 6.5, 6.6 und 6.7).

Einfluss geometrischer und optischer Faserparameter auf die Koppeldämpfung L (g_1 ... Exponent des Brechzahlprofils, R_1 ... Kernradius, A_{N_1} ... numerische Apertur sowie $R_1 < R_0$, $A_{N_1} < A_{N_0}$ und $g_1 < g_0$):

$$L[\text{dB}] = -10 \log \frac{g_1 (g_0 + 2)}{g_0 (g_1 + 2)} - 10 \log \left(\frac{R_1}{R_0} \right)^2 - 10 \log \left(\frac{A_{N_1}}{A_{N_0}} \right)^2 \quad (6.4)$$

Einfluss eines lateralen Versatzes auf die Koppeldämpfung L bei Gleichverteilung der Energie über alle Moden (Δr ... Versatz, $\Delta r \ll R$):

$$L[\text{dB}] = 2,8 \frac{\Delta r g + 2}{R g + 1} \quad (6.5)$$

Einfluss eines axialen Versatzes auf die Koppeldämpfung L bei Gleichverteilung der Energie über alle Moden (Δz ... Versatz, n_0 ... Brechungsindex der Umgebung):

$$L[\text{dB}] = 0,72 \frac{A_N \Delta z}{n_0 R} \quad (6.6)$$

Einfluss einer Verkippung auf die Koppeldämpfung L bei Gleichverteilung der Energie über alle Moden (ψ ... Verkippungswinkel, n_0 ... Brechungsindex der Umgebung):

$$L[\text{dB}] = 2,45 \frac{n_0}{A_N} f(g) \psi \quad (6.7)$$

Es werden Messungen mit verschiedenen Leitungskonfigurationen durchgeführt, um verschiedene Messmethoden für die Leistungsmessung zu testen (siehe Tabelle 6.1 auf Seite 76).

So sollte entsprechend der Formel 6.4 ([36, Kap. 10, p349]) das Leistungsverhältnis für die Konfiguration {200 μm SI} zu {200 μm SI – 50 μm GI} bei physikalischem Kontakt und keiner weiteren Störung bei 32 liegen. Das heißt, unter der Voraussetzung einer Anregung aller Moden in der 200 μm -Faser mit der gleichen Energie bei einer Leistung von 1250 μW dürften in eine 50 μm GI-Faser nur ca. 39 μW eingekoppelt werden; unter der Annahme von Verschmutzungen oder weiteren Störungen noch weniger. Die Messung ergibt aber, dass in den meisten Fällen die Leistung im Bereich von 50 μW liegt. Das bedeutet, dass in der 200 μm -Faser nicht alle Moden gleich angeregt sind, sondern sich die

gesamte Leistung auf einen Teil der möglichen Moden konzentriert, die unter Umständen besser in die 50 μm GI-Faser eingekoppelt werden. Wird eine Einkopplung in eine 50 μm GI-Faser mit der Konfiguration {SC – 50 μm GIF – SC - SC – 9 μm SIF – SC - SC – 50 μm GIF – FC} (siehe Tabelle 6.1 auf Seite 76) verglichen, so ist bei den meisten die Leistung in der Faser kleiner als der errechnete Wert. Die starken Schwankungen um das theoretische Verhältnis von ca. 31 sind ein weiterer Hinweis darauf, dass die Modenverteilung in der 50 μm -Faser trotzdem nicht gleich verteilt ist.

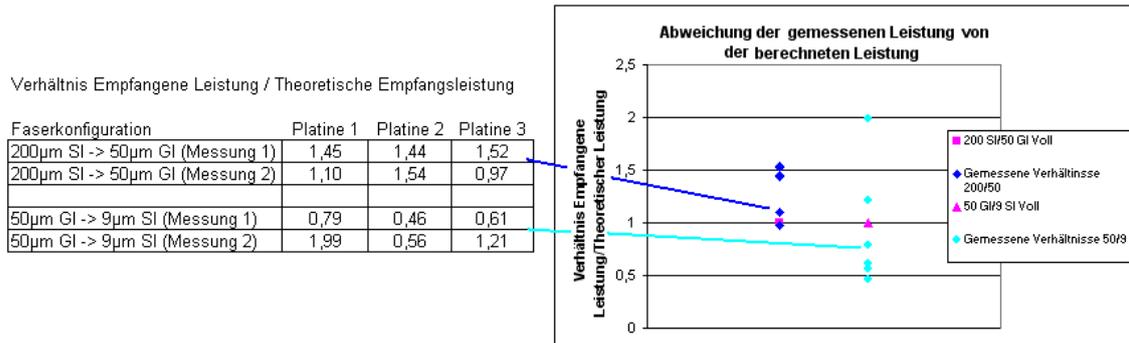


Abbildung 6.10: Verhältnisse zwischen gemessenen und berechneten Faserkoppelverlusten

Abbildung 6.10 zeigt den Faktor der Abweichung vom rechnerischen Koppelverlust. Deutlich erkennbar ist, dass der Koppelverlust höher als berechnet (gemessene Leistung < berechnete Leistung; Verhältnis gemessen/berechnet < 1), aber auch deutlich niedriger als der berechnete Wert (gemessene Leistung > berechnete Leistung; Verhältnis gemessen/berechnet > 1) sein kann. Während ein höherer Koppelverlust alternativ auch durch nicht berücksichtigte Verluste erklärt werden könnte, ist eine „zu hohe Empfangsleistung“ (also ein Verhältnis > 1) nur bei einer ungleichen Verteilung der gesamten Signalleistung über die verschiedenen ausbreitungsfähigen Moden erklärbar. In diesem Fall befindet sich ein höherer Anteil der Signalleistung in jenen Moden, die besonders gut in den kleineren Kern eingekoppelt werden können.

6.3.2.4 Vergleich der verwendeten Schaltungen

Diskreter Transceiver: Bei dieser Variante sind sowohl VCSEL als auch Photodiode in einem TO-46-Gehäuse verbaut. Das bedeutet zwar einerseits, dass die Komponenten vor Umgebungseinflüssen geschützt sind, aber andererseits auch dass der Abstand zwischen der aktiven Komponente und der Vorderseite des Gehäusefensters ein Abstand von etwa 1,6 mm besteht. Bei einer Strahldivergenz von etwa 20° (VCSEL aber auch max. Akzeptanzwinkel der Faser) bedeutet dies eine Aufweitung des Laserstrahls auf einen Fleck mit etwa 0,6 mm Durchmesser. Geht man von einer Gleichverteilung der Strahlungsleistung über diese Fläche aus, so wird deutlich, dass eine direkte Einkopplung in eine 50 μm -Faser (0,05 mm) zu so hohen Einkopplungsverlusten führt, dass dies schlichtweg sinnlos ist. So kann bei einer 50 μm -Faser ein minimaler Verlust von >23 dB, bei einer 200 μm -Faser immerhin noch ein Verlust von >11 dB ermittelt werden (siehe Tabellen unten sowie Glg. 6.8).

Berechnete Leistung für Fasern mit 50 μm und 200 μm Kerndurchmesser im Abstand a von einem VCSEL mit 1,2 mW optischer Leistung, die gleich über den Abstrahlwinkel verteilt ist (Skizze zur Berechnung siehe Abb. 6.9a):

a [mm]	r [mm]	ρ [W/m^2]	$P_{50\mu}$ [μW]	$\alpha_{50\mu}$ [dB]	$P_{200\mu}$ [μW]	$\alpha_{200\mu}$ [dB]
1,0	0,222	7750	15,2	19	243	6,9
1,6	0,355	3031	6,0	23	95	11,0
2,6	0,576	1151	2,3	27	36	15,2

Der Abstand a von 1,6 mm entspricht dem Abstand zwischen VCSEL-Oberfläche und dem Fenster der TO-46-Gehäuses, ist also der minimal mögliche Abstand mit dem eine direkte Einkopplung in eine Faser stattfinden kann. Beim diskreten Transceiver wird eine Kopplungshülse zur Verbindung des TO-Gehäuses mit einer 2,5 mm-Ferrule verwendet. Durch diese steigt der Abstand zwischen VCSEL und Faser auf 2,6 mm. Die Leistungsverluste bei der Einkopplung können auch als eine Dämpfung α in dB dargestellt werden. Diese wird folgendermaßen berechnet [36, Glg. 5.97, p.249]:

$$\alpha \text{ [dB]} = -10 \log \left(\frac{P_{\text{Detektiert}}}{P_{\text{Emittiert}}} \right) \tag{6.8}$$

Da bei derartigen Entfernungen nur ein kleiner Winkelbereich in die Faser eingekoppelt wird, der eingekoppelte Anteil also nahezu parallel zur Faserachse verläuft, muss nicht zwischen Stufen- und Gradientenindexfasern unterschieden werden. Unter Anwendung der Formeln in Abb. 6.9a ergeben sich als Maximalabstände, bis zu denen das gesamte Licht in die Faser eingekoppelt wird 0,45 mm für eine 200 μm und 0,11 mm für eine 50 μm (Stufenindex-)Faser. Bei Gradientenindexfasern muss der Abstand noch kleiner gewählt werden: Siehe hierzu die Diskussion im Abschnitt 6.3.2.1 ab Seite 69. Somit eignen sich gehäuste VCSELs ohne die Verwendung einer Optik zum Fokussieren praktisch nur für Fasern mit einem größerem Kerndurchmesser, wie zum Beispiel Kunststofffasern (POF, Plastic Optical Fiber) mit Kerndurchmessern von bis zu 1 mm (der Strahldurchmesser 2r hat sich in einem Abstand von 1,6 mm auf 0,71 mm aufgeweitet).

Das Einkopplungsverhalten kann bereits durch eine grob justierte Linse deutlich verbessert werden:

Gemessene optische Leistungen für verschiedene Fasern mit und ohne der Verwendung einer Linse:

Faser	direkte Einkopplung	Kugellinse
keine (VCSEL direkt auf Detektor)	1200 μW	—
200 μm Stufenindexfaser	41 μW	890 μW
50 μm Gradientenindexfaser	3,3 μW	65 μW

Teilweise integrierter Transceiver: Hier wird zwar ein Kopplungsadapter mit integrierter Fokussieroptik verwendet (vgl. Abschnitt 5.5, Seite 58), allerdings treten trotz der Auslegung auf eine möglichst gute Einkopplung recht hohe Einkopplungsverluste auf. So werden aufgrund der problematischen Justage des Adapters nur Bruchteile der von VCSEL emittierten Leistung in eine 50 μm -Faser eingekoppelt: Es werden bei insgesamt vom VCSEL emittierten 1600 μW nur ca. 215 μW in die Faser eingekoppelt, während bei einer optimalen Einkopplung in die Faser (Licht auf exakt einen Punkt in der Mitte des Faserkerns am Beginn der Faser fokussiert) immerhin ca. 1120 μW eingekoppelt werden sollten. Dies entspricht einem gemessenen Einkopplungsverlust von 87% oder 8,7 dB, während der

Verlust bei optimaler Einkopplung 30% oder 1,5 dB betragen würde (vgl. Abschnitt 6.3.2.1 ab Seite 69).

Die folgende Tabelle gibt die gemessene optische Leistung für verschiedene Faserkonfigurationen und drei bestückte Platinen an:

Gemessene mittlere optische Leistung in μW

FASERKONFIGURATION	PLATINE 1	PLATINE 2	PLATINE 3
direkte Messung am VCSEL		≈ 1600	
Ferrule – 200 μm SIF – Ferrule	1165	1248	1219
SC – 50 μm GIF – FC	147	238	74
SC – 9 μm SIF – SC – 50 μm GIF – FC	4,6	6,3	2,1
SC – 50 μm GIF – SC – 50 μm GIF – FC	130	193	56
SC – 50 μm GIF – SC – 50 μm GIF – SC – 50 μm GIF – FC	105	187	53
SC – 50 μm GIF – SC – 9 μm SIF – SC – 50 μm GIF – FC	9,5	4,3	2,9
Ferrule – 200 μm SIF – Ferrule – SC – 50 μm GIF – FC	40	60	37
maximal erreichte Leistungen			
SC – 50 μm GIF – FC	428	238	187
SC – 9 μm SIF – SC – 50 μm GIF – FC	11,3	7	4,5
SC – 50 μm GIF – SC – 50 μm GIF – FC	218	193	94
SC – 50 μm GIF – SC – 50 μm GIF – SC – 50 μm GIF – FC	120	187	83

Tabelle 6.1: Mittels Leistungsmessgerät gemessene Leistung in der Faser für verschiedene Leitungs-konfigurationen und Platinen. Der zweite Teil der Tabelle enthält die durch Veränderung der Justierung maximal erreichte Leistung.

Verwendete Abkürzungen: GIF ... Gradientenindexfaser (5 m Länge), SIF ... Stufenindexfaser (2 m Länge), SC ... SC-Steckverbindung, FC ... FC-Steckverbindung

Wie die Tabelle 6.1 zeigt, nimmt die Leistung in der Faser mit sinkendem Faserdurchmesser deutlich ab. Während bei der 200 μm -Faser davon ausgegangen werden kann dass faktisch das gesamte verfügbare Licht in die Faser eingekoppelt wurde (Einkoppeffizienz ca. 75%), sind die Verluste bereits bei den 50 μm - Fasern deutlich höher (Einkoppeffizienz ca. 13%). Über die Ursachen hierfür wurde bereits in Abschnitt 6.3.2.1 ab Seite 69 diskutiert. So ist es auch nicht allzu verwunderlich, dass bei einer temporären Veränderung der Justierung zum Teil deutlich mehr Licht in die Faser eingekoppelt werden kann. Bei einer 9 μm -Faser kann ohne eine entsprechend exakte Justierung kaum Licht in die Faser eingekoppelt werden, auch wenn sich diese für die Wellenlänge von 850 nm noch im Multimode-Betrieb befindet (Grenzwellenlänge für Single-Mode-Betrieb: ca. 1250 nm).

Bei Platine 3 ist das Linsensystem offenbar besonders schlecht justiert, da ab der Verwendung einer 50 μm -Faser deutlich weniger Leistung als bei den beiden anderen Platinen eingekoppelt wird; d.h. das Strahlmaximum verfehlt hier den Faserkern. Eine Diskussion zu den Leistungen bei verschiedenen getesteten Leitungs-konfigurationen siehe oben in Abschnitt 6.3.2.3 ab Seite 72.

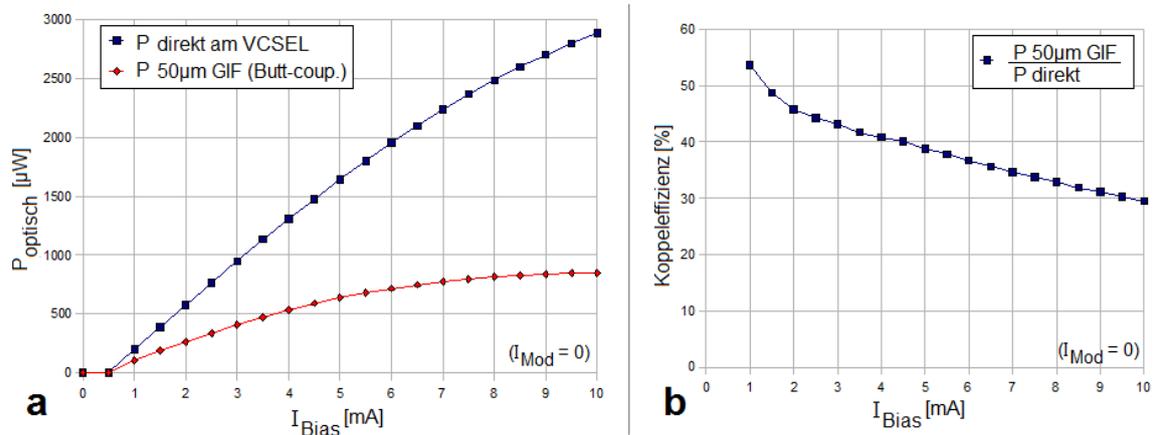
IPtronics Evaluation-Boards: Hier wird erneut eine direkte Einkopplung verwendet, allerdings mit dem Unterschied, dass die Fasern sehr nahe an die aktiven Flächen der Dioden positioniert werden können, da diese nun frei zugänglich sind. Die Positionierung der fixierten Komponenten

ist mittels eines Manipulators mit Mikrometerschraube gut möglich, obwohl für das Auffinden des Einkopplungsmaximums sehr feine Einstellungen nötig sind. So muss die Faser für eine maximale Einkopplungseffizienz die Oberfläche der Mesa des VCSELs nahezu berühren. Trotzdem treten im Vergleich zu einer Messung mit einer großflächigen Photodiode Leistungsverluste von 50-70% (entspricht einer Dämpfung von ca. 3-5 dB) auf (siehe Abb. 6.11a). Dieser Wert ist zwar etwas höher als bei einem Vergleichspaper (siehe Quelle [8]) angegeben, allerdings ist zu beachten, dass der hier verwendete VCSEL einerseits sicherlich einem anderen Typ entspricht, sowie andererseits die Glasfaser in einem kleinen Abstand von der aktiven Fläche positioniert wurde. Bei einer idealen Einkopplung wäre dagegen nur ein zusätzlicher Verlust von ca. 4% (0,18 dB, vgl. Fresnelverluste auf Seite 72) pro Faser-Luft-Grenzfläche, bzw. bei der Verwendung einer Immersionsflüssigkeit o.ä. noch weniger, zu erwarten. Das heißt, da es bei einer Faser sowohl Beginn als auch Ende gibt, treten idealerweise nur 8% Verlust auf.

Die Ursache für die weiteren Verluste besteht in der teilweisen Überschreitung des Akzeptanzwinkels der Faser (vgl. Abb. 6.1b auf Seite 62, Abb. 6.11b auf Seite 78 sowie Abschnitt 6.3.2.1 ab Seite 69): Für typische 50 μm -Gradientenindexfasern kann ein Strahl mit 850 nm Wellenlänge maximal einen Winkel von ca. 12° zur Faseroberfläche aufweisen, um in der Faser geführt zu werden. Dieser Winkel wird allerdings nur in der Mitte der Faser erreicht und nimmt bis zum Rand des Kerns auf 0° ab [18]. Die verwendeten VCSELs emittieren dagegen Licht, bei dem die maximale Intensität entlang eines Kegels mit einem Öffnungswinkel von einigen Grad auftritt (vgl. Abb. 3.2b auf Seite 15). Je nach Position des VCSELs zur Faseroberfläche kann es also vorkommen, dass der lokale Akzeptanzwinkel der Faser durch Licht mit diesem Einfallswinkel bereits überschritten wird. Das bedeutet zwar, dass die Anteile mit einer geringeren Strahldivergenz eingekoppelt werden, die anderen Anteile, die eine höhere Intensität, aber auch eine höhere Strahldivergenz aufweisen, aber nicht mehr in der Faser geführt werden. Somit gehen, selbst wenn die Faser zentral auf dem VCSEL platziert ist und diesen nahezu berührt, noch immer deutliche Anteile des Lichts verloren: Etwa 13% des Lichtes werden bei den verwendeten VCSELs mit einem Winkel emittiert, der den maximalen Akzeptanzwinkel der Faser auf jeden Fall überschreitet (der $1/e^2$ -Kegel, bzw. die Strahldivergenz beträgt bei den verwendeten VCSELs ca. 25°). Je nach Abstand zwischen VCSEL und Faser überschreitet ein weiterer Anteil den lokalen Akzeptanzwinkel. Schließlich kommen noch die Fresnelverluste von ca. 4% durch Reflexion hinzu. Somit dürfte das theoretische Maximum bei einer direkten Einkopplung in diesem Fall bei ca. 80% Einkoppeleffizienz liegen. Bei den durchgeführten Messungen verbleibt allerdings ein gewisser Abstand zu VCSEL, um diesen nicht zu beschädigen. Somit ist hier die Einkoppeleffizienz deutlich schlechter (vgl. Abb. 6.11b).

Bei einer Stufenindexfaser bleibt der Akzeptanzwinkel über den gesamten Kernquerschnitt gleich, weshalb hier eine höhere Einkoppeleffizienz erreicht wird. Aus dem selben Grund kommt es zu Kopplungsverlusten von typischerweise 50%, wenn nach einer Stufenindexfaser eine Gradientenindexfaser mit gleichem Kerndurchmesser eingefügt wird (vgl. Abschnitt 6.3.2.3 auf Seite 72).

Ein Vorteil des Evaluation-Boards besteht darin, dass durch die Steuerung per Software der Arbeitspunkt des VCSELs sehr schnell verändert werden kann. Somit ist es auch einfach möglich, eine Strom/Strahlungsleistungskurve zu erstellen: Entgegen den Angaben im Datenblatt ist der gemessene Zusammenhang nicht linear, sondern die optische Leistung sinkt mit steigendem Strom durch den VCSEL (vgl. Abb. 3.1b Seite 15 mit Abb. 6.11a). Die Ursache dafür: Die Messungen im Datenblatt wurden bei konstant gehaltener Temperatur des Chips durchgeführt, während die oben dargestellten Messungen auch den Effekt der Erwärmung des auf eine Platine geklebten Chips zeigen. Aus einem Vergleich mit den Messungen aus dem IPtronics Referenz-Design [15] kann die Erwärmung des bestückten Chips um ca. 20-30°C bei einem Strom von 10 mA geschätzt werden.


 Abbildung 6.11: **a** Gemessene Strom-Leistungs-Kennlinie; **b** Einkoppeleffizienz bei Butt-coupling

Betrachtet man Bild 6.11b, so fällt auf, dass die Einkopplungsverluste nicht konstant bleiben. Während die Verluste bei geringer Leistung ca. bei 50% (3 dB) liegen, steigen diese bei hoher optischer Leistung auf ca. 70% (5 dB). Die Ursache hierfür ist im veränderten Modenbild des VCSELs zu finden. Bei geringer Leistung emittiert ein VCSEL nahezu einen Gaußschen Strahl (Grundmode, allerdings meist sehr verzerrt), während mit steigender Strahlungsleistung ein immer größerer Anteil in höheren Moden bzw. größeren Abstrahlwinkeln emittiert wird (vgl. Abb. 3.2 auf Seite 15 und [35]). Wie bereits oben diskutiert, werden diese Anteile allerdings deutlich schlechter in eine Gradientenindexfaser eingekoppelt.

6.4 Augendiagramme

Mittels eines Augendiagramms kann die Qualität einer Übertragungsstrecke sehr schnell und anschaulich dargestellt werden. Es wird praktisch direkt sichtbar, ob ein Testbitmuster auf der Empfängerseite noch detektiert werden kann, oder ob sich die übertragenen Symbole überlagern. Für jedes physikalische Übertragungsprotokoll wird somit auch eine *Maske* für das Augendiagramm definiert. Dies ist eine Angabe, die definiert, wie groß sowohl Amplituden- als auch Phasenunterschied der einzelnen Symbole zueinander sein dürfen, um noch die geforderten Übertragungseigenschaften, wie z.B. Bitfehlerrate, zu erfüllen. Die Augenöffnung der kompletten Übertragungsstrecke muss größer als die Maske sein, um zu gewährleisten, dass die Anforderungen des Übertragungsprotokolls erfüllt werden. Wird das Auge beispielsweise durch verbesserte Transceiver weiter geöffnet, kann zum Beispiel eine Glasfaserstrecke bei sonst gleichen Bedingungen verlängert werden.

In Abb. 6.12a werden verschiedene getestete Übertragungsstrecken skizziert. Da sowohl der diskrete als auch der teilweise integrierte Transceiver einen HSD-Steckverbinder als Datenanschluss besitzen, während die Anschlüsse der verwendeten Messgeräte als SMA-Steckverbinder ausgeführt sind, wird bei diesen Transceivern zusätzlich eine Adapterplatine benötigt. Im direkten Vergleich zweier Übertragungsstrecken bei ca. 3 GBit/s fällt auf, wie sehr die Augenöffnung durch andere Transceiver verändert werden kann (Abb. 6.12b). Zudem wird in dieser Teilabbildung in den unteren beiden Augendiagrammen auch deutlich sichtbar, wie die Verluste auf der Signalleitung bis zum elektrischen Empfänger (in diesem Fall ein Oszilloskop) durch das Einstellen einer passenden Preemphasis kompensiert werden können und somit die Augenöffnung für das nächste Glied auf der Übertragungsstrecke so groß wie

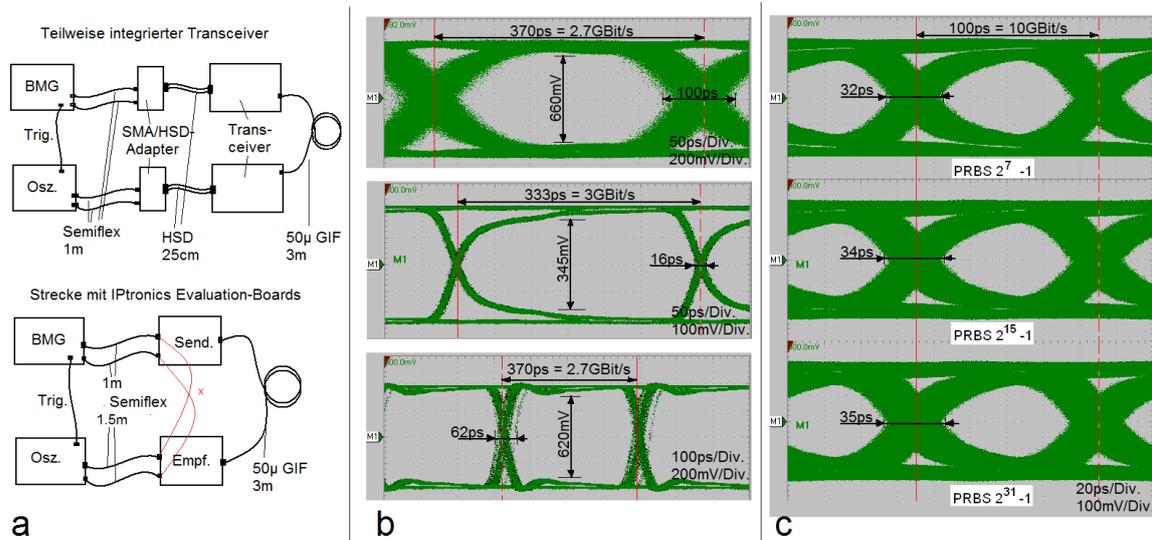


Abbildung 6.12: a Messaufbau; Augendiagramme für verschiedene b Transceiver und c Bitmuster.

Skizze: Aufzeichnung von Augendiagrammen mit zwei verschiedenen Übertragungsstrecken: BMG... Bitmuster-generator, Osz... Sampling-Oszilloskop, GIF... Gradientenindexfaser. Rote Linien in der unteren Skizze (x): Konfiguration für die Aufzeichnung von Referenz-Augendiagrammen in Abb. 6.15b.

Verschiedene getestete Übertragungsstrecken (b): Oben: Zwei teilweise integrierte Transceiver; mitte: Strecke mit zwei IPtronics Evaluation-Boards, unten: teilweise integrierter Transceiver als Sender, IPtronics Evaluation-Board als Empfänger. Bitrate: jeweils ca. 3 GBit/s

Messparameter (b): Oben: Bitmuster: PRBS 2³¹ - 1, Bitrate: 2,7 GBit/s; mitte: Bitmuster: PRBS 2⁷ - 1, Bitrate: 3 GBit/s, Ausgangsamplitude: 422 mV; unten: Bitmuster: PRBS 2⁷ - 1, Bitrate: 2,7 GBit/s, Ausgangsamplitude: 739 mV, Preemphasis: 107 mV;

Messparameter (c): Kurze Übertragungsstrecke mit den IPtronics Evaluation-Boards; Bitrate 10 GBit/s; verschiedene PRBS-Bitmuster.

möglich gemacht werden kann. Das übertragene Bitmuster zeigt dagegen, solange es DC-frei ist, nur eine geringe Auswirkung auf die Augenöffnung (siehe Abb. 6.12c).

Wie in Abb. 6.14 deutlich wird, spielt für die Augenöffnung allerdings auch bei Multimode-Fasern die übertragene Signalleistung eine Rolle. Eine hohe optische Signalamplitude verhindert durch das schnellere Durchlaufen der Entscheidungsschwelle einen zu hohen Rauschdurchgriff und verringert so den Signaljitter am Ausgang des Transceivers.

Die Bilder 6.13, 6.14 und 6.15 zeigen die Augendiagramme für verschiedene Übertragungsstrecken bei der maximalen spezifizierten Bitrate mit einer Angabe der minimalen Augenöffnung sowie einer Abschätzung des Jitters.

Alle drei Übertragungsstrecken arbeiten zumindest bis zur spezifizierten Bitrate einwandfrei. Bei deutlich geringeren Bitraten als spezifiziert ist das Augendiagramm noch weiter geöffnet. Bilder 6.14b und 6.15b zeigen die Augendiagramme für die selben Übertragungsstrecken, nur mit dem Unterschied, dass das optische Teilstück aus der Strecke entfernt wurde. Der Unterschied der Bilder a zu b entspricht der Auswirkung der zwei Transceiver sowie der Faser auf die Strecke. So wird bei

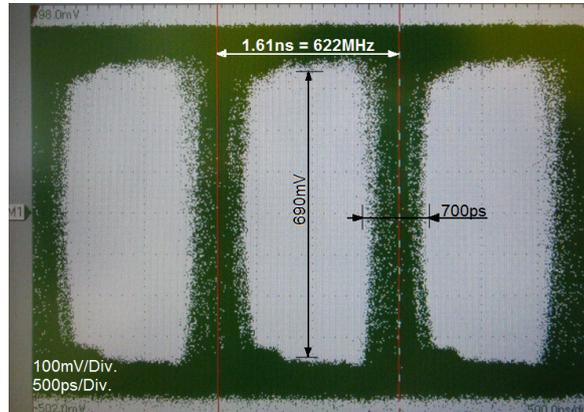


Abbildung 6.13: Augendiagramm einer Übertragungsstrecke mit diskreten Transceivern.

Messparameter: Bitmuster: PRBS $2^{31} - 1$, Ausgangspegel: 800 mV, Optische Leistung: ca. 100 μ W

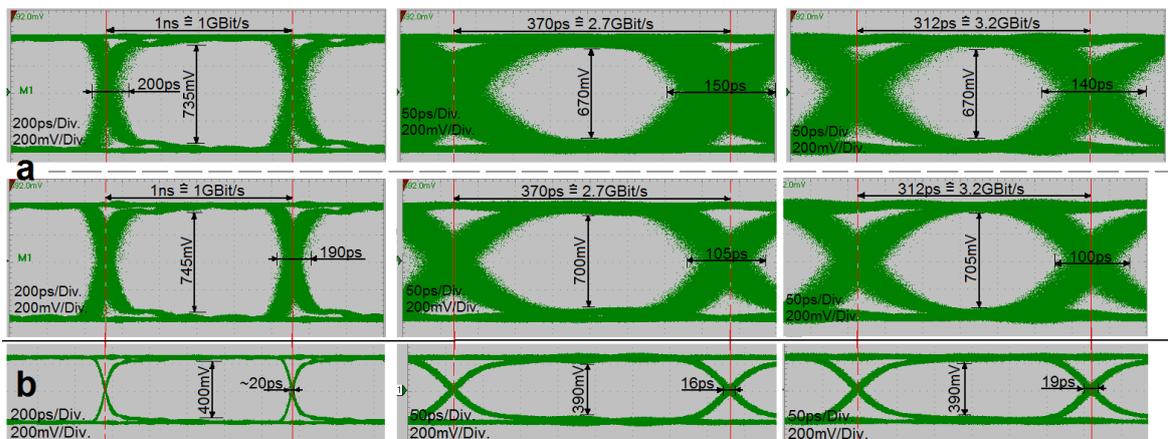


Abbildung 6.14: **a** Augendiagramme mit den teilw. integr. Transceivern. **b** Referenzmessungen für die höheren Bitraten.

Messparameter (a): Messungen mit einer kurzen Übertragungsstrecke und verschiedenen Übertragungsraten. Obere Reihe: Optische Leistung nahe am unteren Limit ($\approx 200 \mu$ W, Bitmuster PRBS $2^{15} - 1$), Untere Reihe: Hohe Signalleistung ($\approx 1100 \mu$ W, Bitmuster PRBS $2^{31} - 1$).

Erstellung der Referenz-Augendiagramme: Entfernung der optischen Übertragungsstrecke; Bitmuster-generator via Transceiverzuleitungen direkt mit dem Oszilloskop verbunden, Pegel für die Übertragung: 500 mV, Bitmuster PRBS $2^{31} - 1$

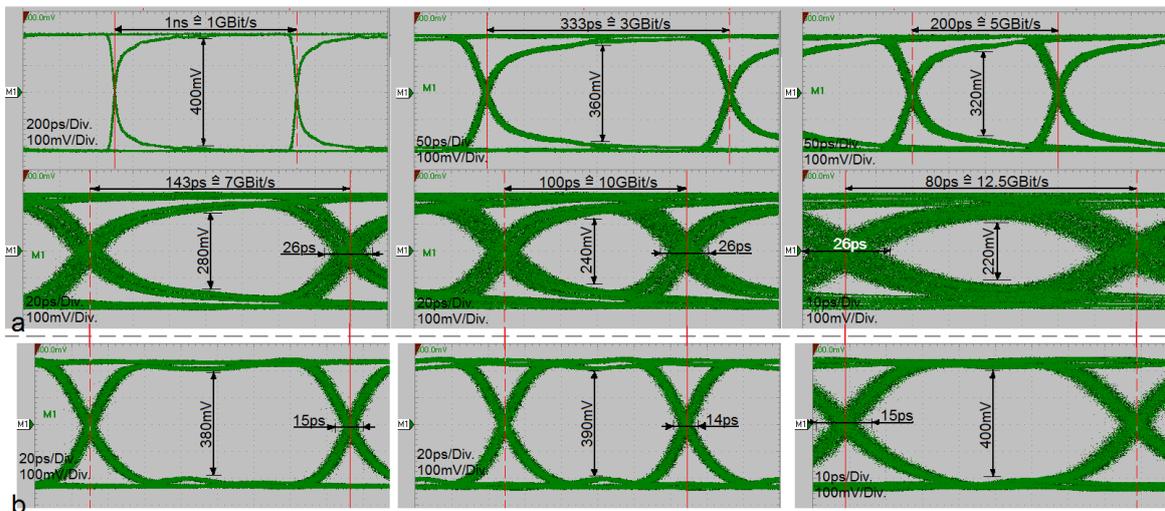


Abbildung 6.15: **a** Augendiagramme mit den IPtronics Eval.-Boards. **b** Referenzmessungen für die höheren Bitraten.

Messparameter (a): Messungen mit einer kurzen Übertragungsstrecke und verschiedenen Übertragungsraten. VCSEL-Biasstrom: 8 mA, VCSEL-Modulationsstrom: 5 mA, Treibereingangspegel: 100 mV, Bitmuster: PRBS $2^7 - 1$, optische Signalleistung: ca. $800 \mu\text{W}$, TIA-Hysterese: $10 \mu\text{A}$, TIA-Ausgangspegel: 422 mV, Preemphasis/Peaking deaktiviert, Übertragungsstrecke: 1,5 m GIF mit $50 \mu\text{m}$ -Kern.

Erstellung der Referenz-Augendiagramme: Entfernung der optischen Übertragungsstrecke; Bitmuster-generator via Transceiverzuleitungen direkt mit dem Oszilloskop verbunden (vgl. Strecke x in Abb. 6.12a), Pegel für die Übertragung: 500 mV, Bitmuster PRBS $2^{31} - 1$

den teilweise integrierten Transceivern der Jitter um ca. 80 oder mehr Pikosekunden erhöht, während dieser bei der IPtronics-Übertragungsstrecke nur um ca. 12 ps ansteigt, was im Bereich des Jitters der Übertragungsstrecke ohne optoelektronische Komponenten liegt. Der für Messungen am diskreten und am teilweise integrierten Transceiver nötige Aufbau mit HSD-SMA-Adapterplatinen und einem kurzen HSD-Leitungsstück erhöht zwar den Jitter kaum, allerdings werden die Flanken der übertragenen Bits deutlich abgeflacht. So erhöht sich die gemessene Anstiegszeit (10%–90%, der Bitmuster-generator generiert Rechtecksignale mit einer Anstiegszeit von etwa 20 ps, Pegel: 500 mV differentiell, Bitrate: 2,7 GBit/s) von ca. 25 ps bei einer Übertragungsstrecke, die rein aus HF-Koaxialleitungen aufgebaut wird, auf ca. 100 ps bei einer Übertragungsstrecke mit einem kurzen HSD-Leitungsstück und den entsprechenden Adaptern.

6.5 Thermische Betrachtungen

Ein wichtiger Punkt für die Auswahl eines Transceivers ist auch die Verlustleistung. Diese wirkt sich einerseits auf die laufenden Kosten, wie die Stromkosten aus. Zudem steigen mit der gesamten Verlustleistung auch die Kosten für die Kühlung der Transceiver bzw. die Kühlanlage muss unter Umständen leistungsfähiger ausgelegt werden.

Neben der Stromaufnahme der Schaltung muss beim Schaltungsentwurf und der Auswahl der Komponenten selbstverständlich auch die allgemeine Verlustleistung berücksichtigt werden. So beträgt die Stromaufnahme des teilweise integrierten Transceivers ca. 160 mA bei einer Versorgungsspannung von 3,3 V, was einer Leistungsaufnahme von 530 mW entspricht. Die von VCSEL abgestrahlte optische Leistung von im Mittel 1,6 mW kann hier also vernachlässigt werden. Um bei der Wahl der Versorgungsspannung etwas flexibler zu sein, werden diese 3,3 V allerdings von einem ebenso auf der Platine platzierten Festspannungsregler generiert. Das heißt, die Leistungsaufnahme kann unter Umständen noch höher sein. Dabei verteilt sich die Leistung grob auf folgende Schaltungsteile: Senderseite: 45%, Empfängerseite: 50% (zwei ICs auf diesem Schaltungsteil) sowie Spannungsregler 5% (eingespeiste Spannung nur knapp über der Mindestspannung die die Schaltung benötigt).

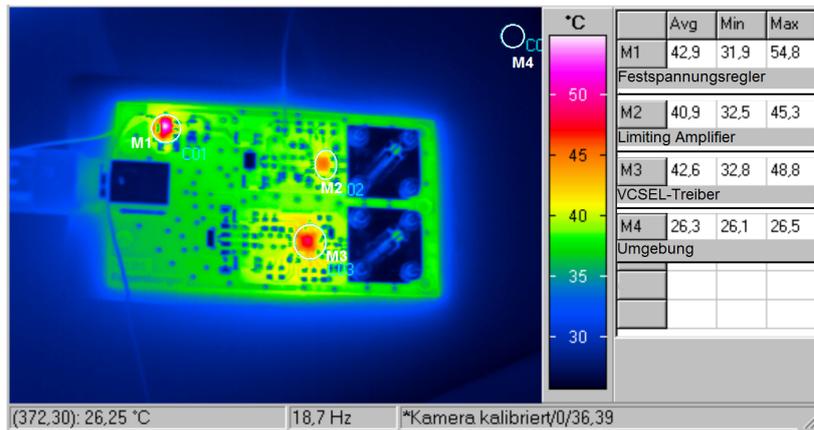


Abbildung 6.16: Thermografie des teilw. integrierten Transceivers mit ausgewiesenen Messpunkten.

Wie auf der Thermographie des teilweise integrierten Transceivers (Abb. 6.16) ersichtlich ist, sind die ICs die wesentlichen Wärmequellen.

Am stärksten erwärmt sich der Spannungsregler mit +30°C gegenüber der Umgebung. Die anderen ICs sind nur etwa 20-23°C über der Umgebungstemperatur. Da diese ICs einen zulässigen Temperaturbereich von -40 bis +85°C aufweisen und der Betrieb des Spannungsreglers von -40 bis +125°C zulässig ist, folgt daraus, dass der Transceiver bei frei zirkulierender Luft bis zu einer Umgebungstemperatur von etwa +60°C betrieben werden kann.

Anmerkung zu Abb. 6.16: Da die Platine nicht mit einer einheitlichen Schicht überzogen wurde, erscheinen blanke Metallflächen aufgrund des deutlich geringeren Emissionskoeffizienten gegenüber den sonst auf der Oberfläche vorhandenen Kunststoffen wesentlich kühler. Tatsächlich besitzen diese Flächen etwa die selbe Temperatur wie ihre nähere Umgebung!

6.6 Optische Spektren

Zu Messzwecken werden drei teilweise integrierte Transceiver aufgebaut. Um das Spektrum des übertragenen Signals zu messen, wird das Laserlicht mittels einer Glasfaser in einen optischen Spectrum Analyzer geführt (siehe Diagramme in Abb. 6.17).

Obwohl auf allen Platinen die gleichen Komponenten verbaut sind, d.h. die nominellen Bauteilwerte gleich sind, unterscheiden sich die mittleren emittierten Wellenlängen der Transceiver geringfügig. So variieren diese bereits hier um 2 nm, wobei als Ursache nur die Bauteilstreuung in Frage kommt.

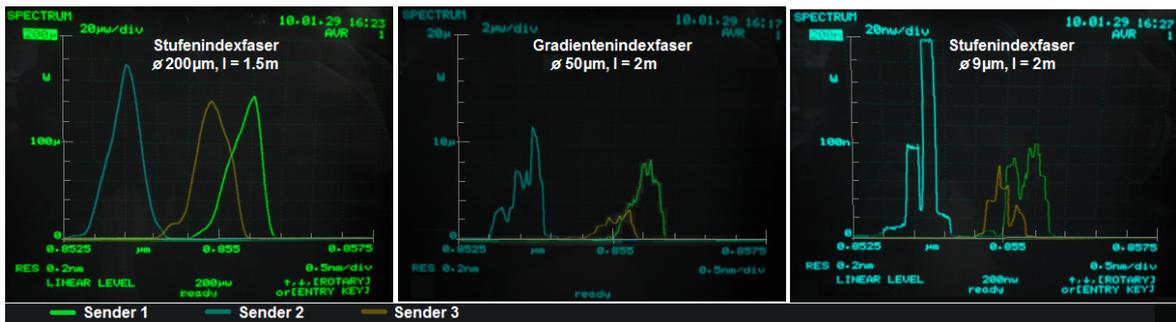


Abbildung 6.17: Spektren verschiedener VCSELs bei der Übertragung durch verschiedene Glasfasern

Wird das Licht der verwendeten Laserdioden über verschiedene Glasfasern übertragen, so wird mit sinkendem Faserdurchmesser einerseits die optische Leistung deutlich kleiner und andererseits das Spektrum *ausgefranst*. Die Ursache hierfür:

Je größer der Kerndurchmesser ist, desto mehr Licht kann übertragen werden, da ein kleinerer Teil des Lichts den Faserkern verfehlt. Dies ist besonders bei einer nicht optimalen Einkopplung, wie zum Beispiel bei einem lateralen oder longitudinalen Versatz zwischen Faser und Strahlenbündel von Bedeutung. So wird bei Sender 3 auch deutlich sichtbar, dass der Kern der 50 μm -Faser offenbar schlecht getroffen wird. Bei der kleinsten Faser koppeln Sender 1 und Sender 3 deutlich weniger Leistung ein als Sender 2. Eine detailliertere Erläuterung zu den gemessenen Leistungen bzw. den Leistungsverhältnissen der verschiedenen Fasern siehe unter Abschnitt 6.3.2.

Da mit sinkendem Kerndurchmesser auch immer weniger Moden im Faserkern ausbreitungsfähig sind, wirkt sich die Verteilung der optischen Leistung auf die einzelnen Moden stärker im Spektrum aus. So sind bei der 200 μm -Stufenindexfaser ca. 44000, bei der 50 μm -Gradientenindexfaser ca. 1370 (1/32) und bei der 9 μm -Stufenindexfaser ca. 90 Moden ausbreitungsfähig. Da sich bei kleineren Faserdurchmessern also weniger Moden überlagern, sieht das Spektrum dementsprechend *zerfranst* aus. Da annähernd das gesamte von Laser emittierte Licht in die 200 μm -Faser eingekoppelt wird, entspricht dieses Spektrum (unter der Berücksichtigung der mit dem verwendeten Messgerät möglichen spektralen Auflösung von 0,2 nm) am ehesten dem tatsächlichen Laserspektrum.

Anmerkung: Eine Faser mit einem Kerndurchmesser von 9 μm wird zwar gemeinhin als Monomodefaser bezeichnet, allerdings findet in einer derartigen Faser bei einer Wellenlänge von 850 nm noch eine Mehrmodenausbreitung statt. Erst bei Wellenlängen über der sogenannten *Cut-off Wellenlänge* ist nur mehr ein Mode in der Faser ausbreitungsfähig. Diese Wellenlänge beträgt bei einer üblichen 9 μm -Faser etwa 1250-1300 nm.

7 Zusammenfassung

Zusammenfassend ergibt sich folgendes Bild: Optische Übertragungsstrecken sind hervorragend für die Übertragung mit hohen Bitraten über mittlere und große Entfernungen geeignet. Durch die Eigenschaften einer optischen Strecke sind Übertragungen möglich, die bei einer rein elektrischen Strecke nur unter erheblichem Aufwand (und damit Kosten) zu erreichen sind. Die in Abschnitt 2 gestellten Anforderungen bedingen zur Zeit ein System mit VCSELs als Lichtquelle und 50 μm -Gradientenindexfasern als optisches Medium, um die Strecke nicht nur leistungsfähig genug, sondern auch möglichst kostengünstig aufbauen zu können.

7.1 Schlußfolgerungen

In dieser Arbeit wurden drei Übertragungsstrecken mit deutlich unterschiedlichen Übertragungsraten getestet. Das Verhalten der elektrischen Komponenten entspricht im Wesentlichen den Erwartungen. Allerdings zeigt sich an allen Übertragungsstrecken, dass keine beliebigen Bitmuster übertragen werden können, sondern die zu übertragenden Daten einen möglichst geringen Gleichspannungsanteil aufweisen sollten. Bei einem zu hohen Ungleichgewicht in der Bitverteilung versagen die elektrischen Komponenten. Da aktuell verwendete Transceiver für Bitraten im einstelligen GBit/s-Bereich die elektrischen Signale an den Eingängen einfach nur in Lichtsignale umwandeln und keine weitere Signalaufbereitung stattfindet, können solche Daten nur über eine entsprechende Kodierung durch eine vorgeschaltete Einheit übertragen werden. Um eine sichere Übertragung zu gewährleisten ist also eine entsprechende Kanalcodierung der zu übertragenden Daten unumgänglich. Da dieser Schritt allerdings in einem höheren OSI-Layer stattfindet, wird hier nur kurz darauf eingegangen. Für höhere Bitraten wird in Zukunft allerdings zusätzlich auch eine Signalaufbereitung mit Taktrückgewinnung vorzusehen sein (Im OBSAI-Standard ab einer Bitrate von 6 GBit/s).

Eine weitere wesentliche Problematik, die in dieser Arbeit betrachtet wurde, ist die Einkopplung des Lichts in die Faser. Da der Kern für die empfohlene Faser einen Durchmesser von 50 μm aufweist, müssen die optischen Komponenten entsprechend genau gefertigt und positioniert werden. Um die Verluste möglichst klein zu halten, gibt es zwei getestete Varianten:

Entweder wird die Faser so nahe wie möglich am Laser platziert und dort fixiert. Diese Variante wird auch als Butt-coupling bezeichnet [8].

Die zweite Variante benützt ein optisches System, um den Laserstrahl auf den Faserkern zu fokussieren. Ein derartiges System ist häufig in einem sogenannten TOSA- oder ROSA-Modul gemeinsam mit VCSEL bzw. einem Photoempfänger mit Vorverstärker und einer Buchse für Faserstecker integriert ([33, 36]). Diese Module können auch separat erworben werden, wodurch ein Hersteller von optischen Transceivern die Fertigung von Präzisionskomponenten und der Handhabung von ungehäuteten Chips vermeiden kann.

Mit beiden Varianten kann ein großer Teil der von VCSEL emittierten Leistung in eine Faser eingekoppelt werden, allerdings sind Verluste von 50% durchaus im üblichen Bereich. Ist die eingekoppelte Leistung allerdings ausreichend, so beschränken nur die Transceiverbandbreiten und die Dispersion die erreichbare Bitrate und Übertragungsstrecke.

Die verwendeten Komponenten weisen zwar noch bestimmte parasitäre Eigenschaften auf, aber für Frequenzen unter 3 GHz reichen noch einfache Kleinsignalmodelle zur Beschreibung aus. Viele dieser parasitären Kapazitäten und Induktivitäten wirken sich auf den getesteten Schaltungen allerdings noch nicht so stark aus, dass die Funktion der Übertragungsstrecken beeinträchtigt ist.

Bitfehler durch Reflexionen, die aus einer Fehlanpassung der Komponenten entstehen (z.B. weicht die Kleinsignalimpedanz des VCSELs deutlich von $50\ \Omega$ ab), können nicht beobachtet werden. Jedoch könnte die Qualität des Ausgangssignals (Augenöffnung) noch etwas verbessert werden. Eventuell problematisch sind hier zum Beispiel Schwingungen, die auf der Senderseite erzeugt werden und das optische Auge verkleinern können (siehe Abschnitt 3.3.1.2).

Außerdem sind eine gute Entkopplung der einzelnen Schaltungsteile, was sowohl für die Datenleitungen, aber auch für die Versorgungsspannungen gilt, sowie eine gute Stabilisierung der Versorgungsspannungen der Treiberbausteine von Bedeutung. Dies gilt insbesondere bei geringen optischen Leistungen in der Faser. Allerdings kann ein Übersprechen im Transceiver durch einen sorgfältigen Schaltungsentwurf deutlich verringert werden (siehe Messungen am diskreten Transceiver im Vergleich zum teilweise integrierten Transceiver in Kapitel 6).

7.2 Ausblick

Auch wenn die Einkopplungsverluste recht hoch sind, arbeiten die getesteten Schaltungen ab einer empfangenen Leistung von ca. 100 mW erwartungsgemäß. Allerdings ist mit steigenden Übertragungsraten auch immer sorgfältiger auf den Schaltungsentwurf und das Layout der elektro-optischen Wandler zu achten! Außerdem sollte für die Übertragung ein passendes Übertragungsprotokoll verwendet werden.

Da der Trend zu noch höheren Übertragungsraten weiter anhält, werden Übertragungsstrecken mit Glasfasern in Zukunft noch weiter verbreitet sein. Sich abzeichnende, nächste Schritte sind die Verwendung von Bändchen mit mehreren Fasern und somit einer Parallelisierung der Übertragung, sowie eine im Transceiver integrierte Signalaufbereitung. Die Entwicklung der Glasfasertechnologie wird sich auch in den nächsten Jahren fortsetzen, um die Anforderungen neuer und verbesserter Services zu erfüllen.

Literaturverzeichnis

- [1] Schott AG. Datenblatt N-BK7, Nr. 517642.251. Website, 2007. Available online at http://www.schott.com/advanced_optics/german/abbe_datasheets/datasheet_n-bk7.pdf (visited 8/2010).
- [2] E. M. Cherry and D. E. Hooper. The design of wide-band transistor feedback amplifiers. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 110(2):375–389, february 1963.
- [3] W. W. Chow, K. D. Choquette, M. H. Crawford, K. L. Lear, and G. R. Hadley. Design, Fabrication, and Performance of Infrared and Visible Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 33(10):1810–1824, october 1997.
- [4] Finisar Advanced Optical Components Division. Application Note: Optical Modes In VCSELs. Website, 2007. Available online at http://finisar.com/download_nC3xpBOptical%20Modes%20In%20VCSELs.pdf (visited 8/2010).
- [5] P. Fasser and E. Leitgeb. Optische Nachrichtentechnik. Vorlesungsskriptum, Fachbereich für Nachrichtentechnik und Wellenausbreitung, Technische Universität Graz, 2007.
- [6] J. George. 10 Gigabit Ethernet over Multimode Fiber - Which option is best for your network? *BICSI Las Vegas*, may 2005.
- [7] M. Grabherr, B. Weigl, G. Reiner, and K. J. Ebeling. Comparison of Proton Implanted and Selectively Oxidized Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers. Pro. CLEO, 1996. paper.
- [8] J. Heinrich, E. Zeeb, and K. J. Ebeling. Butt-Coupling Efficiency of VCSEL's into Multimode Fibers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 9(12):1555–1557, december 1997.
- [9] V. Iakovlev, G. Suruceanu, A. Caliman, A. Mereuta, A. Mircea, C.-A. Berseth, A. Syrbu, A. Rudra, and E. Kapon. High-Performance Single-Mode VCSELs in the 1310-nm Waveband. *IEEE Photonics Technology Letters*, 17(5):647–949, may 2005.
- [10] 60793-1-41 ed2.0 IEC' *Optical fibres - Part 1-41: Measurement methods and test procedures - Bandwidth*. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2003.
- [11] 60793-1-49 ed2.0 IEC' *Optical fibres - Part 1-49: Measurement methods and test procedures - Differential mode delay*. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2006.
- [12] 60793-2-10 ed3.0 IEC' *Optical fibres - Part 2-10: Product specifications - Sectional specification for category A1 multimode fibres*. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2007.
- [13] 60793-2 ed6.0 IEC' *Optical fibres - Part 2: Product specifications - General*. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2007.

- [14] Corning Incorporated. Why choose multimode fiber? *Communications News*, 43(3), march 2006. Available online at http://www.comnews.com/stories/articles/0306/0306why_choose.htm (visited 8/2010).
- [15] IPtronics A/S and Philips Technologie GmbH U-L-M Photonics. Reference Design, IPV12G011 - ULM850-10-TT-N0104U. Website, June 2009. Available online at http://www.iptronics.com/uploads/37655/IPV12G011_ULM_RefDesign.04.pdf (visited 8/2010).
- [16] I. P. Kaminow, T. Li, and A. E. Willner. *Optical Fiber Telecommunications V, B: Systems and Networks*. Elsevier Inc., 2008.
- [17] D. Marcuse and H. M. Presby. Index Profile Measurements of Fibers and their Evaluation. *Proceedings of the IEEE*, 68(6):666–688, june 1980.
- [18] H. Matsumura. The light acceptance angle of a graded index fibre. *Optical and Quantum Electronics*, 7(2):81–86, march 1975.
- [19] R. Michalzik and K. J. Ebeling. *Operating Principles of VCSELs*, chapter 3 in Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser Devices, H.Li and K.Iga (Eds.), pages 53–98. Springer-Verlag, Berlin, 2003.
- [20] Philips Technologie GmbH U-L-M Photonics. Datasheet ULM850-05-TN-B0101U: 5 Gbps VCSEL 850 nm, chip. Website. Available online at http://www.ulm-photonics.de/docs/products_new/datasheets/VCSEL-ULM850-05-1x1chip.pdf (visited 8/2010).
- [21] Philips Technologie GmbH U-L-M Photonics. Datasheet ULM850-05-TN-U46FOP: 5 Gbps VCSEL 850 nm, TO46 flat window. Website. Available online at http://www.ulm-photonics.de/docs/products_new/datasheets/VCSEL-ULM850-05-TO46FOP.pdf (visited 8/2010).
- [22] Philips Technologie GmbH U-L-M Photonics. Datasheet ULM850-10-TT-N0104U: 10 Gbps VCSEL 850 nm, 1x1/4/12 chip. Website. Available online at http://www.ulm-photonics.de/docs/products_new/datasheets/VCSEL-ULM850-10-chips.pdf (visited 8/2010).
- [23] R. Pimpinella and A. Brunsting. Differential Mode Delay (DMD) for Multimode Fiber Types and its Relationship to Measured Performance. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic Engineers Conference*. Technical Digest (CD) (Optical Society of America), 2005. paper NWF2.
- [24] Maxim Integrated Products. Datasheet MAX3658: 622Mbps, Low-Noise, High-Gain Transimpedance Preamplifier. Website. Available online at <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX3658.pdf> (visited 8/2010).
- [25] Maxim Integrated Products. Datasheet MAX3740A: 3.2Gbps SFP VCSEL Driver with Diagnostic Monitors. Website. Available online at <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX3740A.pdf> (visited 8/2010).

- [26] Maxim Integrated Products. Datasheet MAX3744: 2.7Gbps SFP Transimpedance Amplifiers with RSSI. Website. Available online at <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX3744-MAX3745.pdf> (visited 8/2010).
- [27] Maxim Integrated Products. Datasheet MAX3748: Compact 155Mbps to 4.25Gbps Limiting Amplifier. Website. Available online at <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX3748-MAX3748H.pdf> (visited 8/2010).
- [28] H.-M. Rein and M. Moller. Design Considerations for Very-High-speed Si-Bipolar IC's Operating up to 50 Gb/s. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 31(8):1076–1090, august 1996.
- [29] M. Riedl. *Optical Design Fundamentals for Infrared Systems*. SPIE Press, Bellingham, WA, second edition, 2001.
- [30] G. Schiffner. *Optische Nachrichtentechnik*. Teubner, Wiesbaden, 1 edition, 2005.
- [31] OFS T. Irujo. Multimode or Single-Mode Fiber? Website, 2006. Available online at <http://www.ofsoptics.com/resources/MultimodeorSingle-Mode.pdf> (visited 8/2010).
- [32] U. Tietze and Ch. Schenk. *Halbleiterschaltungstechnik*. Springer, Berlin Heidelberg, 12 edition, 2002.
- [33] J. M. Trehwella, G. W. Johnson, W. K. Hogan, and D. L. Karst. Evolution of optical subassemblies in IBM data communication transceivers. *IBM Journal of Research and Development*, 47(2/3):251–258, march/may 2003.
- [34] R. S. Tucker and I. P. Kaminow. High-Frequency Characteristics of Directly Modulated InGaAsP Ridge Waveguide and Buried Heterostructure Lasers. *Journal of Lightwave Technology*, 2(4):385–393, august 1984.
- [35] D. Vez, S. Eitel, S. G. Hunziker, G. Knight, M. Moser, R. Hoevel, H.-P. Gauggel, M. Brunner, A. Hold, and K. H. Gulden. 10 Gbit/s VCSELs for datacom: devices and applications. volume 4942, pages 29–43. Proc. SPIE, 2003.
- [36] E. Voges and K. Petermann, editors. *Optische Kommunikationstechnik*. Springer, Berlin Heidelberg, 2002. Handbuch für Wissenschaft und Industrie.

Abkürzungen und Begriffe

8B/10B	Code (8 Datenbits auf ein Wort mit einer Länge von 10 Bit)
AIAs	Aluminiumarsenid, ein Halbleiterwerkstoff
BMG	Bitmuster-generator
Bragg-Reflektor	Sehr wellenlängenselektiver Spiegel aus dünnen Schichten mit unterschiedlichen Brechungsindices
Butt-coupling	Direkte Einkopplung (d.h. ohne Fokussieroptik) in eine Faser
CPRI	Common Public Radio Interface (Standard aus dem Mobilfunk-Bereich)
DBR-Laser	Distributed Bragg-reflector Laser
DC	Gleichspannung
Deembedding	Verschiebung der Messebene eines Netzwerkanalysators durch Veränderung der Phase
DFB-Laser	Distributed Feedback Laser
DUT	Device under Test (Messobjekt)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
FAKRA	Fachkreis Automobil (Steckertyp für Automotive-Anwendungen)
FC	Steckverbindertyp für Glasfaserkabel
FR4	Leiterplattenmaterial aus Glasfasergewebe und Epoxidharz
GaAs	Galliumarsenid, ein Halbleiterwerkstoff
GIF	Gradientenindexfaser (Eine Art Multimodefaser)
GND	Ground, Masse (Bezugspotential)
GSG-Probe	Messspitze mit den Kontakten Ground-Signal-Ground
HI	Logikpegel High
HSD	High Speed Data, Steckertyp der Firma Rosenberger (mit entsprechendem Kabel)
IC	Integrated Circuit (Integrierte Schaltung)
LIV-Kennlinie	Zusammenhang Leistung – Strom – Spannungs bei VCSELs
LO	Logikpegel Low

MMF	Multimodefaser
NRZ-Bitmuster	Non return to zero Bitmuster
OBSAI	Open Base Station Initiative (Standard aus dem Mobilfunk-Bereich)
OFL	Overfilled Launch (Testsetup bei der Charakterisierung von Lichtwellenleitern)
OM3-Faser	Laseroptimierte Gradientenindexfaser
OSM-Kal.	Kalibrierung mit Normalen für Leerlauf (Open), Kurzschluss (Short) und Anpassung (Match)
PIN-Diode	Diode mit den Dotierungen positiv-intrinsic-negativ
PRBS	Pseudo-random Binary Sequence (Pseudozufallszahlen)
ROSA	Receiver optical Sub-assembly (Empangsmodul mit Faserankopplung und TIA)
RSSI	Received Signal Strength Indicator (Anzeige der Empfangssignalstärke)
S_{xx}	Streuparameter
SC	Steckverbindertyp für Glasfaserkabel
SFP	Small Form Pluggable (Standard für optische Transceiver)
SMA	Sub-Miniature-A (HF-Steckverbinder)
SMD	Surface Mounted Device
SMF	Singlemode-Faser
SNR	Signal-to-nois ratio (Signal-Rausch-Verhältnis)
SIF	Stufenindexfaser
TIA	Transimpedanzverstärker
TOSA	Transmitter optical Sub-assembly (Sendemodul mit Faserankopplung)
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
Y_{xx}	Y-Parameter

Abbildungsverzeichnis

1.1	Download-Geschwindigkeit über die Zeit (USA), Auszug aus [16, Kap. 10]	1
1.2	Beschaltung und Blockschaltbild typischer optischen Transceiver	2
2.1	Vergleich zweier Fasertypen [6]: a Brechungsindexverlauf b Modendispersion	6
2.2	Schema zur Auswirkung der Modendispersion auf ein Bitmuster (Bild aus [6])	7
2.3	Schematischer Aufbau verschiedener Typen von Halbleiterlasern	10
2.4	Schemata und spektrale Empfindlichkeit von Photodioden	11
3.1	a Schematischer Aufbau [36] und b LIV-Diagramm [21] eines VCSELS	15
3.2	a Nahfeldaufnahmen und b Fernfeld von VCSELS für verschiedene Betriebsströme	15
3.3	Messaufbau zur Vermessung von VCSELS und PIN-Dioden	17
3.4	Ermittlung des Kleinsignal-Ersatzschaltbilds aus dem gemessenen S_{11}	17
3.5	Aus Messdaten ermittelte Ersatzschaltbild-Parameter für ungehäuste VCSELS	19
3.6	Vergleich des Betrags von S_{11} für unterschiedlich gehäuste VCSELS	20
3.7	Vergleich von gemessenem und modelliertem S_{11} eines gehäusten VCSELS	21
3.8	Ersatzschaltbilder von Dioden in TO-46-Gehäusen: a VCSEL; b PIN-Photodiode	22
3.9	Messung von S_{11} und Modellierung des Kleinsignal-Ersatzschaltbilds	23
3.10	Aus Messdaten ermittelte ESB-Parameter für ungehäuste PIN-Photodioden	24
3.11	Vergleich von S_{11} : Messungen an PIN-Dioden vs. Netzlistenmodell nach Abb. 3.8 b	25
3.12	Röntgenbild des MAX3740A	27
3.13	a Gemessene S-Parameter vs. Datenblatt; b ESB je eines Treiberein- und ausgangs.	28
3.14	Treiberausgang mit a DC-haltigen Bitmustern und b Einschwingvorgang	29
3.15	a Skizze zum verwendeten Messaufbau; b Augendiagramme mit/ohne Peaking	31
3.16	Augendiagramme für Verbindung (I) und (II), sowie schlechter Signalqualität	32
3.17	a Topographie des TIA [26]; b Layout eines Empfängers aus Chip-Bauelementen	33
3.18	DC-hältige Bitmuster als Ein- und Ausgangssignal des TIA; c Messaufbau	34
3.19	Augendiagramme des TIA für mittlere und niedrige optische Eingangsleistung	35
3.20	Röntgenbild des MAX3748	36
3.21	Vergleich am MAX3748: Gemessene differentielle S-Parameter vs. Datenblatt [27]	36
3.22	a Ermittlung eines ESB; b, c Kleinsignal-ESB von Ein- und Ausgang des Limit.Amp	37
3.23	Verhalten des Limiting Amplifiers gegenüber DC-haltigen Bitmustern	38
3.24	a Messaufbau; b-f Augendiagramme für verschiedene Bitraten und Eingangspegel	39
3.25	a Modelle von SMD-Lötpads auf 0,46 mm FR4; b ESB für Kondensator und Spule	40
3.26	Schema: Admittanzbestimmung; Zusammenhang Y-Parameter und Impedanz	41
3.27	Impedanz verschiedener Kondensatoren mit ermittelten ESB-Parametern	42
3.28	Impedanz verschiedener Spulen mit ermittelten ESB-Parametern	44
3.29	Impedanz einer Spule bei Schaltung in Serie sowie als Shunt	44
4.1	Übertragungsstrecke mit Transceivern aus diskreten Bauteilen und Detail	46

5.1	Prinzipieller Aufbau der getrennten Schaltungsteile	49
5.2	Versorgung über die Signalleitungen	51
5.3	Prinzipieller Aufbau einer IC-Spannungsversorgung	52
5.4	Spektrale Energieverteilung eines 8B/10B-Codierten Signals	55
5.5	Impedanzen verschiedener Kondensatoren und Spulen auf FR4	55
5.6	Verwendete Leitungstypen: (1) Diff. Stripline; (2),(3),(4) Grounded Coplanar	57
5.7	Fasereinkopplung mittels einer einzelnen Kugellinse	59
5.8	Toleranzbereich für die die Position der Kugellinse relativ zum VCSEL	59
5.9	Fasereinkopplung mittels Linsensystem	60
6.1	a IPtronics Evaluation-Board (Sender); b Direkte Fasereinkopplung (Butt-Coupling)	62
6.2	Integrierte Schaltungen von IPtronics: a 4-fach VCSEL-Treiber, b 4-fach TIA	63
6.3	Eingangsreflexionsfaktor (S_{DD11}) der Senderseiten mit jeweiligem Messaufbau.	64
6.4	Übersprechen verschiedener Transceiver im Vergleich zu einer Referenzplatine	65
6.5	Übersprechen am diskreten Transceiver für verschiedene Kopplungen der Dioden	66
6.6	a Übersprechen an den Dioden am diskret. Transceiver; b Frequenzgang des MAX3658	66
6.7	Opt. Signale für verschiedene DC-haltige Bitmuster und zwei Übertragungsstrecken	68
6.8	Strecke mit DC-hältigen Bitmustern für zwei Übertragungsstrecken	69
6.9	a Problematik bei der Einkopplung; b Detail des Brennpunkts bei einem Linsensystem	71
6.10	Verhältnisse zwischen gemessenen und berechneten Faserkoppelverlusten	74
6.11	a Gemessene Strom-Leistungs-Kennlinie; b Einkoppeleffizienz bei Butt-coupling	78
6.12	a Messaufbau; Augendiagramme für verschiedene b Transceiver und c Bitmuster.	79
6.13	Augendiagramm einer Übertragungsstrecke mit diskreten Transceivern.	80
6.14	a Augendiagramme und b Referenzmessungen mit den teilw. integr. Transceivern	80
6.15	a Augendiagramme und b Referenzmessungen mit den IPtronics Eval.-Boards	81
6.16	Thermografie des teilw. integrierten Transceivers mit ausgewiesenen Messpunkten.	82
6.17	Spektren verschiedener VCSELs bei der Übertragung durch verschiedene Glasfasern	83
A.1	Schaltplan des diskreten Transceivers	94
A.2	Layout der Versorgungs- und der Transceiverplatine	95
A.3	Die 4 Layer der Versorgungsplatine	95
A.4	Die 4 Layer der Transceiverplatine des diskreten Transceivers	96
A.5	Schaltplan des teilweise integrierten Transceivers	97
A.6	Layer 1 & 4 sowie Bestückungsdruck der Platine des teilw. integrierten Transceivers	98
A.7	Die 4 Layer der Platine des teilweise integrierten Transceivers	98
A.8	Bondplan für die ungehäusten Komponenten (teilw. integr. Transceiver)	99

Verwendete Messgeräte

Agilent DSO6104A	Digital Sampling Osilloscope; 1 GHz, 4 GSample/s
Anritsu MP1763C	Pulse Pattern Generator; 0,05 – 12,5 GHz
Anritsu MS9001B	Optical Spectrum Analyzer; 0,6 – 1,75 nm
HP/Agilent 8152A	Optical Average Power Meter; Probe: 81000FA (450 – 1020 nm)
Rohde & Schwarz ZVR	Vector Network Analyzer; 9 kHz – 4 GHz
Rohde & Schwarz ZVA 24	Vector Network Analyzer; 9 kHz – 4 GHz
Tektronix P6711	Optical to Electrical Converter; 850 nm, 250 MHz
Tektronix DSA8200	Digital Serial Analyzer Sampling Oszilloscope; 20 GHz Modules

A1 Transceiverschaltung mit diskreten Bauteilen

Schaltplan

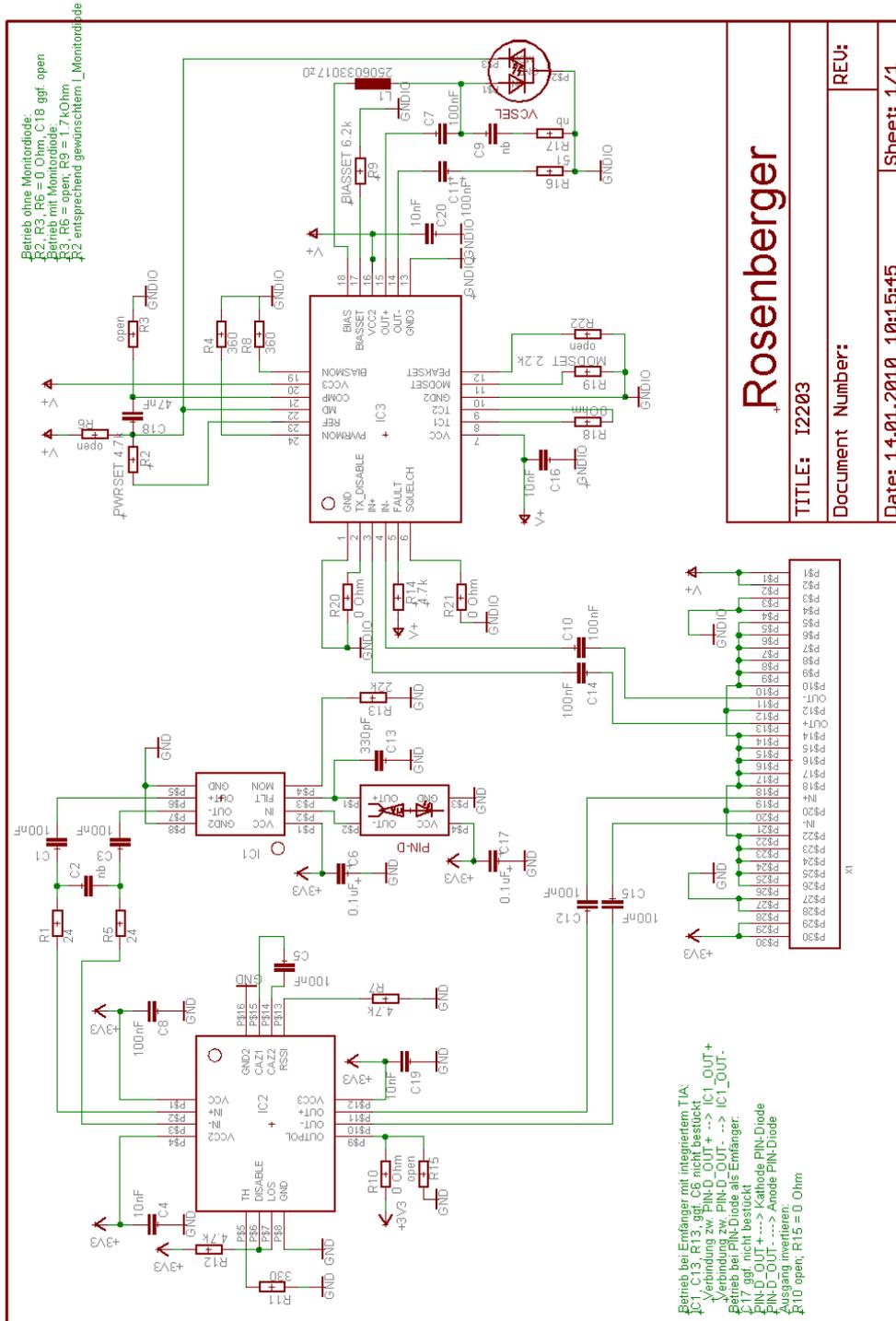


Abbildung A.1: Schaltplan des diskreten Transceivers

Rosenberger	
TITLE: 12203	REV:
Document Number:	Sheet: 1/1
Date: 14.01.2010 10:15:45	

Layout

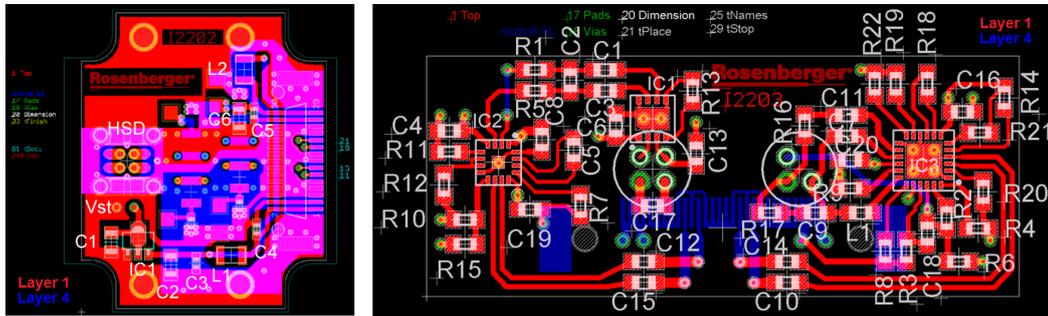


Abbildung A.2: Layer 1 & 4 der Versorgungs- (l) und der Transceiverplatine (r) mit Bestückungsdruck

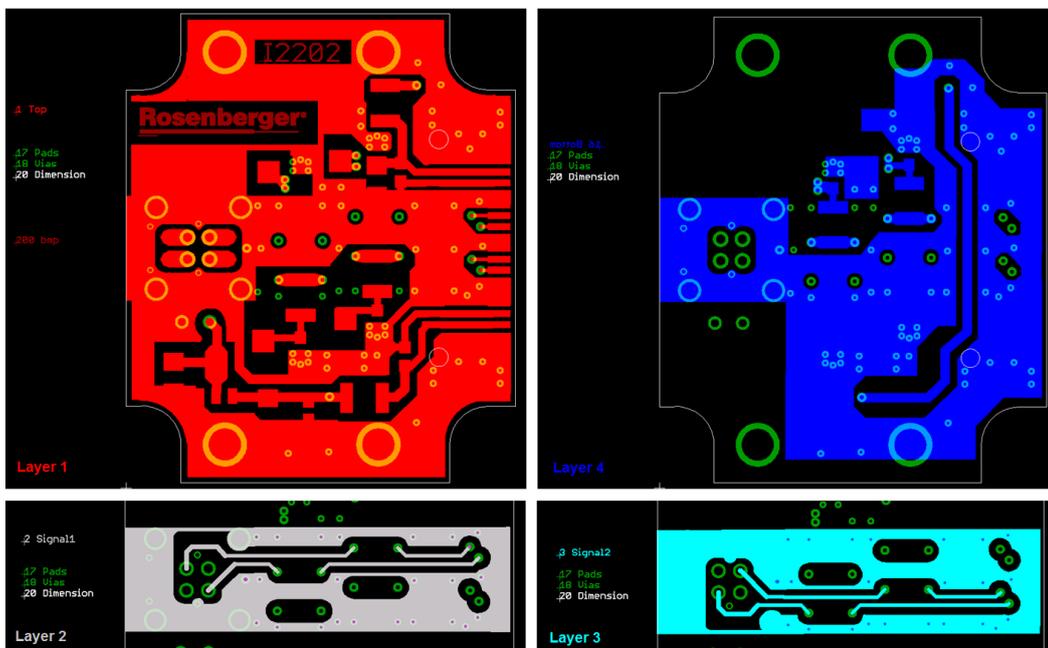


Abbildung A.3: Die 4 Layer der Versorgungsplatine

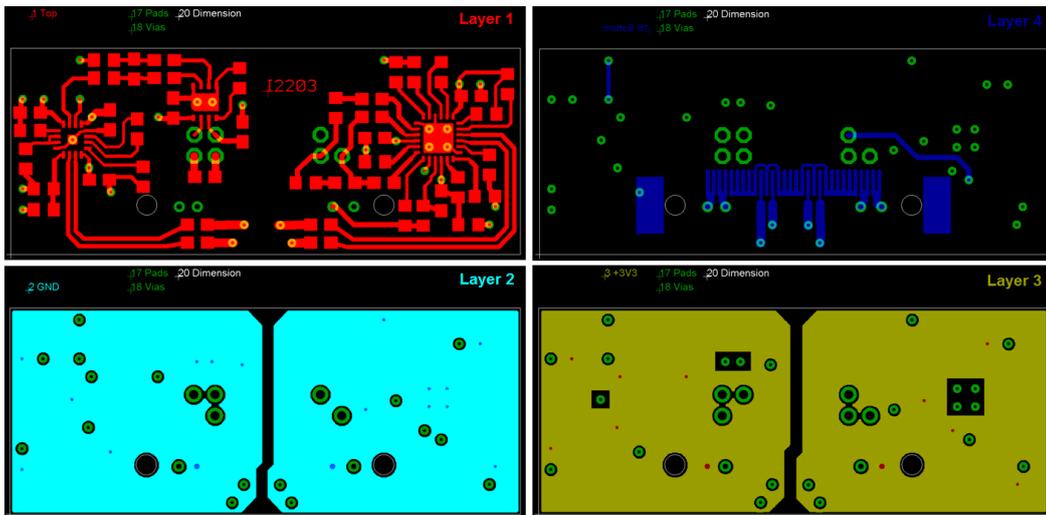


Abbildung A.4: Die 4 Layer der Transceiverplatine des diskreten Transceivers

A2 Transceiverschaltung mit ungehäuseten Bauteilen

Schaltplan

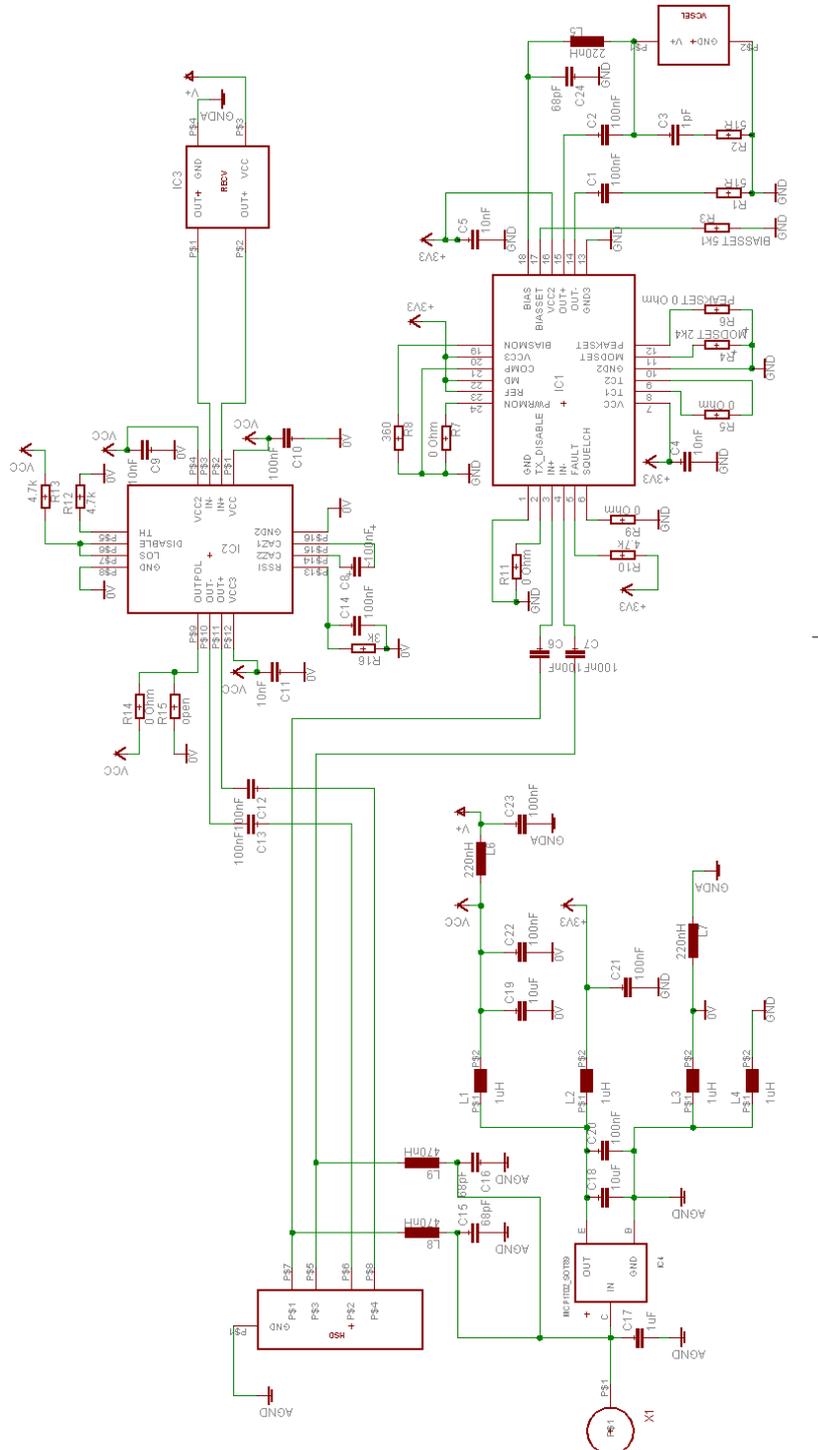


Abbildung A.5: Schaltplan des teilweise integrierten Transceivers

Layout

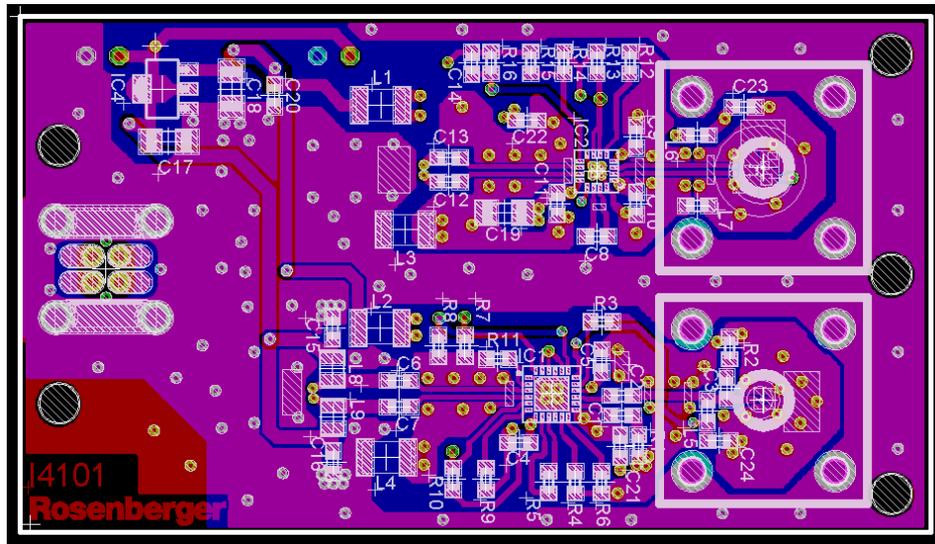


Abbildung A.6: Layer 1 & 4 sowie Bestückungsdruck der Platine des teilw. integrierten Transceivers

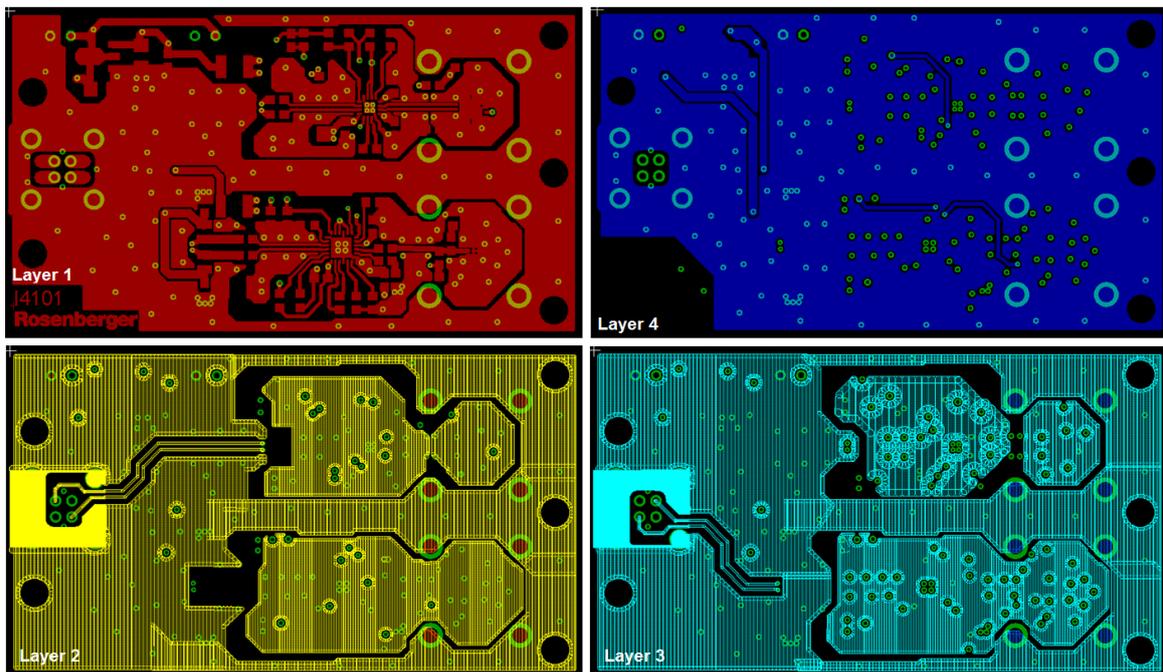


Abbildung A.7: Die 4 Layer der Platine des teilweise integrierten Transceivers

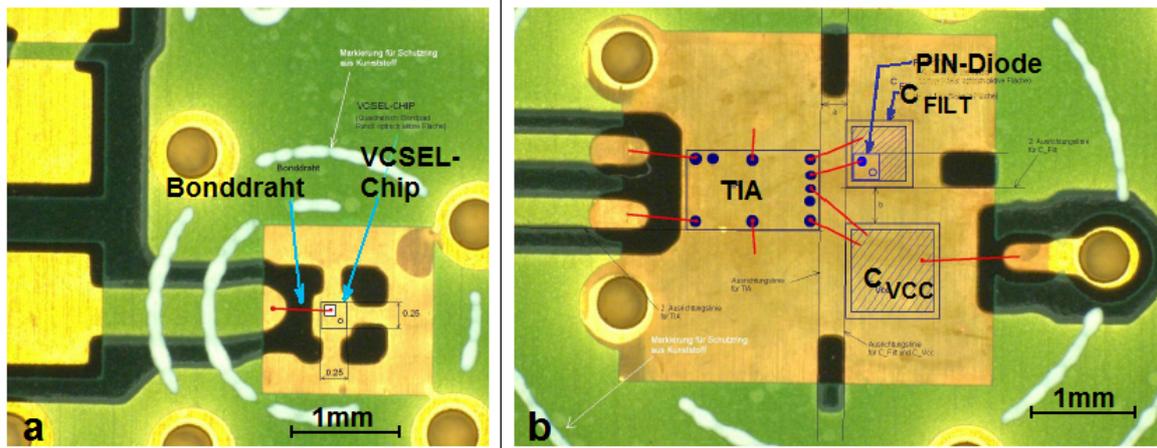


Abbildung A.8: Layoutdetail: Bondplan für die ungehäuseten Komponenten (rote Linien: Bonddrähte) **a**: VCSEL; **b** PIN-Diode mit TIA und Chipkondensatoren