

## DIPLOMARBEIT

# Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser als Quellen in optischen Übertragungssystemen bei einer Wellenlänge von 1550nm

ausgeführt am Institut für  
Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik der  
Technischen Universität Wien  
von

Samir Ćerimović

Gymnasiumstraße 85/621  
1190 Wien

Matrikelnummer 9526956

Wien, im Oktober 2005

Betreuer:

DI Franz Fidler  
Prof. Dr. Walter R. Leeb

# Zusammenfassung

Diese Diplomarbeit beschäftigt sich mit oberflächenemittierenden Lasern mit vertikaler Resonatoranordnung (VCSELs). Es handelt sich hierbei um Halbleiterlaser, die das Licht senkrecht zu ihrem  $p$ - $n$  Übergang durch die Chip-Oberfläche emittieren. Während sich kurzwellige VCSELs am Markt schon längst etabliert haben, werden VCSELs bei einer Wellenlänge von 1550 nm erst seit kurzer Zeit kommerziell angeboten. Grund dafür sind die technologischen Herausforderungen infolge der verwendeten Materialien, die für die höheren Wellenlängen ( $\geq 1310$  nm) erforderlich sind. Diese Arbeit soll die Einsatzmöglichkeiten der langwelligen VCSELs als neuartige und kostengünstige Alternativquellen in optischen Übertragungssystemen experimentell und mit Hilfe von Simulationen untersuchen.

Basierend auf einer umfangreichen Literatur- und Marktrecherche werden im *ersten Kapitel* der allgemeine Aufbau eines VCSELs sowie die Vor- und Nachteile dieser Lasertechnologie beschrieben. Ausserdem wird das Konzept des VCSELs mit vergrabenen Tunnelkontakt vorgestellt, mit dem der Marktdurchbruch bei einer Wellenlänge von 1550 nm gelungen ist.

Die Kenndaten eines solchen kommerziell erhältlichen VCSELs werden im *zweiten Kapitel* experimentell untersucht. Neben P-I und U-I Kennlinie wird das Ausgangsspektrum, die Übertragungsfunktion sowie die Anstiegszeit des VCSELs gemessen. Der VCSEL zeichnet sich durch einen sehr niedrigen Schwellstrom ( $I_{th} = 0,86$  mA) aus, die maximale Ausgangsleistung liegt jedoch bei nur etwa 1 mW. Das Emissionsspektrum ist monomodig mit einer Wellenlänge um 1541 nm. Ausführlich wird außerdem die Temperaturabhängigkeit der gemessenen Kenndaten untersucht.

Aufbauend auf diese Ergebnisse wird im *dritten Kapitel* ein Einkanalübertragungssystem beschrieben und charakterisiert. Als Empfänger dient dabei eine pin-Photodiode mit integriertem Transimpedanzverstärker, gefolgt von einem rauscharmen Vorverstärker und einem Tiefpassfilter. Bei einer Datenrate von  $R = 2,5$  Gb/s ergibt sich ein rein dämpfungsbegrenztes System mit einer maximalen Feldlänge von  $L_{max} = 68$  km. Neben der Faserdämpfung ( $\alpha = 0,24$  dB/km) begrenzt bei einer höheren Datenrate von  $R = 5$  Gb/s auch die Wechselwirkung der gechirpten Impulse mit der Dispersion die maximale Faserlänge, welche sich in diesem Fall auf  $L_{max} = 35$  km reduziert.

Das *vierte Kapitel* befaßt sich mit den Simulationen von optischen Ein- und Mehrkanalsystemen, in denen VCSELs als Laserquellen eingesetzt werden können. Mit dem Simulationsprogramm VPI wird dazu ein einfaches VCSEL-Modell, zuerst ohne und danach mit Berücksichtigung von Chirp entwickelt. Durch den Einsatz eines Erbium-dotierten Faserverstärkers verbessert sich die Empfängersensitivität, sodass bei einer Datenrate von  $R = 2,5$  Gb/s eine Feldlänge von  $L_{max} = 168$  km erreicht werden kann. Im Falle eines Wellenlängenmultiplexsystems mit 4 Kanälen und einem Kanalabstand von 20 nm beträgt die maximale Feldlänge bei einer Gesamtdatenrate von  $R_g = 10$  Gb/s über 60 km. Maßnahmen zur Leistungssteigerung in solchen CWDM-Systemen werden abschliessend im *fünften Kapitel* besprochen.

Die Ergebnisse dieser Diplomarbeit zeigen, dass VCSELs bei einer Wellenlänge von 1550 nm erfolgreich in lokalen optischen Übertragungsnetzen eingesetzt werden können. Es ist zu erwarten, dass sich diese langwelligen VCSELs schnell am Markt durchsetzen und eine günstige Alternative zu herkömmlichen Fabry-Perót oder Distributed Feedback Lasern bieten werden.

# Summary

This thesis deals with Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers (VCSELs), which are semiconductor lasers, that emit the light perpendicularly to their  $p$ - $n$  junction through the chip surface. While short-wavelength VCSELs have already reached the stage of mass-production, VCSELs at wavelengths around 1550 nm have just recently become commercially available because of technological challenges regarding the used materials required for longer wavelengths ( $\geq 1310$  nm). The objective of this work is to examine possible applications of long-wavelength VCSELs as new and cost-efficient laser sources in optical transmission systems.

Based on an extensive literature and market inquiry, the general structure of a VCSEL as well as the advantages and disadvantages of this laser technology are described in the *first chapter*. The concept of a VCSEL with buried tunnel junction, which led to a breakthrough at a wavelength of 1550 nm, is also presented.

In the *second chapter*, characteristic data of such commercially available VCSELs is experimentally examined. Besides the P-I and V-I characteristics, the output spectrum, the frequency response, as well as the rise time of the VCSEL are also measured. The VCSEL exhibits a very low threshold current ( $I_{th} = 0.86$  mA) and the maximum optical output is approximately 1 mW. The laser shows a single-mode emission spectrum at the center wavelength around 1541 nm. Additionally the temperature behavior of the measured characteristics is examined in detail.

Based on these results, a single-channel optical transmission system is described and characterized in the *third chapter*. A pin-photodiode with integrated transimpedance amplifier serves as a receiver followed by a low-noise preamplifier and a low-pass filter. A solely attenuation-limited system with a maximum field length of  $L_{max} = 68$  km was attained at a data rate of  $R = 2,5$  Gb/s. In case of a higher data rate ( $R = 5$  Gb/s), the interaction of the chirped pulses with the dispersion on the fiber is the limiting factor. Therefore the maximum field length is reduced to  $L_{max} = 35$  km at a fiber attenuation of  $\alpha = 0,24$  dB/km.

The *fourth chapter* deals with the simulation of optical single-channel and multi-channel systems, employing VCSELs as light sources. With the simulation tool VPI, a simple VCSEL model is developed, firstly without and then with consideration of chirp. Using an erbium-doped fiber amplifier, the receiver sensitivity is improved so that at a data rate of  $R = 2,5$  Gb/s a field length of  $L_{max} = 168$  km can be achieved. In the case of a wavelength division multiplexing system with 4 channels, 20 nm channel spacing, and an aggregated data rate of  $R_g = 10$  Gb/s the maximum field length is over 60 km. Measures to increase the performance in such a CWDM-system are finally discussed in the *fifth chapter*.

The results of this thesis show that 1550 nm VCSELs are well-suited for optical local area network applications. It is expected that these long-wavelength VCSELs will soon reach a level of commercial mass-production, offering a very good alternative to conventional Fabry-Perot or distributed feedback (DFB) lasers.

*Meinen Eltern in Liebe und Dankbarkeit gewidmet*

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL)</b>	<b>1</b>
1.1	Einführung in die VCSEL-Technologie . . . . .	1
1.2	Vor- und Nachteile von VCSELn . . . . .	4
1.3	VCSEL mit vergrabem Tunnelkontakt bei einer Wellenlänge von 1550nm . . . . .	8
1.4	Zusammenfassung . . . . .	10
<b>2</b>	<b>Messungen von VCSEL-Eigenschaften</b>	<b>11</b>
2.1	P-I und U-I Kennlinien . . . . .	12
2.2	Spektrum und Fernfeldaufnahme . . . . .	14
2.3	Modulationsübertragungsfunktion . . . . .	16
2.4	Messung der Anstiegszeit . . . . .	20
2.5	Messung des Auslöschungsverhältnisses . . . . .	23
2.6	Temperaturabhängigkeit der Kenndaten . . . . .	23
2.6.1	P-I Kennlinie . . . . .	24
2.6.2	U-I Kennlinie . . . . .	26
2.6.3	Änderung der Emissionswellenlänge mit der Temperatur . . . . .	27
2.7	Zusammenfassung . . . . .	28
<b>3</b>	<b>Einkanalübertragungssystem</b>	<b>29</b>
3.1	Messungen bei einer Datenrate von $R = 2,5 \text{ Gb/s}$ . . . . .	32
3.2	Messungen bei einer Datenrate von $R = 5 \text{ Gb/s}$ . . . . .	36
3.3	Zusammenfassung . . . . .	39
<b>4</b>	<b>Simulationen</b>	<b>40</b>
4.1	Beschreibung des Simulationsmodells . . . . .	40
4.2	Simulationen und Laborergebnisse im Vergleich . . . . .	44
4.3	Verbessertes VCSEL-Modell . . . . .	51
4.3.1	Einkanalübertragungssystem ohne EDFA . . . . .	53
4.3.2	Einkanalübertragungssystem mit EDFA . . . . .	55
4.3.3	CWDM-System . . . . .	60
4.4	Zusammenfassung . . . . .	62
<b>5</b>	<b>Schlußfolgerung und Ausblick</b>	<b>64</b>
<b>A</b>	<b>Datenblätter</b>	<b>68</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>74</b>

# Kapitel 1

## Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL)

Der oberflächenemittierende Laser mit vertikaler Resonatoranordnung (VCSEL) ist ein Halbleiterlaser, bei dem das Licht von der Chip-Oberfläche abgestrahlt wird, im Gegensatz zum herkömmlichen kantenemittierenden Laser, bei dem das Licht an der Flanke des Chips austritt. Während VCSELs bei einer Wellenlänge von 850 nm heutzutage weit verbreitet sind, befindet sich die Technologie im Bereich um 1550 nm noch immer im Forschungsstadium.

Die erste Aufgabe dieser Diplomarbeit war daher eine umfangreiche Literatur- und Marktrecherche durchzuführen. Dabei sollten die Vor- und Nachteile dieser Lasertechnologie aufgezeigt, sowie die Einsatzmöglichkeiten geprüft werden. Im Wellenlängenbereich um 1550 nm war das Ziel, den Stand der Technik zu präsentieren und eine Herstellerliste aufzustellen. Mit Textemplaren ausgewählter Hersteller sollten schließlich verschiedenste VCSEL-Eigenschaften und Einsatzmöglichkeiten im Labor getestet werden.

### 1.1 Einführung in die VCSEL-Technologie

Ein Laser funktioniert nach dem Oszillator-Prinzip. Dabei übernimmt eine aktive Zone die Rolle des Verstärkers, während die notwendige Rückkopplung des optischen Feldes durch Reflexion des Lichtes an den Endflächen zustande kommt (vgl. **Abbildung 1.1 links**).

In **Abbildung 1.1 rechts** ist dieser Sachverhalt am Beispiel eines herkömmlichen FP (Fabry Péro) Lasers dargestellt. Zwischen einem  $p$ - $n$  Übergang ist die aktive Zone eingebettet. Meist handelt es sich dabei um Quantentopf-Strukturen. Das Licht durchläuft die aktive Zone und wird dabei durch stimulierte Emission verstärkt. An der Grenzschicht zwischen dem Halbleiter und der Luft kommt es teilweise zur Transmission und teilweise zur Reflexion mit einem Leistungsreflexionsfaktor von etwa 30%. Das Licht wird also an der Kante des Halbleiterchips ausgekoppelt, daher nennt man den FP-Halbleiterlaser auch Kantenemitter.

Beim VCSEL wird ebenfalls das allgemeine Laserprinzip angewendet (**Abbildung 1.2**). Allerdings wird der Laserresonator aus zwei speziellen Halbleiterstrukturen gebildet, den sogenannten Braggreflektoren (DBR: Distributed Bragg Reflector). Es handelt sich dabei um eine alternierende Schichtfolge zweier Halbleiter mit unterschiedlichen Brechungsindizes. Die in der aktiven Schicht emittierte Strahlung wird durch die stimulierte Emission verstärkt und von beiden DBRs reflektiert, sodass optische Rückkopplung und damit Laserbetrieb entsteht.

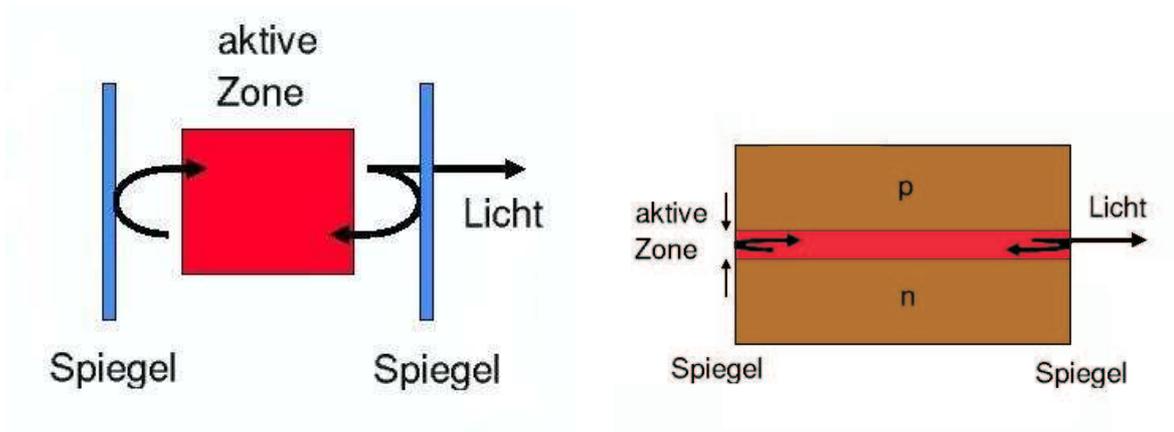


Abbildung 1.1: Das Laserprinzip (links), sowie die Funktionsweise eines FP-Lasers (rechts) im Vergleich [1]

Der Laserresonator steht senkrecht zum Wafer auf dem der VCSEL aufgebaut wurde, und das Licht tritt durch die Chip-Oberfläche aus (daher kommt auch der Name dieses Bauteils: Vertical Cavity Surface Emitting Laser - oberflächenemittierender Laser mit vertikaler Resonatoranordnung).

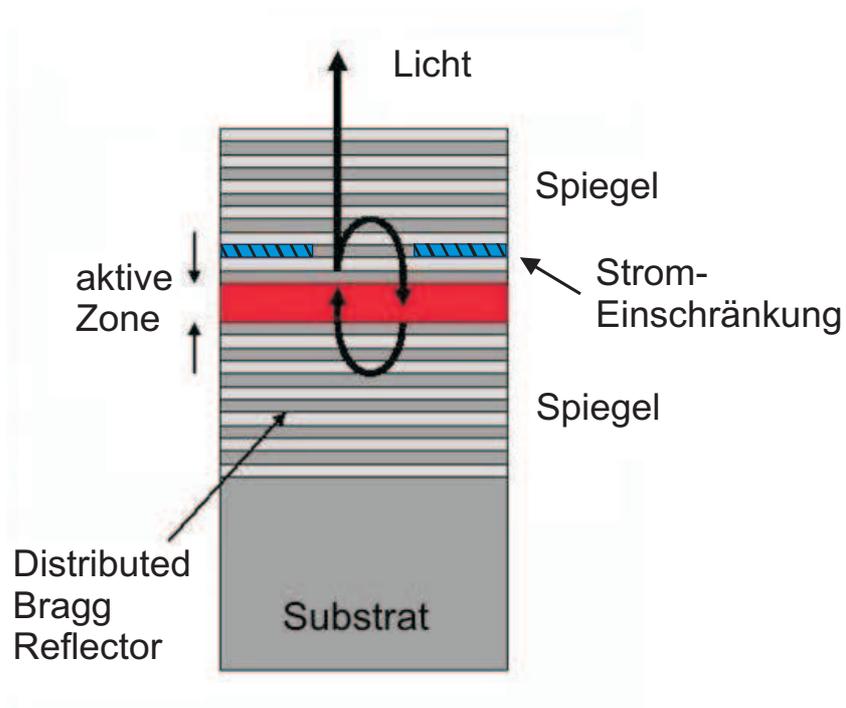


Abbildung 1.2: Prinzipieller Aufbau eines VCSELs [1]

Die Braggreflektoren bestehen aus zahlreichen Paaren abwechselnder Schichten mit höherem  $n_h$  und niedrigerem  $n_l$  Brechungsindex (**Abbildung 1.3**).

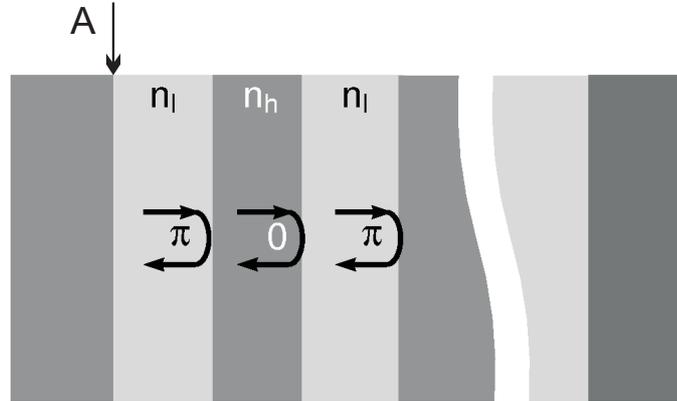


Abbildung 1.3: *Prinzipieller Aufbau des DBR-Spiegels [2]. A... Referenzfläche*

Die Dicke jeder Schicht entspricht einem Viertel der Wellenlänge im Medium

$$d_h = \frac{\lambda_B}{4n_h}, \quad d_l = \frac{\lambda_B}{4n_l} \quad (1.1)$$

wobei  $\lambda_B$  die sogenannte Bragg-Wellenlänge<sup>1</sup> ist. An jeder Grenzfläche kommt es zur Reflexion und Transmission, dabei sind die Reflexions- und Transmissionsfaktoren für die Feldstärke durch die Fresnel-Formeln für einen Einfallswinkel von  $90^\circ$  gegeben

$$r = \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \quad (1.2)$$

$$t = \frac{2n_1}{n_1 + n_2} \quad (1.3)$$

mit  $n_1$  als Brechungsindex vor der Grenzschicht und  $n_2$  danach. Die Reflexion erfolgt mit einem Phasensprung von  $\pi$  oder  $0$ , je nachdem ob die Welle aus dem Bereich mit niedrigerem oder höherem Brechungsindex kommt. Bei der Transmission bleibt die Phase erhalten. Betrachten wir eine Referenzgrenzfläche A als Ausgangspunkt. Die Welle durchläuft zunächst die Schicht mit dem niedrigeren Brechungsindex  $n_l$ . An der nächsten Grenzfläche wird ein Teil des optischen Feldes transmittiert und ein Teil mit dem Phasensprung  $\pi$  reflektiert. Der reflektierte Teil läuft zurück und kommt bei Punkt A mit einer Gesamtphasenverschiebung von  $2\pi$  an ( $\pi$  durch die Reflexion und  $2 \cdot \frac{\pi}{2}$  auf Grund der zurückgelegten Strecke). Die transmittierte Welle hingegen läuft weiter zur nächsten Grenzfläche, wird dort ohne Phasensprung reflektiert (und zum Teil auch transmittiert) und kommt ebenfalls zurück zu Punkt A mit einer Gesamtphasenverschiebung von  $2\pi$  ( $4 \cdot \frac{\pi}{2}$  auf Grund des Weges). Somit addieren sich alle teilreflektierten Wellen konstruktiv, und die gesamte Struktur wirkt sich bei der Bragg-Wellenlänge  $\lambda_B$  als ein Spiegel hoher Reflektivität aus. Auf Grund der geringen optischen Verstärkung des Lichtes beim vertikalen Durchgang durch die dünne aktive Schicht, muss die Reflektivität deutlich über 99% liegen, damit der VCSEL den Laserbetrieb erreichen kann (typisch  $\geq 99,7\%$  [3]).

<sup>1</sup> $\lambda_B$  ist somit die Emissionswellenlänge.

## 1.2 Vor- und Nachteile von VCSELn

Auf Grund seiner Struktur zeichnet sich der VCSEL im Vergleich zum herkömmlichen FP-Laser durch viele Vorteile aus. Einer der wichtigsten Vorteile ist der longitudinale Monomode-Betrieb. In dem Laserresonator können Wellen verschiedener Frequenzen angeregt werden. Der spektrale Abstand zwischen diesen sogenannten longitudinalen Moden wird durch die Resonatorlänge bestimmt

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2Ln_{gr}} \quad (1.4)$$

mit  $\lambda$  als Lichtwellenlänge,  $n_{gr}$  als Gruppenindex des Lasermaterials und  $L$  als Laserresonatorlänge. Bei herkömmlichen FP-Lasern ist die Resonatorlänge groß (in der Größenordnung von mehreren hundert Wellenlängen), so dass der Abstand zwischen den Moden klein ist. Daher fallen viele Linien in jenen spektralen Bereich, in dem die aktive Zone optisch verstärkt (**Abbildung 1.4 links** [1]) und das Emissionsspektrum sieht wie in **Abbildung 1.4 rechts** [4] aus. Es besteht aus vielen longitudinalen Moden im Abstand von etwa  $\Delta\lambda = 0,2 \text{ nm}$ , die Hüllkurvenbreite hängt dabei von der spektralen Breite der optischen Verstärkung ab und beträgt ungefähr  $2 \text{ nm}$ .

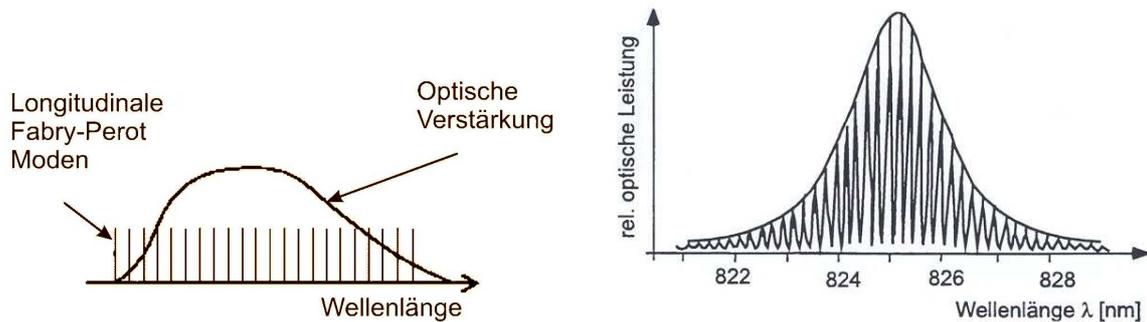


Abbildung 1.4: Die longitudinalen Moden (links), sowie das Ausgangsspektrum eines  $850 \text{ nm}$  FP-Lasers (rechts)

Die Resonatorlänge beim VCSEL ist hingegen sehr klein und liegt in der Größenordnung von nur einigen Wellenlängen. Die Eindringtiefe  $L_p$  des Lichtes in einen DBR-Spiegel mit hoher Reflektivität beträgt näherungsweise [5]

$$L_p = \frac{\lambda}{4\Delta n} \quad (1.5)$$

wobei  $\lambda$  die Lichtwellenlänge und  $\Delta n$  die Brechungsindexdifferenz ist

$$\Delta n = n_1 - n_2 \quad (1.6)$$

Man kann einen DBR-Reflektor in mathematischen Modellen daher als einfachen Spiegel gleicher Reflektivität in einem effektiven Abstand  $L_p$  von der aktiven Zone darstellen. Die Gesamtresonatorlänge eines VCSELs beträgt somit

$$L_{ges} = L_{p,t} + L_{az} + L_{p,b} \quad (1.7)$$

wobei  $L_{p,t}$  und  $L_{p,b}$  die effektiven Längen des oberen bzw. unteren DBR-Spiegels sind, und  $L_{az}$  die Länge der aktiven Zone darstellt. Als Konsequenz dieser geringen Resonatorlänge rücken die longitudinalen Moden weit auseinander (Gl. 1.4) und das Emissionsspektrum besteht aus einer einzigen ausgeprägten Linie (**Abbildung 1.5** [1], [6]).

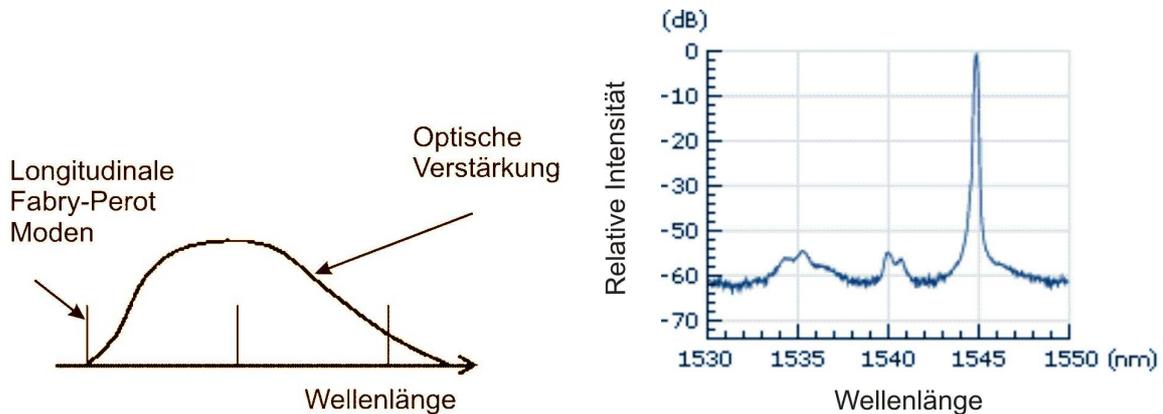


Abbildung 1.5: Die longitudinalen Moden (links), sowie das Ausgangsspektrum eines 1550 nm VCSELs (rechts)

Neben der Ausdehnung in longitudinaler Richtung (dh. in die Ausbreitungsrichtung des Lichtes) beeinflusst die transversale Einschränkung des Stromflusses durch die aktive Zone ebenfalls das Emissionsspektrum. Diese Einengung wird meist durch eine selektiv oxidierte, dicht über der aktiven Zone eingebaute AlAs-Schicht realisiert (in **Abbildung 1.2** schraffiert dargestellt). Wenn die Abmessungen der so entstandenen Stromapertur klein sind (in der Größenordnung von  $5\ \mu\text{m}$ ) besteht das Ausgangsspektrum aus einer einzigen ausgeprägten Linie (**Abbildung 1.5**). Allerdings ist damit auch die Ausgangsleistung begrenzt und erreicht maximal einen Wert von einigen mW.

Bei großen Stromaperturen machen sich im Spektrum mehrere, sogenannte transversale Moden im Abstand von etwa  $0,2\ \text{nm}$  voneinander bemerkbar – der VCSEL wird multimodig. Mit steigenden Aperturabmessungen steigt die Ausgangsleistung und erreicht Werte bis etwa  $40\ \text{mW}$  [5]. **Abbildung 1.6** zeigt die transversalen Moden sowie das Ausgangsspektrum eines  $850\ \text{nm}$  Multimode-VCSELs.

Durch den kleineren Brechungsindex wirkt sich die Oxidschicht als ein Wellenleiter aus. Die Stromaperturabmessung beeinflusst somit auch die Fernfeldverteilung des emittierten Laserstrahles, welche beim Monomode-VCSEL nur aus dem gauß'schen Grundmodus besteht (vgl. **Abbildung 2.8**). Mit wachsendem Laserstrom ändert bei einem Monomode-VCSEL nur die Intensität des Laserstrahles, der Grundmodus bleibt dabei erhalten.

Bei einem Multimode-VCSEL erhält man den Grundmodus hingegen nur bei kleinen Laserströmen um den Schwellstrompunkt. Mit wachsendem Laserstrom machen sich auch höhere Moden bemerkbar. In **Abbildung 1.7** sind die zwei- und dreidimensionalen Fernfeldaufnahmen eines  $850\ \text{nm}$  Multimode-VCSEL für drei verschiedene Vorstromwerte dargestellt.

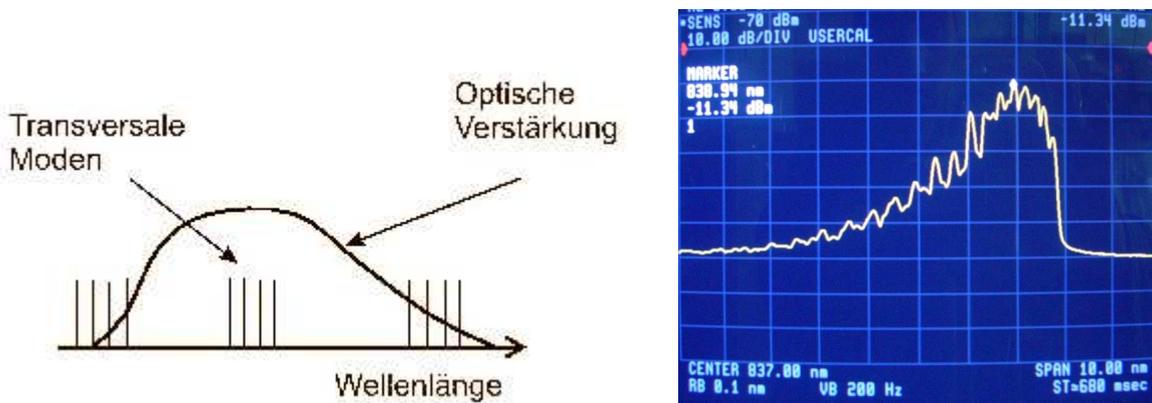


Abbildung 1.6: Transversale Moden (links [1]), sowie das Ausgangsspektrum eines 850 nm Multimode-VCSELs (rechts)

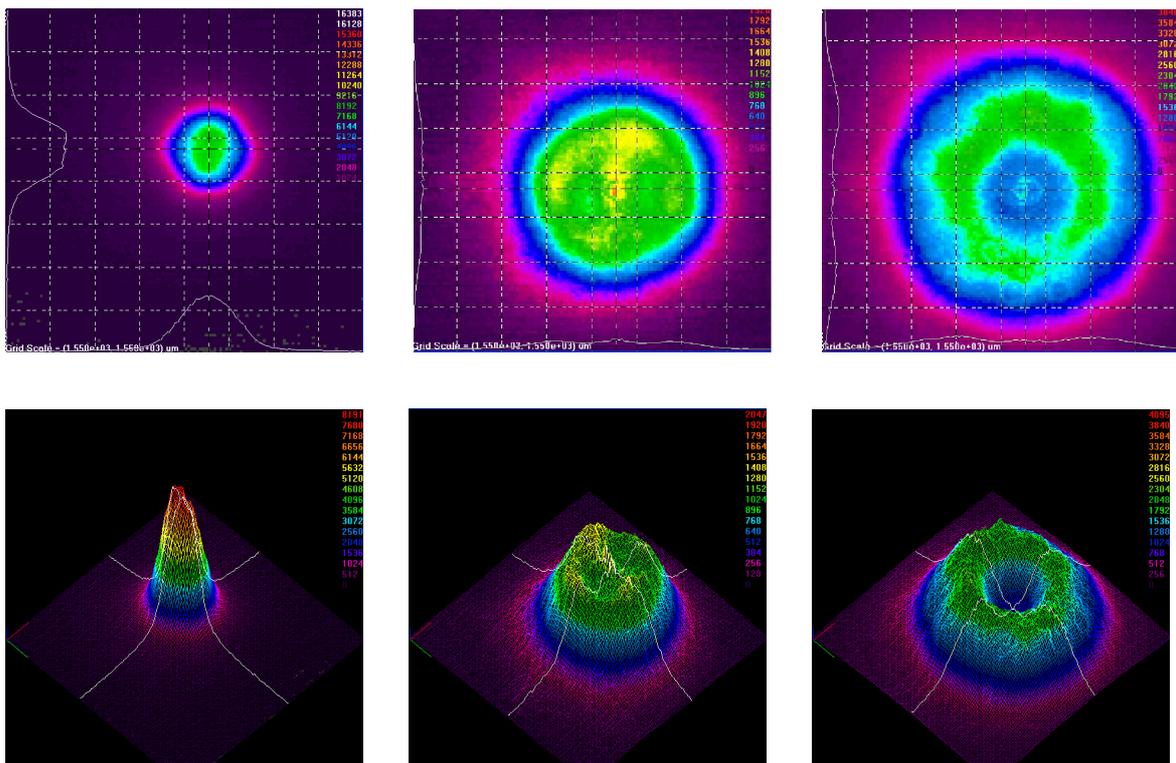


Abbildung 1.7: Fernfeldverteilung eines 850 nm Multimode-VCSELs für  $I_0 = 2$  mA (links),  $I_0 = 3,5$  mA (mitte) und  $I_0 = 8$  mA (rechts)

Aus **Abbildung 1.7** ist noch ein wichtiger VCSEL-Vorteil ersichtlich – das rotations-symmetrische Strahlprofil mit geringer Strahldivergenz. Bei einem kantenemittierenden Laser

ist die Lichtapertur rechteckig. Der Laserstrahl nimmt daher eine elliptische Form<sup>2</sup> an, was die Einkopplung in eine Faser erschwert und die Verwendung von Korrekturoptik notwendig macht. Bei einem VCSEL hingegen ist die Lichtapertur kreisförmig. Folglich ist auch der Laserstrahl rotationssymmetrisch, was eine einfache, billige und effiziente Einkopplung in optische Fasern ermöglicht. In **Abbildung 1.8** sind die Strahlprofile eines Kantenemitters und eines VCSELS dargestellt [2].

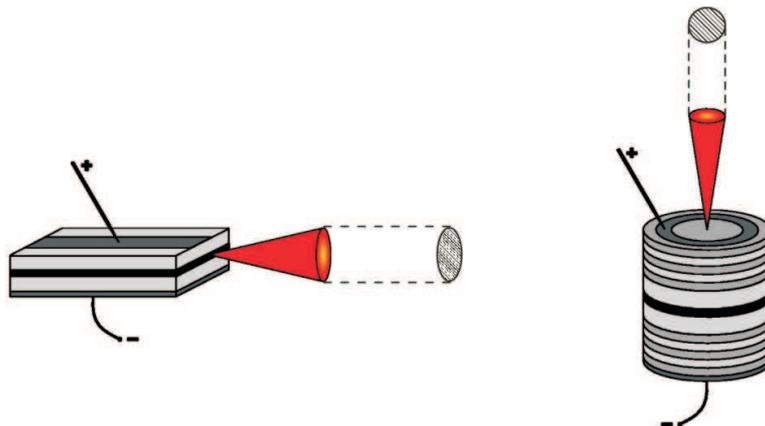


Abbildung 1.8: Strahlprofil bei Kantenemitter (links) und VCSEL (rechts)

**Abbildung 1.9** zeigt die Chipoberseiten eines 1310 nm FP-Laserchips, sowie eines 1550 nm VCSEL-Chips. Im linken Teil ist der FP-Laserchip mit den Abmessungen  $300 \mu\text{m} \times 300 \mu\text{m}$  dargestellt. Unter dem schmalen Streifen befindet sich der Laserresonator mit der aktiven Zone. Das Licht tritt an der mit einem Dreieck gekennzeichneten Kante aus. Rechts ist der VCSEL-Chip abgebildet. Die Abmessungen betragen etwa  $450 \mu\text{m} \times 450 \mu\text{m}$ . Deutlich zu sehen ist die kreisförmige Lichtapertur gleich neben dem Anschlussdraht.

Ein weiterer VCSEL-Vorteil, der aus seiner spezifischen Struktur hervorgeht, ist die einfache und billige Testbarkeit direkt auf dem Wafer. Herkömmliche FP-Halbleiterlaser sind Kantenemitter, die das Licht parallel zur Oberfläche des Wafers aussenden. Deshalb muss der Wafer in einzelne Chips aufgespaltet werden, um den Laser mit einer Spiegelschicht an der Kante zu vervollständigen. Erst nach diesem Schritt können die Laser geprüft werden. Dies erfordert viel Aufwand und verteuert die Laserherstellung. Im Gegensatz dazu emittieren die VCSEL das Licht senkrecht zur Waferebene. Deshalb kann man sie direkt auf dem Wafer, einfach und kostengünstig testen.

Im Folgenden seien weitere VCSEL-Vorteile erwähnt:

- Geringe Schwellströme und niedriger Energieverbrauch,
- hoher Wirkungsgrad,
- hohe intrinsische Modulationsbandbreiten,
- Integrationsfähigkeit in ein- und zweidimensionale Gitteranordnungen und
- geringe Temperaturabhängigkeit des Schwellstroms im Vergleich zum Kantenemitter.

<sup>2</sup>Die elliptische Form des Laserstrahls begründet sich auf der Tatsache, dass der Divergenzwinkel umgekehrt proportional zum Aperturdurchmesser ist  $\Theta \propto \frac{1}{D}$

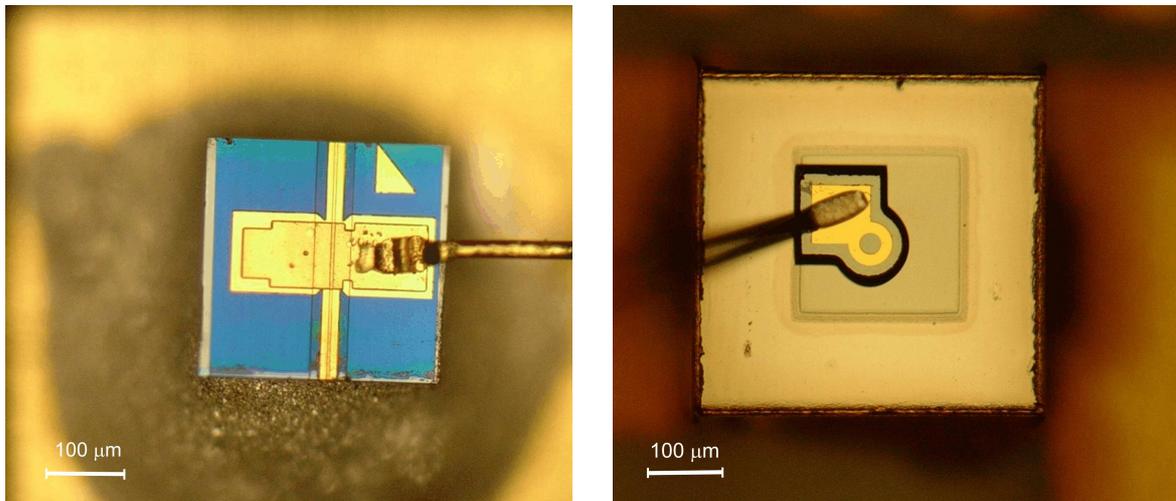


Abbildung 1.9: Laboraufnahmen eines 1310 nm FP-Laserchips (links), sowie eines 1550 nm VCSEL-Chips (rechts)

Es seien auch einige Nachteile erwähnt:

- Die Ausgangsleistung ist geringer als bei Kantenemittern,
- bei Wellenlängen um 1550 nm sind VCSELs derzeit noch teuer (250 – 1000 €) und
- auf Grund der geringen Ströme sind VCSELs sehr empfindlich gegenüber Stromstößen und verlangen nach stabilen Stromquellen oder zusätzlichen Schutzmaßnahmen.

### 1.3 VCSEL mit vergrabem Tunnelkontakt bei einer Wellenlänge von 1550nm

VCSEL bei einer Wellenlänge von 850 nm sind heute Stand der Technik für Glasfaser-Datenübertragung über kurze Distanzen (etwa 100 m) [7]. Auf Grund der hohen Dämpfung und Dispersion der Glasfaser bei dieser Wellenlänge sind sie jedoch ungeeignet für längere Distanzen (über 50 km). In diesem Fall finden die langwelligen Laser bei 1310 nm und 1550 nm ihre Verwendung. Diese zwei Wellenlängenfenster sind wegen der Minima an Dispersion bzw. Dämpfung der standardisierten Monomodefaser wichtig. Die VCSEL-Herstellung bei höheren Wellenlängen ist mit einigen technologischen Herausforderungen verbunden. Bei 1550 nm werden nämlich vorzugsweise auf InP basierende Halbleitermaterialien eingesetzt (z.B. InGaAsP/InP), die für die Realisierung der aktiven Zone gut geeignet sind. Es ist jedoch schwierig Strukturen mit großem Brechungsindexunterschied herzustellen, von dem die Reflektivität des Bragg-Spiegels abhängt. Um dennoch eine hohe Reflektivität der Bragg-Spiegel zu erzielen, müssten diese aus vielen Schichtpaaren bestehen, was zu hohen Verlusten und zu einem großen thermischen Widerstand führen würde [8], [6].

Mit dem Konzept des vergrabem Tunnelkontaktes (BTJ: Buried Tunnel Junction) gelang der Durchbruch bei langwelligen ( $\geq 1310$  nm) VCSELs. Der Aufbau eines solchen VCSELs ist in **Abbildung 1.10** dargestellt.

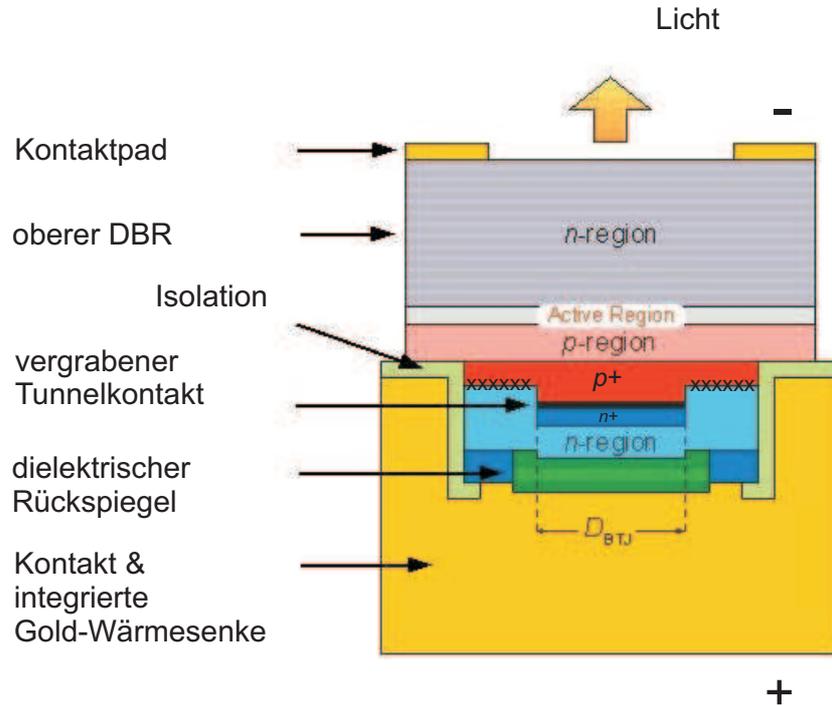


Abbildung 1.10: Aufbau eines VCSELs mit vergrabem Tunnelkontakt [9]

Der obere  $n$ -dotierte DBR besteht aus InGaAlAs/InAlAs-Schichtpaaren [9]. Es folgt die aktive Zone mit Quantentöpfen aus InGaAlAs. Nach einem dünnen  $p$ -dotierten Bereich, kommt der vergrabene Tunnelkontakt. Er wird aus einem hoch dotierten  $p^+/n^+$  Schichtenpaar hergestellt und stellt einen ohmschen Tunnelkontakt bereit, der den Strom vom hochohmigen  $p$ -dotierten in niederohmiges  $n$ -dotiertes Material überführen kann. Somit entsteht ein extrem niedriger elektrischer Widerstand im Bereich von  $20\text{-}50\ \Omega$  sowie eine geringe Joulesche Erwärmung [6]. Rundum den BTJ befindet sich  $n$ -dotiertes Material. Wird eine Spannung angelegt, liegt der  $n/p^+$ -Übergang außerhalb des BTJs in Sperrichtung (in **Abbildung 1.10** durch Kreuze dargestellt) und es fließt dort kein Strom, er wird also durch den Tunnelkontakt gezwungen. Dieser Mechanismus beschränkt den Stromfluss auf die aktive Zone. Neben der Stromeinschränkung liefert der BTJ auf Grund der Randbedingungen für das optische Feld auch eine effiziente Wellenführung. Für die polarisationsstabilisierten Singelmode-VCSEL kommen elliptisch geformte BTJs zum Einsatz [9].

Der untere DBR-Spiegel besteht aus dielektrischen Schichtpaaren (amorphes Si/CaF<sub>2</sub>), abgeschlossen von einer Goldschicht [10]. Die Gesamtrefektivität beträgt 99,75%. Wegen des hohen Brechungsindexunterschiedes der Dielektrika fällt dieser Spiegel dünner aus als ein InP-basierter  $p$ -Halbleiter-DBR gleicher Reflektivität. Damit erhält man einen geringeren thermischen Widerstand, was wesentlich für die Kühlung des Bauelementes ist. Außerdem bis auf die nur ca. 100 nm dicken  $p$ -dotierten Bereiche ist der gesamte Strompfad  $n$ -dotiert. Eine  $p$ -Dotierung um den elektrisch isolierenden dielektrischen Spiegel hätte zuviel Ohm'sche Verlustwärme zur Folge [9].

## 1.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde der prinzipielle Aufbau eines VCSELs beschrieben. Die wichtigsten VCSEL-Eigenschaften, wie etwa seine Monomodigkeit, ein rotationssymmetrischer Strahl oder die Testbarkeit direkt auf dem Wafer, wurden im Vergleich mit einem herkömmlichen FP-Halbleiterlaser dargestellt. Abschließend wurden die technologischen Herausforderungen bei einer Wellenlänge von 1550 nm besprochen und der VCSEL mit vergrabenen Tunnelkontakt vorgestellt. Im nächsten Kapitel wird ein solcher BTJ-VCSEL genauer untersucht und charakterisiert.

## Kapitel 2

# Messungen von VCSEL-Eigenschaften

Eine Laserstruktur mit vertikalem Resonator wurde erstmal 1978 von Iga [11] vorgeschlagen. Nach mehr als einem Jahrzehnt Forschung kamen Mitte der 90-er die ersten 850 nm VCSEL auf den Markt. Heutzutage sind 850 nm VCSEL Stand der Technik, und haben in vielen Bereichen die herkömmlichen FP (Fabry Pérot)-Laser schon verdrängt. Typische Anwendungen sind lokale Netze (LAN: Local Area Network), wie z.B. Gigabit Ethernet. Bei Wellenlängen von 1310 nm bis 1550 nm steckt die VCSEL-Technologie noch immer in den Kinderschuhen. Das Hauptproblem ist die schlechte thermische Leitfähigkeit und der kleine Brechungsindexunterschied der auf InP-basierten DBR-Spiegel. Derzeit gibt es einen einzigen Hersteller, der die langwelligen VCSEL kommerziell anbietet. Das ist die Firma Vertilas (Deutschland), der ein Durchbruch mit dem Konzept des vergrabenen Tunnelkontakts (BTJ) gelungen ist (vgl. Kapitel 1.3).

Für meine Diplomarbeit wurden einige VCSEL-Testexemplare, sowohl als Laserchip als auch in pigtailed Ausführung bestellt. Außerdem, um einen Vergleich anstellen zu können, wurden neben den 1550 nm VCSELs auch 850 nm VCSELs sowie herkömmliche FP-Laser angeschafft.

Ein VCSEL-Vorteil ist der sehr kleine Schwellstrom. Allerdings sind auch die maximal zulässigen Ströme niedrig. Daher sind VCSELs sehr empfindlich gegenüber Stromspitzen, auch wenn diese nur sehr kurzfristig sind. Laut Herstellerangaben genügt eine Stromspitze von nur 15 mA, um den Bauteil zu zerstören. Die **Abbildung 2.1** zeigt die P-I Kennlinie eines 1550 nm VCSEL-Chips vor und nach einer solchen Stromspitze. Die maximale Ausgangsleistung hat sich um 50% verringert, während der Schwellstrom um das Vierfache gestiegen ist. Oft wird der Bauteil aber auch völlig zerstört. Man kann als Lösung dieses Problems entweder eigens für VCSEL entwickelte stabile Stromquellen verwenden, oder eine spezielle Schutzschaltung in Verbindung mit herkömmlichen Laserstromquellen einsetzen. Eine solche Schutzschaltung wie sie von mir im Rahmen dieser Diplomarbeit aufgebaut wurde ist in **Abbildung 2.2** dargestellt. Die Stromspitzen, die beim Einschalten der Stromquelle entstehen können, fließen über einen  $120\ \Omega$  Widerstand ab. Erst nach dem Einschalten der Stromquelle wird der Schalter auf 'Ein' gedreht und der gewünschte Strom mit Hilfe eines Amperemeters eingestellt. Eventuelle Stromschwankungen werden durch den Abschwächer und den  $2 \times 120\ \Omega$ -Stromteiler abgeschwächt und abschließend mit dem RC-Tiefpass ausgefiltert. Beim Ausschalten geht man umgekehrt vor. Zuerst wird der Strom auf Null gedreht, der Schalter auf 'Aus' gestellt und erst dann die Stromquelle ausgeschaltet. Dies ist notwendig, da einige Stromquellen auch beim Ausschalten (Kurzschließen) eine Stromspitze abgeben.

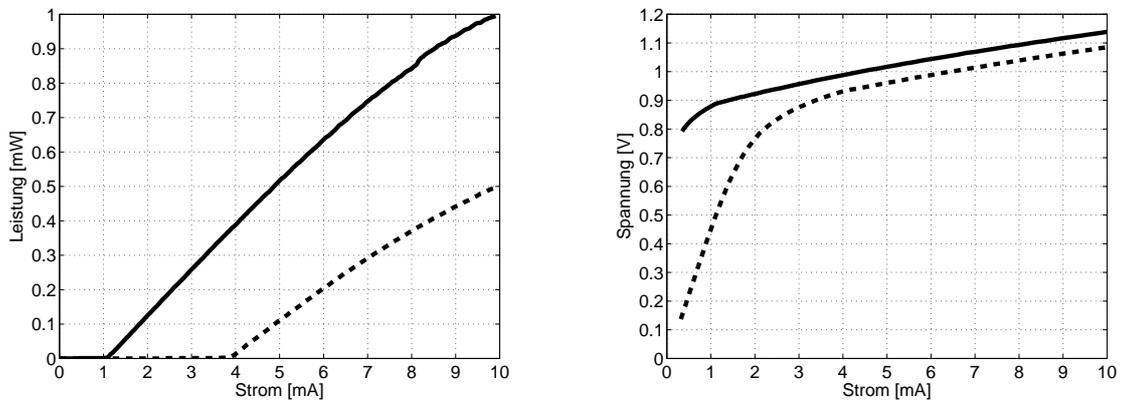


Abbildung 2.1: *P-I Kennlinie (links), sowie U-I Kennlinie (rechts) vor (durchgezogen) und nach (strichliert) dem Auftreten einer Stromspitze*

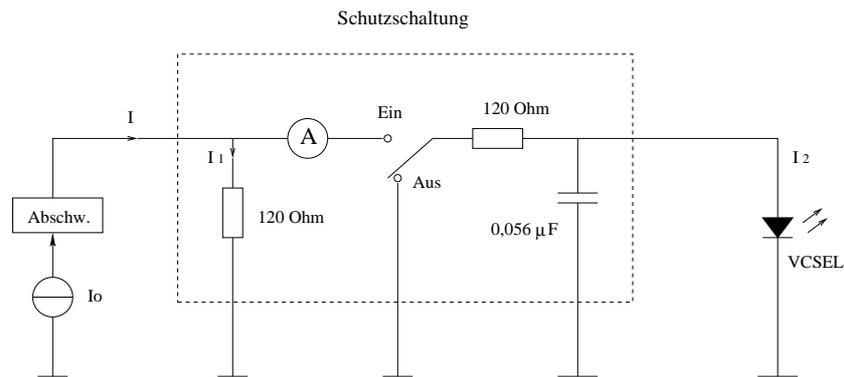


Abbildung 2.2: *Schutzschaltung für den Betrieb eines VCSELS an einer herkömmlichen Konstantstromquelle für Laser*

Im weiteren Verlauf dieses Kapitels werden die wichtigsten Kenndaten der Laser gemessen und präsentiert. Eine genaue Charakterisierung der VCSEL-Eigenschaften ist notwendig, um ihr Verhalten und ihre Performance in optischen Übertragungssystemen unter verschiedensten Arbeitsbedingungen abschätzen zu können. Anhand der gewonnenen Daten wird im nächsten Kapitel ein Einkanalübertragungssystem aufgebaut und charakterisiert.

## 2.1 P-I und U-I Kennlinien

Zuerst wurden die P-I Kennlinien von VCSEL- sowie FP-Laserchip aufgenommen und miteinander verglichen. Die beiden Bauteile sind in **Abbildung 1.9** dargestellt. Da sich die maximalen Ausgangsleistungen beträchtlich unterscheiden wurde die Laserleistung auf den maximalen Wert normiert (relative Leistung). **Abbildung 2.3** zeigt das Ergebnis.

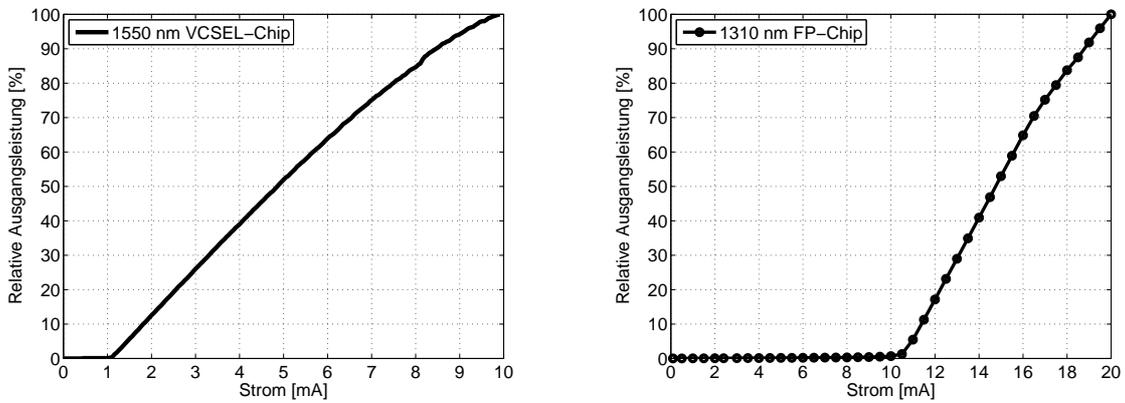


Abbildung 2.3: *P-I* Kennlinie des 1550 nm VCSEL-Chips (links) und 1310 nm FP-Chips (rechts) im Vergleich

Der 1550 nm VCSEL-Chip zeichnet sich durch einen sehr kleinen Schwellstrom von nur  $I_{th} = 1,05$  mA aus. Allerdings beträgt die maximale Ausgangsleistung nur etwa  $P_{max} = 1$  mW bei einem Strom von 10 mA. Beim FP-Chip liegt der Schwellstrom um das Zehnfache höher,  $I_{th} = 10,4$  mA, während die maximale Ausgangsleistung  $P_{max} = 5$  mW erreicht.

Abbildung 2.4 zeigt die *P-I* und *U-I* Kennlinie eines 1550 nm pigtailed VCSELs aufgenommen bei einer Raumtemperatur von  $T_0 = 25^\circ C$ .

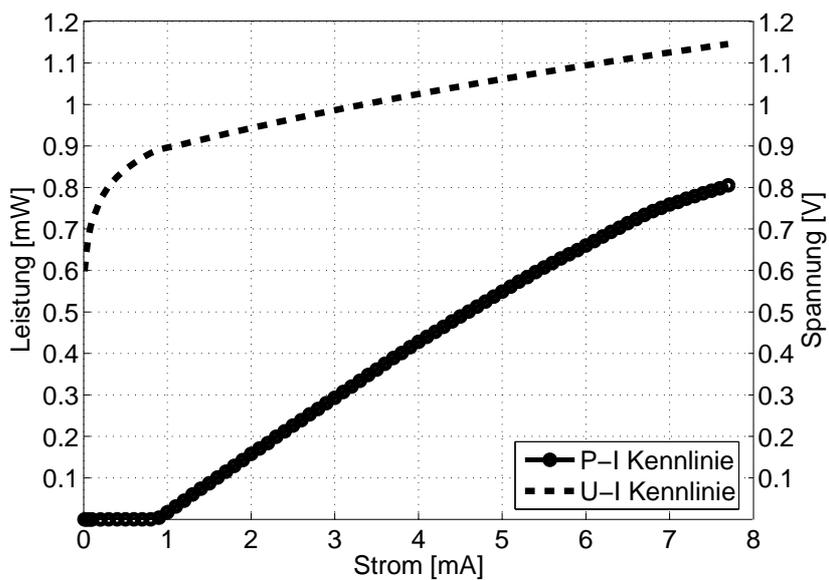


Abbildung 2.4: *P-I* und *U-I* Kennlinie des 1550 nm VCSEL

Der Schwellstrom beträgt hier nur  $I_{th} = 0,86 \text{ mA}$ . Die Ausgangsleistung bei  $I = 8 \text{ mA}$  liegt bei etwa  $P_{max} = 0,8 \text{ mW}$ . Der externe differentielle Wirkungsgrad  $\eta_e$  ist definiert als [4]

$$\eta_e = \frac{dq}{dn} = \frac{e}{hf} \frac{dP}{dI} \quad (2.1)$$

wobei  $dq$  die Anzahl der Photonen pro Zeit und  $dn$  die Anzahl der Elektronen pro Zeit ist. Der Wirkungsgrad ist proportional zur Steigung der P-I Kennlinie  $S = 0,137 \text{ mW/mA}$ , und beträgt etwa  $\eta_e = 17\%$ . Die Steigung der U-I Kennlinie nennt man den differentiellen Serienwiderstand  $r_d$ , der sich bei  $I_b = 3,7 \text{ mA}$  ungefähr zu  $r_d = 38\Omega$  ergibt.

Im Weiteren wird nur der pigtailed VCSEL bei  $1550 \text{ nm}$  betrachtet.

## 2.2 Spektrum und Fernfeldaufnahme

Eine inherente Eigenschaft eines jeden VCSELs ist seine longitudinale Monomodigkeit. Wegen der sehr kleinen Abmessung des Resonatorraumes rücken die longitudinalen Moden weit auseinander, sodass in der Regel nur ein Modus anschwingt. Neben der Einschränkung in der longitudinalen Richtung (Ausbreitungsrichtung des Lichtes) bestimmt die Einschränkung in der transversalen Richtung (quer zur Ausbreitungsrichtung des Lichtes) maßgeblich das Ausgangsspektrum. Bei großen Stromaperturen besteht das Spektrum aus vielen Linien im Abstand von etwa  $0,2 \text{ nm}$  (transversale Moden [5]). Durch das Einschränken des Stromflusses im VCSEL werden höhere Moden unterdrückt und es verbleibt eine einzige ausgeprägte Linie (vgl. Kap. 1). Man spricht von einer einmodigen Emission wenn das Seitenmodenunterdrückungsverhältnis (SMSR: Side-Mode Suppression Ratio) größer als  $30 \text{ dB}$  ist. Das SMSR gibt den Leistungsunterschied zwischen der dominanten Linie und dem nächsten Modus im Spektrum an.

Bei dem von mir vermessenen VCSEL wird die Stromeinschränkung durch den vergrabenen Tunnelkontakt (BTJ) erzielt. Für elliptische BTJ mit kleinen Abmessungen ( $5 \mu\text{m} \times 6 \mu\text{m}$ ) wird der einmodiger Betrieb erreicht [9]. Die **Abbildung 2.5** zeigt das Ausgangsspektrum bei einem Vorstrom von  $I_b = 4 \text{ mA}$ .

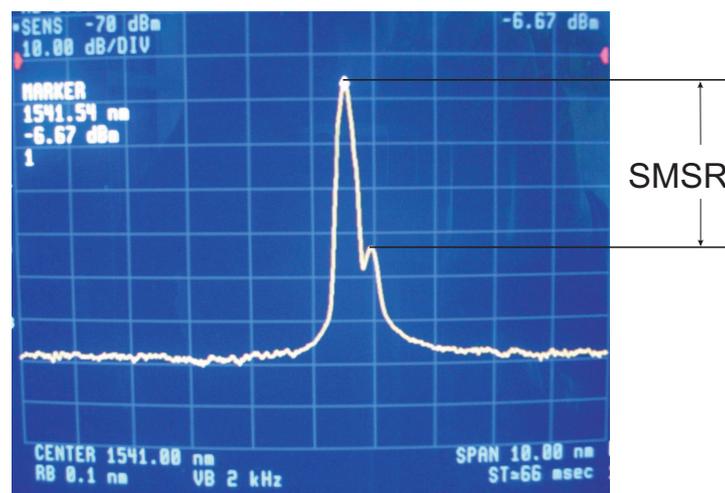


Abbildung 2.5: Das Ausgangsspektrum für  $I_b = 4 \text{ mA}$ , Auflösung  $RB = 0,1 \text{ nm}$ . (SMSR... Seitenmodenunterdrückungsverhältnis)

Es gibt nur eine ausgeprägte Linie bei  $\lambda_0 = 1541,5 \text{ nm}$ , die nächste Linie ist um ein  $SMSR = 36 \text{ dB}$  gedämpft. Es handelt sich daher um einen einmodigen VCSEL. Die Linie ist sehr schmal, laut Herstellerangaben ist das Spektrum nur  $\delta f = 25 \text{ MHz}$  breit. Aus **Abbildung 2.5** ist eine spektrale  $-3 \text{ dB}$  Breite von  $\Delta\lambda_{-3\text{dB}} = 0,11 \text{ nm}$  abzulesen. Dies entspricht der spektralen Auflösung des optischen Spektrumanalysators  $RB = 0,1 \text{ nm}$ , dh. seine Auflösung ist nicht ausreichend um die tatsächliche Linienbreite zu messen. Bei  $-10 \text{ dB}$  beträgt die spektrale Breite  $\Delta\lambda_{-10\text{dB}} = 0,22 \text{ nm}$ . Diese Werte ändern sich kaum mit dem Vorstrom.

Das Ausgangsspektrum verschiebt sich mit steigendem Vorstrom Richtung höherer Wellenlängen. Mit dem Strom ändert sich der Brechungsindex  $n$  des Lasers und damit auch die Emissionswellenlänge (**Abbildung 2.6**).

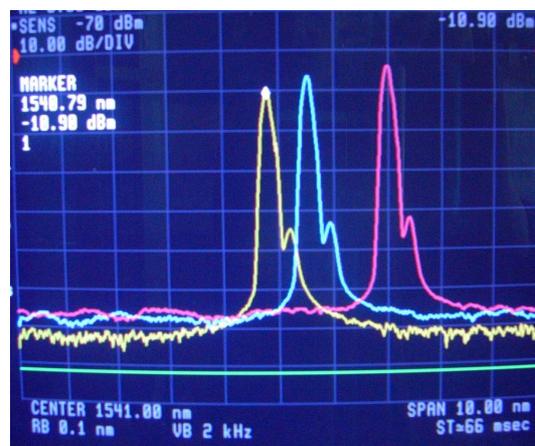


Abbildung 2.6: Das Ausgangsspektrum für  $I_b = 2, 4$  und  $7 \text{ mA}$ , Auflösung  $RB = 0,1 \text{ nm}$

Misst man die Emissionswellenlänge für verschiedene Stromwerte bekommt man die  $\lambda$ -I Kennlinie (**Abbildung 2.7**), die in erster Näherung eine Gerade darstellt.

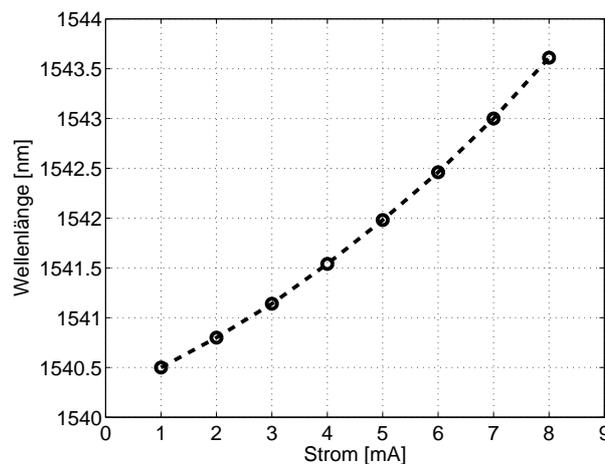


Abbildung 2.7:  $\lambda$ -I Kennlinie des  $1550 \text{ nm}$  VCSEL

Die Steigung um  $I_b = 4 \text{ mA}$  beträgt  $S = \frac{\Delta\lambda}{\Delta I} = 0,42 \text{ nm/mA}$ .

**Abbildung 2.8** zeigt die Fernfeldverteilung. Einer der großen VCSEL-Vorteile ist das rotationssymmetrische Strahlprofil auf Grund seiner kreisförmigen Lichtapertur. Dies erleichtert das Einkoppeln in eine Faser. Im Fernfeld ist nur der Grundmodus vorhanden. Ausschlaggebend für das Fehlen höherer Moden sind die kleinen Abmessungen des vergrabenen Tunnelkontakts [12], [9] (vgl. dazu das Fernfeld eines Multimode-VCSELs in **Abbildung 1.7**).

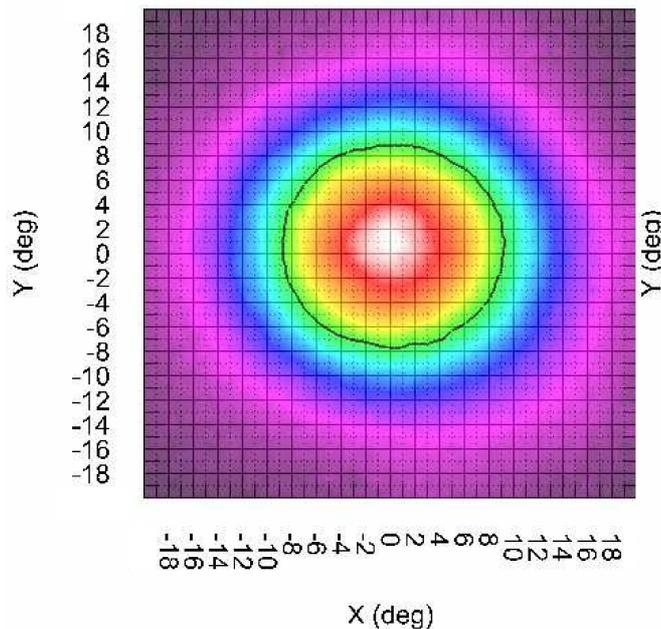


Abbildung 2.8: Fernfeldaufnahme des transversalen optischen Ausgangsfeldes (Quelle: Vertilas)

Der FWHM (Full Width at Half Maximum) Divergenzwinkel beträgt etwa  $\theta_{FWHM} = 17^\circ$ .

## 2.3 Modulationsübertragungsfunktion

Vor der Messung wurde eine Platine mit  $50\ \Omega$  Streifenleitung zur gleichstrommäßigen Anpassung angefertigt. Die Platine von der Firma Rogers [13] ist aus hochwertigem HF-geeignetem Material hergestellt. Über einen SMA-Stecker wird die Streifenleitung mit der Quelle verbunden. Am anderen Ende, dicht am VCSEL, befindet sich ein SMD  $12\ \Omega$  Widerstand. Zusammen mit dem differentiellen Serienwiderstand  $r_d = 38\ \Omega$  (vgl. Kapitel 2.1) ergibt sich genau  $50\ \Omega$ , der VCSEL ist also zumindest für niedrige Frequenzen an die Stromquelle angepasst. Abschließend, zur Abschirmung und wegen mechanischer Festigkeit, wurde die Platine samt VCSEL in einem kleinen Blechgehäuse ( $5,3\ \text{cm} \times 3,5\ \text{cm} \times 2,7\ \text{cm}$ ) angebracht. **Abbildung 2.9** zeigt die Platine mit und ohne Gehäuse. Links vom VCSEL ist der  $12\ \Omega$  SMD-Widerstand sichtbar.

**Abbildung 2.10** zeigt den Messaufbau zur Aufnahme der Modulationsübertragungsfunktion. Der Netzwerkanalysator (NWA) liefert ein Wechsignale konstanter Amplitude und variabler Frequenz. Moduliert wird über das Bias Tee. Die Spule lässt den Vorstrom  $I_b$  ungehindert zum VCSEL durch. Der Arbeitspunkt liegt bei  $I_b = 3,7\ \text{mA}$ . Über den Kondensator wird

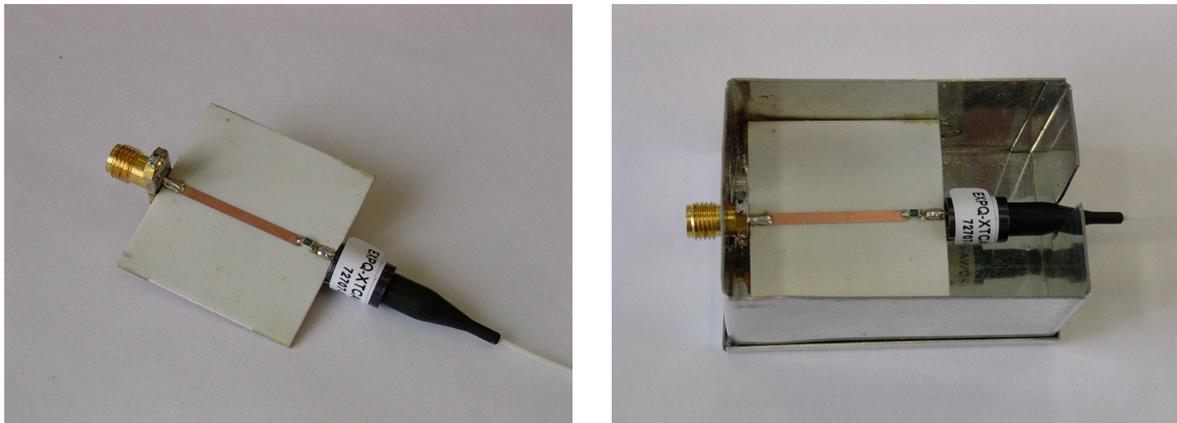


Abbildung 2.9: HF-Platine mit  $12\Omega$  SMD-Widerstand und VCSEL, mit und ohne Blechgehäuse

dem Vorstrom das Signal vom Netzwerkanalysator überlagert. Der VCSEL wird auf kürzestem Weg mit der Photodiode verbunden (back to back). In der Photodiode ist ein Transimpedanzverstärker integriert, dessen Gleichanteilsignal mit dem zweiten Bias Tee herausgefiltert wird. Dieses Signal wird schließlich dem Netzwerkanalysator zurückgeführt. Abgelesen wird die  $S_{21}$ -Übertragungsfunktion.

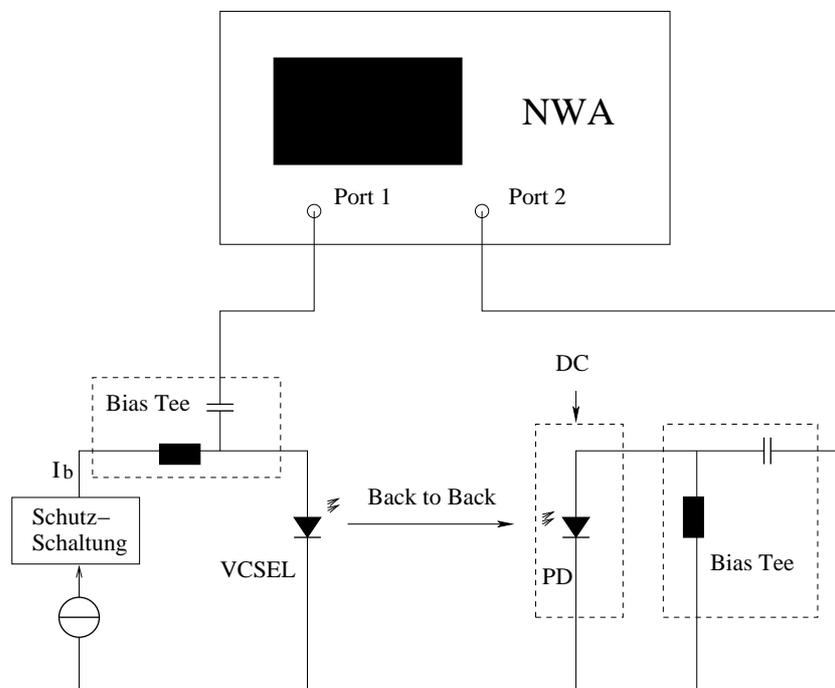


Abbildung 2.10: Messaufbau zur Aufnahme der Modulationsübertragungsfunktion

Es wird ein Hewlett-Packard HP 8753E Netzwerkanalysator verwendet. Vor der Messung wird der Einfluss der Kabel, des ersten Bias Tee, sowie der Stromquelle herauskalibriert. Die Frequenz wird zwischen 1 MHz und 6 GHz durchgestimmt. Die Netzwerkanalysatorausgangsleistung beträgt  $P_{NWA} = -12$  dBm. **Abbildung 2.11** zeigt das Ergebnis. Zuerst wird die Übertragungsfunktion des VCSELS mit dem Gehäuse gemessen (strichlierte Linie). Bemerkenswert ist der tiefe Einbruch bei 2,4 GHz sowie ein kleinerer bei 4,6 GHz. Grund dafür ist das Gehäuse, das sich als ein Resonator auswirkt. Zwischen der Gehäusewand mit dem SMA-Stecker und der gegenüberliegenden Wand bilden sich stehende Wellen aus. Bei bestimmten Frequenzen wird die ganze Energie im Resonatorraum gespeichert und nicht an den VCSEL abgegeben. Daher kommt es zum Einbruch in der Modulationsübertragungsfunktion.

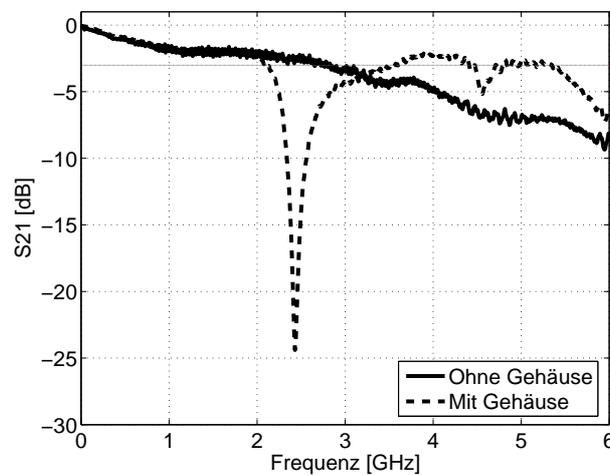


Abbildung 2.11: Modulationsübertragungsfunktion von dem VCSEL mit und ohne Blechgehäuse

Bei einer bestimmten Datenrate  $R = \frac{1}{T}$  ist ein '0101'-Pattern die kürzeste Folge. Ihre Periode beträgt  $T_0 = 2T$ , und das Spektrum besteht aus einer Linie bei der Grundfrequenz  $f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{R}{2}$ , sowie weiteren Linien bei ungeradzahligem Vielfachen von  $f_0$ . Sollte die Grundfrequenz im Einbruchbereich der Übertragungsfunktion liegen, kommt es zu starken Verzerrungen des Augendiagramms und eine fehlerfreie Übertragung ist nicht mehr möglich. In unserem Fall bedeutet dies, dass für  $f_0 = 2,4$  GHz die Datenrate  $R = 2f_0 = 4,8$  Gb/s  $\approx 5$  Gb/s nicht erreicht werden kann. Daher wurde auf das Gehäuse gänzlich verzichtet. Die Modulationsübertragungsfunktion ohne Gehäuse ist in **Abbildung 2.11** fett durchgezogen eingetragen. Die  $-3$  dB Grenzfrequenz ist in diesem Fall etwas kleiner  $f_g = 2,8$  GHz, aber es gibt keine Einbrüche. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird daher immer die Platine ohne Gehäuse verwendet.

Die gleiche Messung wurde auch mit Agilent 8500C Network Analyzer und Agilent 86032A 50GHz Lightwave Test Set durchgeführt. Dieser Netzwerkanalysator hat eine integrierte Photodiode, deren Einfluss automatisch herauskalibriert wird. Der VCSEL wird also direkt an Port 2 angeschlossen. Das RF-Testsignal hat eine Leistung von  $P_{NWA} = -10$  dBm und die Frequenz wird zwischen 0,1 und 12 GHz durchgestimmt. **Abbildung 2.12** zeigt das Ergebnis im linearen und logarithmischen Maßstab. Die  $-3$  dB Grenzfrequenz ergibt sich in diesem Fall zu  $f_g = 3,4$  GHz.

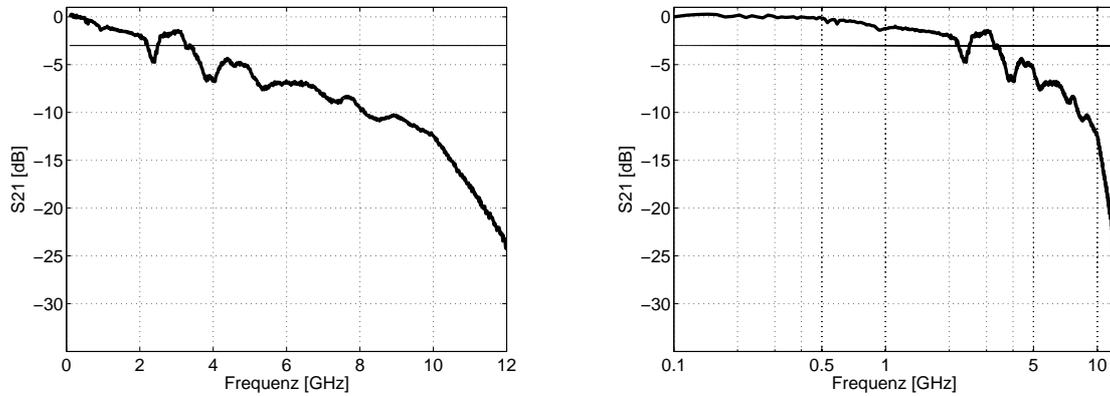


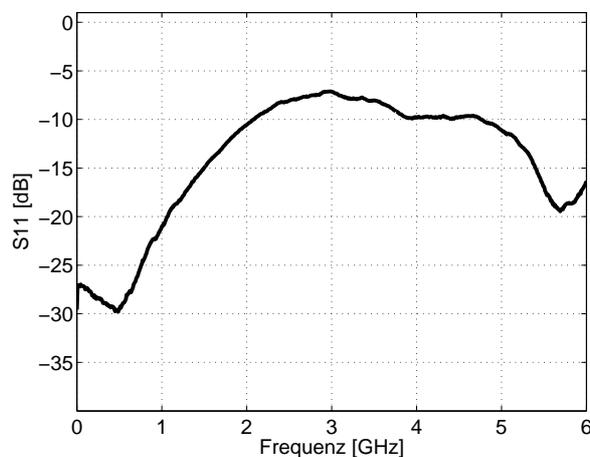
Abbildung 2.12: Modulationsübertragungsfunktion, linear (links) und logarithmisch (rechts)

Anhand der  $-3$  dB Grenzfrequenz kann man auch die maximal erreichbare Datenrate abschätzen. Die Übertragungsfunktion des Lasers hat die Form eines Tiefpasses. Dies ist gleichzeitig die Übertragungsfunktion des ganzen Systems, da alle anderen Systembauteile (Photodiode, Verstärker usw.) in der Regel breitbandiger sind. Betrachten wir wieder die '0101'-Folge, mit dem Spektrum bestehend aus der Grundfrequenz bei  $f_0 = \frac{R}{2}$  sowie ungeradzahligem Vielfachen davon. Um eine breite Öffnung des Augendiagramms zu erhalten, muss zumindest die Grundfrequenz ungedämpft übertragen werden. Das bedeutet, dass die Tiefpassgrenzfrequenz größer sein muss als die Grundfrequenz  $f_g \geq f_0 = \frac{R}{2}$ . Daraus folgt

$$R \leq 2f_g \quad (2.2)$$

Für  $R \geq 2f_g$  beginnt sich das Auge sehr schnell zu schließen. In unserem Fall erwartet man daher eine maximale Datenrate von  $R_{max} = 5,6 \dots 6,8$  Gb/s.

Zum Schluss wurde noch die  $S_{11}$ -Funktion aufgenommen (**Abbildung 2.13**).


 Abbildung 2.13:  $S_{11}$  Funktion von dem VCSEL ohne Blechgehäuse

Für Frequenzen unter 1 GHz liegen die Werte unter  $-20$  dB. Der VCSEL ist also zumindest für kleinere Frequenzen durch die Platine gut an die Quelle angepasst. Der S11 Parameter gibt den Reflexionsfaktor am VCSEL-Eingang an

$$S11 = 10 \log(\rho) \text{ dB} \quad (2.3)$$

Der größte Wert beträgt  $S11 = -7,1$  dB bzw.  $\rho = 0,2$ . Das bedeutet, dass im schlechtesten Fall maximal 20% der Leistung zurückreflektiert wird.

## 2.4 Messung der Anstiegszeit

Abbildung 2.14 zeigt den Messaufbau zur Aufnahme der Anstiegszeit.

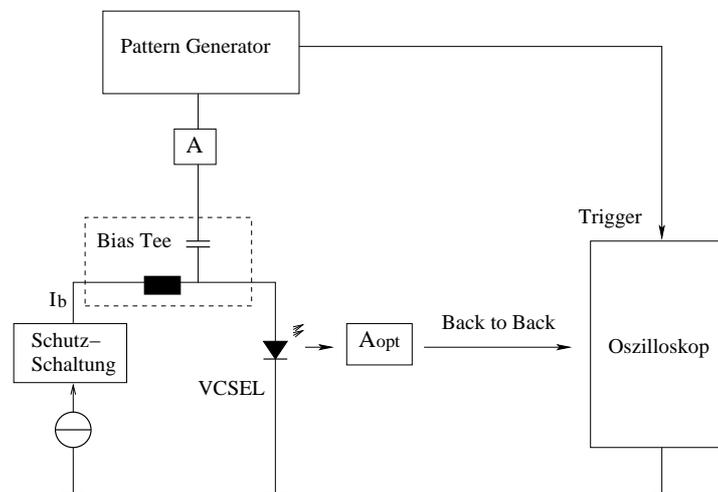


Abbildung 2.14: Messaufbau zur Aufnahme der Anstiegszeit

Moduliert wird über das Bias Tee. Mit dem Vorstrom wird ein Arbeitspunkt in der Mitte der P-I Kennlinie bei  $I_b = 3,7$  mA eingestellt. Der Pattern Generator liefert eine Bitfolge mit einer bestimmten Datenrate  $R$ . Mit dem Abschwächer A wird die Amplitude bestimmt, sodass der VCSEL nicht übersteuert und zerstört wird (vgl. Kap. 3, Einstellung des Arbeitspunktes). Das Ausgangssignal des Pattern Generators ist in **Abbildung 2.15** dargestellt.

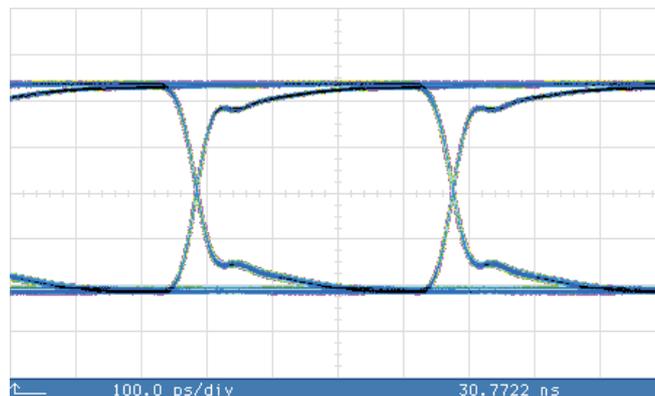


Abbildung 2.15: Das Augendiagramm des Pattern Generators bei  $R = 2,5$  Gb/s

Deutlich zu sehen ist die Abflachung im Signalverlauf vor dem Erreichen der maximalen bzw. minimalen Amplitude. Daher wurde nicht wie üblich die 10-90% sondern die 20-80% Anstiegszeit gemessen. Dazu wird eine '00001111'-Folge bei einer Datenrate von  $R = 1 \text{ Gb/s}$  eingestellt. Der VCSEL wird über den Abschwächer an den optischen Eingang des Oszilloskops angeschlossen. Es werden ein Hewlett-Packard HP 83480A digitales Oszilloskop sowie ein Hewlett-Packard HP 70843A Pattern Generator verwendet. Es ergibt sich eine 20-80% Anstiegszeit von  $\tau_r = 168 \text{ ps}$  (**Abbildung 2.16**).

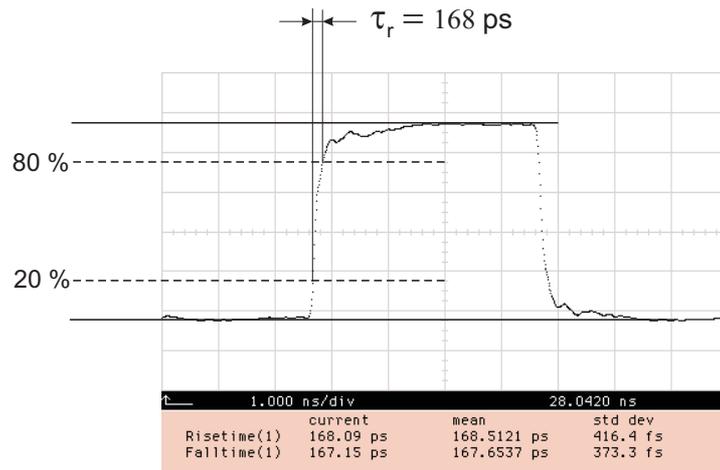


Abbildung 2.16: Messung der 20-80% Anstiegszeit mit dem Rechtecksignal

Anhand dieser Messung kann man die 10-90% Anstiegszeit abschätzen. Dazu dividiert man das Ergebnis durch 6 und erhält 10% von der Gesamtanstiegszeit. Eine abschließende Multiplikation mit 8 liefert dann eine Abschätzung für die 10-90% Anstiegszeit  $\tau_r = 224 \text{ ps}$ .

Eine zweite Möglichkeit wäre, anstatt des Rechtecksignal eine Pseudozufallsfolge (PRBS) zu verwenden. Am Bildschirm des Oszilloskopes erhält man dann ein Augendiagramm. Die Datenrate beträgt  $R = 1 \text{ Gb/s}$  und die optische Abschwächung  $A_{opt} = 7 \text{ dB}$  (**Abbildung 2.17**). Es ergibt sich in diesem Fall für die 10-90% Anstiegszeit ungefähr  $\tau_r = 230 \text{ ps}$ .

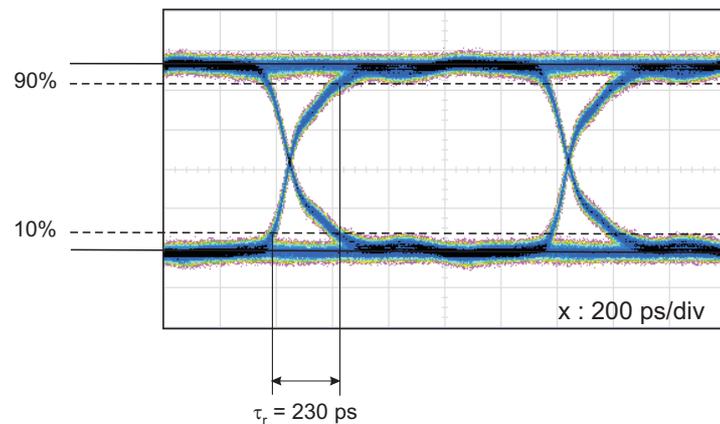


Abbildung 2.17: Messung der Anstiegszeit anhand vom Augendiagramm ( $R = 1 \text{ Gb/s}$ )

Für beide Messungen ist die Anstiegszeit in etwa gleich der Abfallzeit  $\tau_r = \tau_f$ .

Die Anstiegszeit kann man auch anhand der Modulationsübertragungsfunktion abschätzen. Betrachtet man die VCSEL-Übertragungsfunktion in erster Näherung als Tiefpass 1. Ordnung so gilt die Beziehung zwischen der  $-3$  dB Grenzfrequenz  $f_g$  und Anstiegszeit  $\tau_r$

$$\tau_r = \frac{\ln 9}{2\pi f_g} = \frac{0,35}{f_g} \quad (2.4)$$

Gemessen wurde  $f_g = 2,8$  GHz bzw.  $f_g = 3,4$  GHz was eine Anstiegszeit zwischen  $\tau_r = 103$  ps und  $\tau_r = 125$  ergibt. Tatsächlich wurde mit einem schnellen Oszilloskop (Agilent 86100A Digital Comm. Analyzer) und einem guten Pattern Generator (Anritsu MP1763A)  $\tau_f = 118$  ps Abfallzeit gemessen. Als Signal wurde eine Pseudozufallsfolge mit  $R = 2,5$  Gb/s gewählt und ein '1-0' Übergang betrachtet (**Abbildung 2.18**).

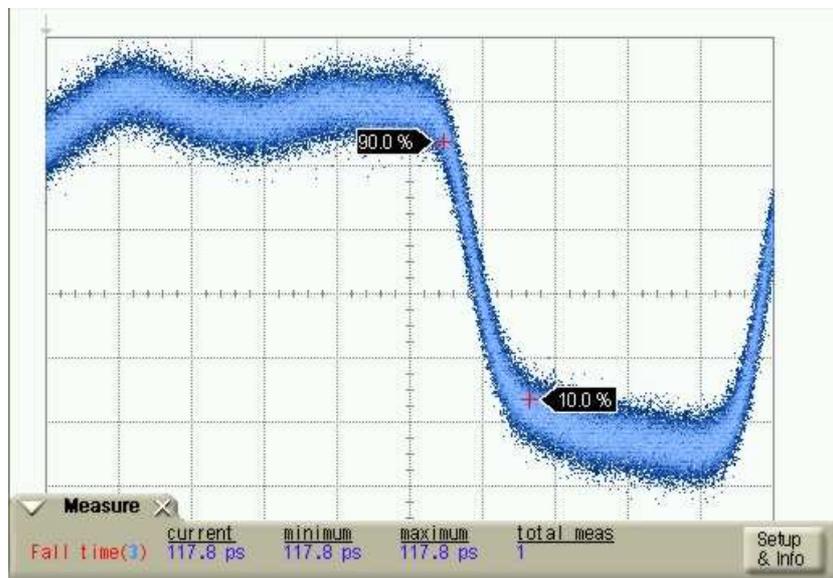


Abbildung 2.18: Messung der Abfallzeit an einem '1-0' Übergang ( $R = 2,5$  Gb/s,  $t: 100$  ps/div)

Bei den beiden ersten Messungen, die  $\tau_r = 230$  ps ergaben handelt es sich um die Gesamtsenderanstiegszeit. Offenbar gibt es neben dem VCSEL weitere Senderelemente, die die Anstiegszeit entscheidend mitbeeinflussen (Pattern Generator, Kabel, Abschwächer ...). Die Anstiegszeiten addieren sich quadratisch, z.B. in einem System mit zwei in Serie geschalteten Elementen beträgt die Gesamtsystemanstiegszeit

$$\tau_g^2 = \tau_1^2 + \tau_2^2 \quad (2.5)$$

In unserem Fall, mit einer VCSEL-Anstiegszeit  $\tau_r = 118$  ps und einer Gesamtsystemanstiegszeit  $\tau_g = 230$  ps, ergibt sich für die restlichen Senderbauteile  $\tau = \sqrt{\tau_g^2 - \tau_r^2} = 197$  ps. Diese Anstiegszeit gilt es durch geeignete Wahl der Bauelemente zu minimieren. Je kleiner die Gesamtsystemanstiegszeit desto größer die  $-3$  dB Grenzfrequenz  $f_g$  und folglich die maximal erreichbare Datenrate  $R_{max} \leq 2f_g$ .

## 2.5 Messung des Auslöschungsverhältnisses

Das Auslöschungsverhältnis (Extinction Ratio) ist definiert als [4]

$$v_e = 10 \log \frac{P_1}{P_0} \quad (2.6)$$

wobei  $P_1$  der zum '1'-Bit und  $P_0$  der zum '0'-Bit gehörende optische Leistungspegel ist. Die Messung wird mit dem Messaufbau aus **Abbildung 2.14** durchgeführt. Der Vorstrom beträgt  $I_b = 3,7 \text{ mA}$ , am Pattern Generator wird eine Pseudozufallsfolge mit der Datenrate  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  und der kleinsten Amplitude eingestellt und die elektrische Abschwächung liegt bei  $A = 6 \text{ dB}$ . Die Einstellung des Arbeitspunktes und die Bestimmung der Amplitude des Modulationssignals wird ausführlich im Kapitel 3 behandelt. **Abbildung 2.19** zeigt das Messergebnis. Das Auslöschungsverhältnis beträgt  $v_e = 7 \text{ dB}$ .

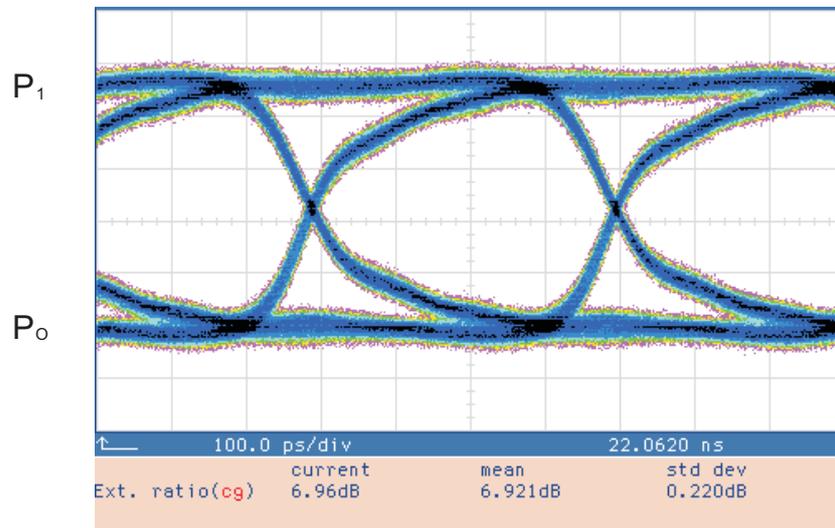


Abbildung 2.19: Messung des Auslöschungsverhältnisses ( $R = 2,5 \text{ Gb/s}$ )

## 2.6 Temperaturabhängigkeit der Kenndaten

In diesem Abschnitt wird die Temperaturabhängigkeit der gemessenen VCSEL-Kenndaten untersucht. In der Praxis schwankt die Umgebungstemperatur in einem großen Bereich. Es soll sichergestellt werden, dass die Übertragung auch in extremen Fällen aufrechterhalten bleibt. Dazu muss beim Systemdesign die Temperaturabhängigkeit der wichtigsten, systembestimmenden Kenndaten bekannt sein.

Für die Messung wurde ein Temperaturschrank mit einstellbarer Kammertemperatur verwendet. Es wurde bei 4 verschiedenen Temperaturen gemessen ( $6^\circ\text{C}$ ,  $20^\circ\text{C}$ ,  $35^\circ\text{C}$  und  $50^\circ\text{C}$ ). Die Messungen wurden jeweils nach einer Anpassungszeit von etwa 15-30 min durchgeführt.

### 2.6.1 P-I Kennlinie

Abbildung 2.20 zeigt die P-I Kennlinie bei verschiedenen Umgebungstemperaturen. Die zwei wichtigsten Parameter der P-I Kennlinie, nämlich der Schwellstrom  $I_{th}$  sowie die Steigung  $S$  (oder equivalent der Wirkungsgrad  $\eta_e$ ), variieren stark mit der Temperatur.

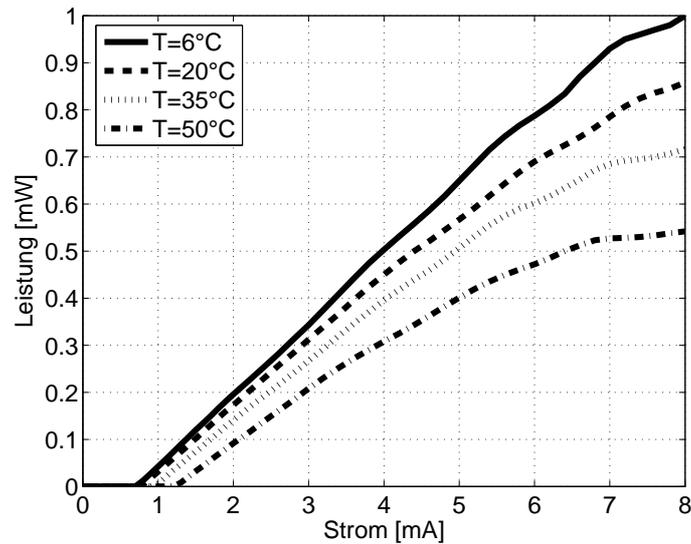


Abbildung 2.20: Änderung der P-I Kennlinie mit der Umgebungstemperatur

In der Abbildung 2.21 ist die Temperaturabhängigkeit des Schwellstromes dargestellt.

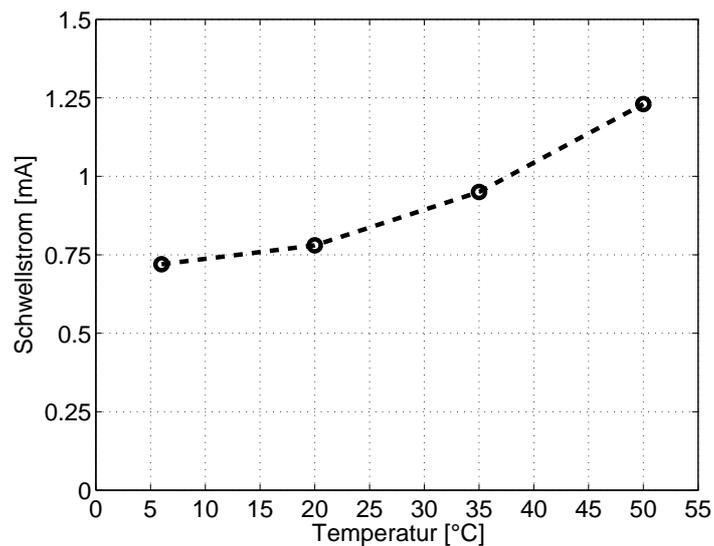


Abbildung 2.21: Temperaturabhängigkeit des Schwellstromes

Die Kurve kann durch eine quadratische 'Fitting Function' angenähert werden

$$I_{th} = 2,25 \cdot 10^{-4} \cdot T^2 - 9,76 \cdot 10^{-4} \cdot T + 0,71 \quad (2.7)$$

wobei  $T$  in  $^{\circ}C$  und der Strom in mA angegeben wird. Der Schwellstrom des VCSELs ist damit weniger temperaturempfindlich als beim FP-Laser. Dieser hat eine exponentielle Abhängigkeit des Schwellstromes von der Temperatur [14]

$$I_{th} \propto e^{\frac{T}{T_0}} \quad (2.8)$$

wobei  $T_0$  vom Material, der Dotierung und vom Aufbau abhängt.

Der Grund für den quadratischen Temperaturgang von  $I_{th}$  liegt am VCSEL-Aufbau. Sowohl die spektrale Gewinnkurve der aktiven Zone als auch die Eigenfrequenz des Resonators sind temperaturabhängig und bewegen sich mit steigender Temperatur in Richtung höherer Wellenlängen [15]. Grund dafür ist die Temperaturabhängigkeit des Brechungsindex (im Falle der Eigenfrequenz) bzw. des Bandabstandes (im Falle der Gewinnkurve) [16]. Allerdings bewegt sich die Gewinnkurve schneller als die Eigenfrequenz (vgl. **Abbildung 2.22**). Bei einer bestimmten Temperatur ist die Überlappung zwischen der spektralen Gewinnkurve der aktiven Zone und der Eigenfrequenz des Resonators am größten und der Schwellstrom besitzt dort ein Minimum. In unserem Fall ist dieses dort, wo die 'Fitting Function' ihr Minimum hat, etwa bei  $T_{min} = 2,2^{\circ}C$ .

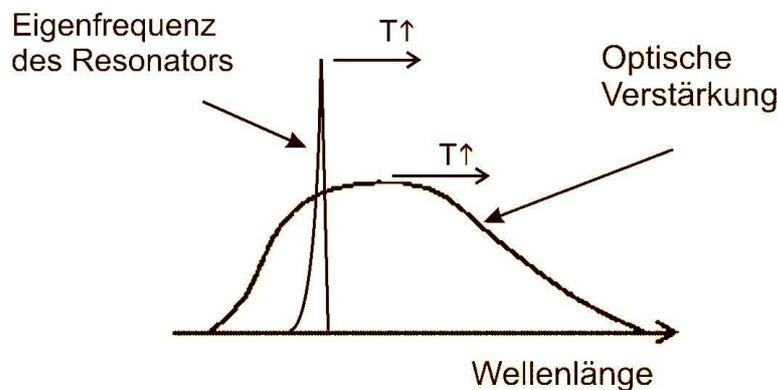


Abbildung 2.22: Temperaturverhalten der Gewinnkurve und der Eigenfrequenz des Resonators

Mit der Temperatur ändert sich die Steigung der P-I Kennlinie und dadurch auch die Laserausgangsleistung für einen festen Vorstrom  $I_b$ . Bei der digitalen Modulation mit einer NRZ (Non Return to Zero) Pseudozufallsfolge ist die Ausgangsleistung im Arbeitspunkt  $I_b$  näherungsweise gleich der mittleren Sendeleistung, von der die maximal erreichbare Feldlänge abhängt. Daher ist eine geringe Temperaturabhängigkeit der Laserausgangsleistung erwünscht. **Abbildung 2.23** zeigt die Abhängigkeit der optischen Ausgangsleistung von der Temperatur für  $I_b = 3,7$  mA. Mit steigender Temperatur verringert sich die Ausgangsleistung. Die mittlere Steigung der Kurve bei der Raumtemperatur ( $25^{\circ}C$ ) beträgt etwa  $k = -3,6 \cdot 10^{-3}$  mW/ $^{\circ}C$ .

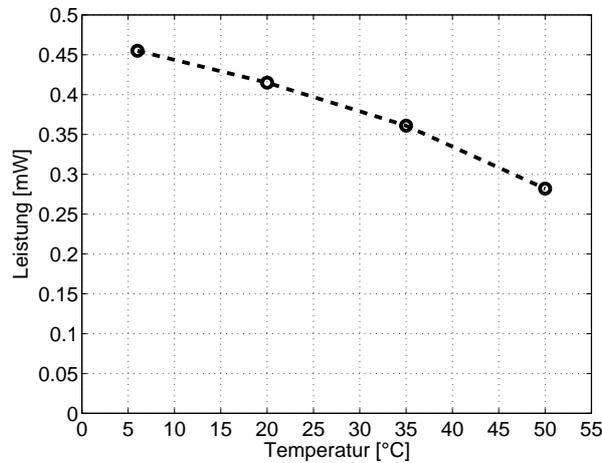


Abbildung 2.23: Änderung der optischen Ausgangsleistung mit der Temperatur für  $I_b = 3,7 \text{ mA}$

### 2.6.2 U-I Kennlinie

In **Abbildung 2.24** ist die Temperaturabhängigkeit der U-I Kennlinie dargestellt.

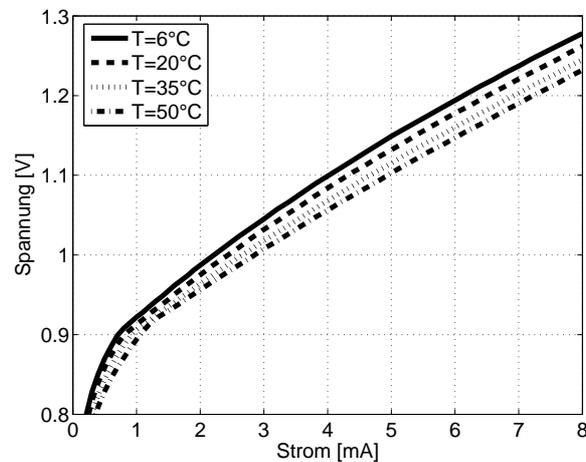


Abbildung 2.24: Änderung der U-I Kennlinie mit der Umgebungstemperatur

Mit der Temperatur ändert sich die Steigung der U-I Kennlinie und damit auch der differentielle Serienwiderstand  $r_d$ . Die Kurven wurden mit dem VCSEL auf der Anpassplatine aufgenommen. Bei der Ermittlung des differentiellen Serienwiderstandes muss man daher auch den Einfluss des  $12\Omega$ -Anpasswiderstandes berücksichtigen. In einem Arbeitspunkt  $I_b$  wird dazu die Steigung der U-I Kennlinie ausgerechnet, und von diesem Wert  $12\Omega$  abgezogen. Das Resultat stellt den differentiellen Serienwiderstand im betrachteten Arbeitspunkt dar. **Abbildung 2.25** zeigt die Änderung des Serienwiderstandes mit der Temperatur für  $I_b = 3,7 \text{ mA}$ . Es ergibt sich ein linearer Verlauf mit der Steigung  $k = -0,133 \Omega/^\circ\text{C}$ , oder genau  $2\Omega$  Änderung je  $15^\circ\text{C}$ .

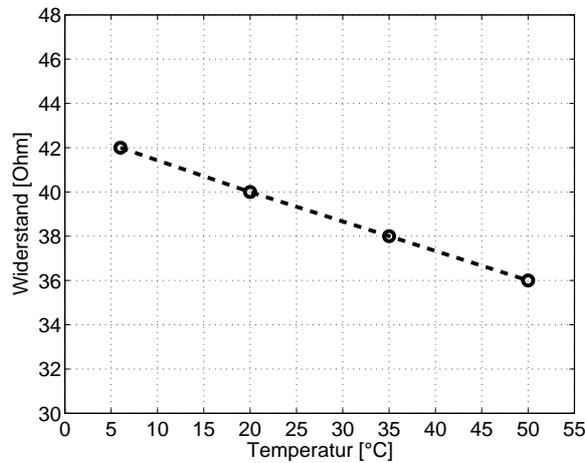


Abbildung 2.25: Änderung des differentiellen Serienwiderstands mit der Temperatur

### 2.6.3 Änderung der Emissionswellenlänge mit der Temperatur

Mit der Temperatur ändert sich der Brechungsindex des Lasermaterials. Als Folge verschiebt sich die Eigenfrequenz des Resonators mit steigender Temperatur zu höheren Wellenlängen. Die **Abbildung 2.26** zeigt die Änderung der Emissionswellenlänge mit der Temperatur ( $\lambda$ - $T$  Kennlinie) für drei verschiedene Vorstromwerte.

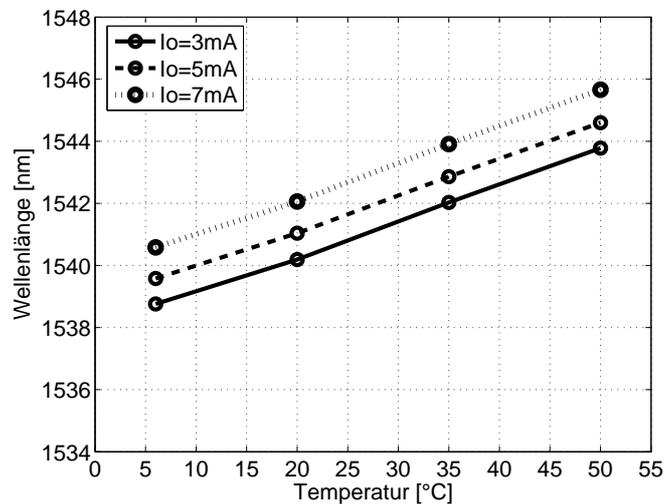


Abbildung 2.26: Änderung der Emissionswellenlänge mit der Temperatur

Die Abhängigkeit ist annähernd linear mit einer Steigung von  $k = 0,12 \text{ nm}/^\circ\text{C}$ . Der Schnitt mit einer  $T = \text{const}$  Gerade ergibt die  $\lambda$ - $I$  Kennlinie für die Temperatur  $T$  (vgl. **Abbildung 2.7**).

## 2.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die wichtigsten Kenndaten des VCSELS besprochen, die für das Design eines Übertragungssystems notwendig sind. Es wurden die statischen (P-I, U-I und  $\lambda$ -I Kennlinien) und die dynamischen Eigenschaften (Modulationsübertragungsfunktion und Anstiegszeit) gemessen. Zusätzlich wurde noch das Spektrum, seine Abhängigkeit vom Vorstrom sowie das Fernfeld dargestellt. Abschließend wurde die Temperaturabhängigkeit dieser Kenndaten untersucht und charakterisiert.

## Kapitel 3

# Experimenteller Aufbau eines Einkanalübertragungssystems

In diesem Kapitel wird anhand der gemessenen VCSEL-Kenndaten ein Einkanalübertragungssystem aufgebaut und charakterisiert. **Abbildung 3.1** zeigt den Systemaufbau im Labor.

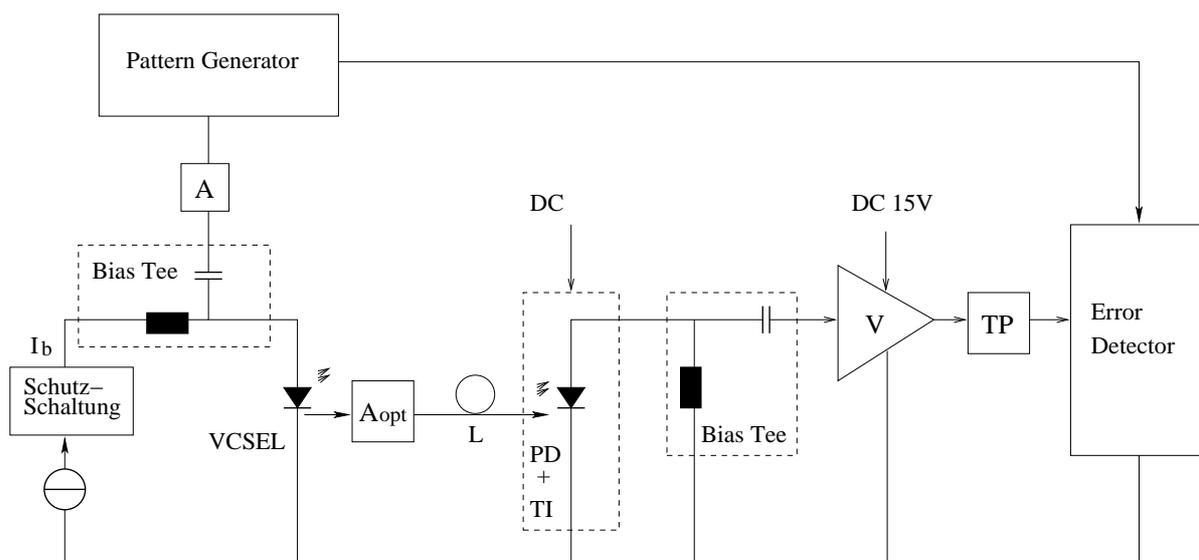


Abbildung 3.1: Systemaufbau eines Einkanalübertragungssystems im Labor

Links befindet sich der Sender, der schon bei der Aufnahme der Modulationsübertragungsfunktion und Anstiegszeit verwendet wurde. Moduliert wird über das Bias Tee. Der Arbeitspunkt wird mit dem Vorstrom  $I_b$  eingestellt. Die Spule lässt den Vorstrom ungehindert zum VCSEL durch und verhindert gleichzeitig, dass der Modulationsstrom vom Pattern Generator in die Stromquelle fließt. Über den Kondensator wird dem Vorstrom das zu übertragende Nachrichtensignal überlagert. Seine Amplitude wird mit dem Abschwächer A begrenzt.

Der Arbeitspunkt sowie die Amplitude des Modulationssignals wird anhand der P-I und U-I Kennlinie bestimmt (**Abbildung 3.2**)

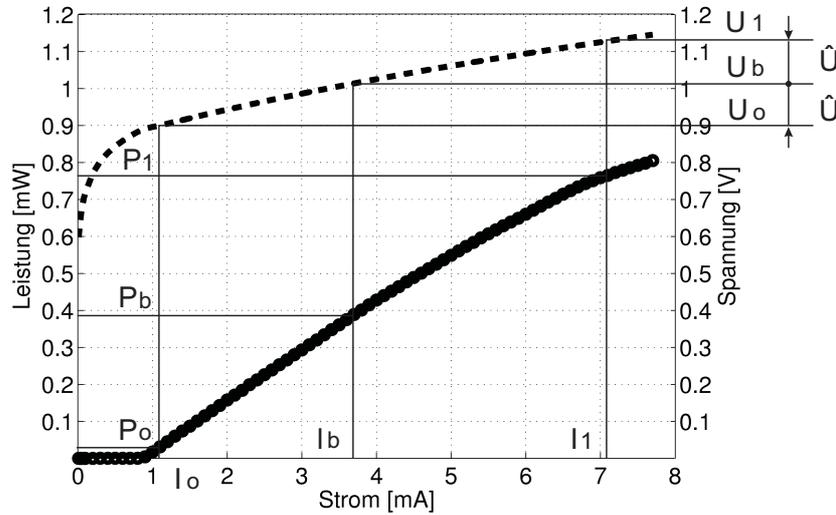


Abbildung 3.2: Bestimmung des Arbeitspunktes und der Amplitude des Pattern Generators

Zuerst wählt man einen Stromarbeitspunkt  $I_b$  in der Mitte der P-I Kennlinie, und liest auf der U-I Kennlinie den zugehörigen Spannungsarbeitspunkt  $U_b$  ab. In unserem Fall wurde  $I_b = 3,7$  mA gewählt, es ergibt sich daher  $U_b = 1014$  mV. Dieser Spannung wird nun ein Modulationssignal mit der Amplitude  $\hat{U}$  überlagert. Bei der Wahl der Amplitude muss man beachten, dass beim '1'-Bit der maximale Strom nicht überschritten, und beim '0'-Bit der Schwellstrom nicht unterschritten werden darf. Im ersten Fall würde der VCSEL zerstört, während im zweiten Fall die Ladungsträger in der aktiven Zone abgebaut würden. Bei dem nächsten '0-1'-Übergang müssten sie neuerlich aufgebaut werden, was zu langen Anstiegszeiten führt und das Augendiagramm verzerrt. Die minimale Spitze-Spitze Spannung des Pattern Generators beträgt  $U_{ss} = 460$  mV. Mit dem Abschwächer  $A = 6$  dB beträgt die Amplitude des Modulationssignals daher  $\hat{U} = 115$  mV. Für das '1'-Bit ergibt sich dann  $U_1 = U_b + \hat{U} = 1129$  mV bzw. der zugehörige Stromwert  $I_1 = 7,1$  mA, und für das '0'-Bit  $U_0 = U_b - \hat{U} = 899$  mV bzw.  $I_0 = 1,1$  mA. Auf der P-I Kennlinie kann man dann  $P_1 = 0,765$  mW und  $P_0 = 0,031$  mW ablesen.

Die Amplitude  $\hat{U}$  wurde so gewählt, dass sich der Punkt  $P_1$  bzw.  $I_1$  näherungsweise noch immer im linearen Teil der P-I Kennlinie befindet. Bei der Modulation mit gleichverteilten '0'- und '1'-Bits (z.B. mit einer Pseudozufallsfolge) ist die mittlere Sendeleistung  $\bar{P}$  dann ungefähr gleich der Leistung  $P_b = 0,389$  mW im Arbeitspunkt  $I_b$ .

$$\bar{P} = \frac{P_0 + P_1}{2} \approx P_b \quad (3.1)$$

Der VCSEL wird über den optischen Abschwächer mit der standardisierten Monomode-Faser verbunden. Der Empfänger besteht aus einer Photodiode mit einem integrierten Transimpedanzverstärker, dessen Gleichspannungssignal mit dem zweiten Bias Tee herausgefiltert wird. Es folgt ein rauscharmer Vorverstärker sowie ein Tiefpass zur Reduktion des Rauschens. Am Ende befindet sich der Bitfehlerdetektor mit dem die Bitfehlerwahrscheinlichkeit gemessen wird. In **Tabelle 3.1** sind die verwendeten Geräte bzw. Bauteile und ihre Eigenschaften aufgelistet.

Gerät / Bauteil	Beschreibung
Stromquelle	ILX Lightwave LDC-3724B
Pattern Generator	Hewlett Packard HP70843A + HP70340A Signal Generator
Optischer Abschwächer	Hewlett Packard HP8156A, regulierbar
Photodiode mit Transimpedanzverstärker	ORTEL 2860C-020, $I_d = 0,05 \text{ nA}$ , $S = 0,78 \text{ A/W}$
Vorverstärker	SHF 103CP, $V = 17 \text{ dB}$
Bitfehlerdetektor	Hewlett Packard HP70843A

Tabelle 3.1: Geräte- bzw. Bauteilliste ( $I_d$ ... Dunkelstrom,  $S$ ... Sensitivität,  $V$ ... Verstärkung)

Die erste Aufgabe war den Empfänger zu charakterisieren. Dazu wird im 'Back to Back'-Fall die Empfängersensitivität  $S$  für verschiedene Datenraten gemessen. Diese ist definiert als notwendige Empfängereingangsleistung um eine bestimmte Bitfehlerwahrscheinlichkeit zu erzielen; in unserem Fall wurde eine  $BER = 10^{-9}$  festgelegt. Der VCSEL wird an einen optischen Abschwächer angeschlossen und dieser mit einer kurzen Faser direkt mit der Photodiode verbunden. Moduliert wird mit einer Pseudozufallsfolge der Länge  $2^7 - 1$ . Dabei wird die optische Abschwächung so lange erhöht bis die Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $BER = 10^{-9}$  erreicht wird. Die optische Leistung vor der Photodiode ergibt dann die Sensitivität. Für diese Messung standen im Labor mehrere Bessel-Tiefpassfilter 5. Ordnung mit Grenzfrequenzen zwischen 1,5 GHz und 15 GHz zur Verfügung. Die Sensitivität wurde bei einer fixen Datenrate für verschiedene Filter gemessen, und jeweils das beste Ergebnis ermittelt. **Tabelle 3.2** zeigt mit welchen Filtern die besten Sensitivitäten erzielt wurden.

Datenrate [Gb/s]	Grenzfrequenz des el. Filters [GHz]
1	1,5
2,5	1,5
4	3,5
5	3,5
6	5
7,5	7,5

Tabelle 3.2: Optimale Grenzfreq. von verwendeten el. Filter bei verschiedenen Datenraten

**Abbildung 3.3 links** zeigt das Ergebnis der Sensitivitätsmessung. Die Sensitivität wird dabei in dBm angegeben. Die Leistung  $P$  kann aber auch in die Anzahl der Photonen pro Bit umgerechnet werden

$$P = nhfR \quad (3.2)$$

$$n = \frac{P\lambda}{hcR} \quad (3.3)$$

wobei  $\lambda = 1541 \text{ nm}$  und  $n$  die mittlere Anzahl der Photonen pro Bit ist. Das Resultat ist in **Abbildung 3.3 rechts** dargestellt.

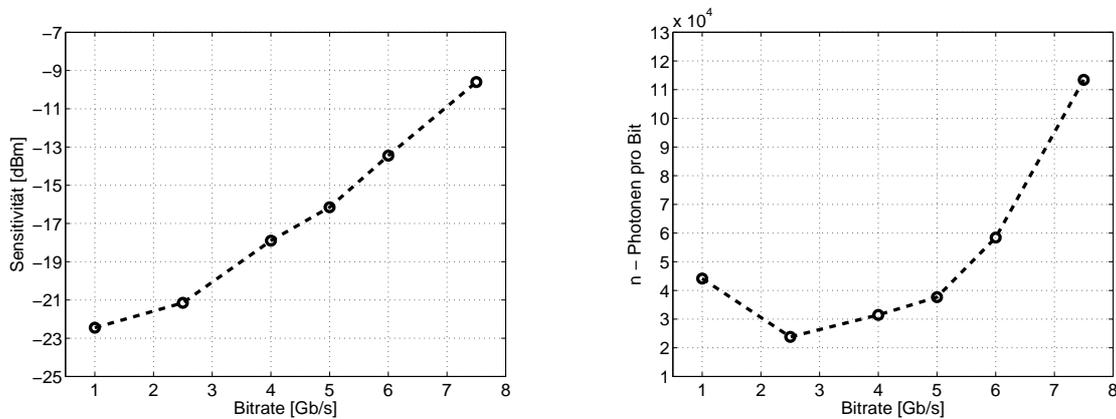


Abbildung 3.3: Sensitivität in dBm (links) bzw. als mittlere Anzahl der Photonen pro Bit (rechts) in Abhängigkeit von der Datenrate  $R$

Auf den ersten Blick verwundert, dass die mittlere Anzahl der Photonen pro Bit für  $R = 1$  Gb/s größer ist als für die höheren Datenraten. Grund dafür ist die zu große Filtergrenzfrequenz. Die minimale Filterbandbreite für die gegebene Datenrate  $R$  beträgt [4]

$$B_{min} = \frac{R}{2} \quad (3.4)$$

Demnach wäre die optimale Grenzfrequenz des Tiefpasses für  $R = 1$  Gb/s etwa  $f_g \approx 0,5$  GHz. Im Labor standen nur Filter mit der Grenzfrequenz  $f_g \geq 1,5$  GHz zur Verfügung. Daher wurde für  $R = 1$  Gb/s das suboptimale Filter mit  $f_g = 1,5$  GHz verwendet. Es gelangt mehr Rauschen als notwendig zum Empfänger und verschlechtert die Bitfehlerwahrscheinlichkeit. Dem kann man durch Erhöhung der Leistung bzw. der Anzahl der Photonen pro Bit entgegenwirken. Ähnliches gilt auch bei den höheren Datenraten. Mit steigenden Datenraten steigt auch die notwendige Filtergrenzfrequenz. Dies bedeutet mehr Rauschen am Empfänger, und zusätzlich schließt sich auch das Auge für  $R > 5$  Gb/s sehr schnell zu (vgl. maximale Datenrate in Abschnitt 2.3). Um die Bitfehlerwahrscheinlichkeit konstant zu halten muss daher die Leistung stark erhöht werden.

Im Weiteren werden die Messungen bei den Datenraten von  $R = 2,5$  Gb/s und  $R = 5$  Gb/s ausführlicher behandelt.

### 3.1 Messungen bei einer Datenrate von $R = 2,5$ Gb/s

Zuerst wird ein Augendiagramm aufgenommen. Dazu wird der Empfängerausgang an den elektrischen Eingang des Oszilloskops (HP 83480A) angeschlossen. Der Tiefpass wird ausgeschaltet, sodass die einzige Bandbegrenzung die Bandbreite des Oszilloskops  $B_{oszi} = 12,4$  GHz ist. Der optische Abschwächer wird auf  $A_{opt} = 7$  dB eingestellt. Das elektrische Augendiagramm ist in **Abbildung 3.4** dargestellt. Die Abflachung vor dem Erreichen des maximalen bzw. minimalen Wertes wird durch die schlechte Signalform des Pattern Generators verursacht (vgl. **Abbildung 2.15**).

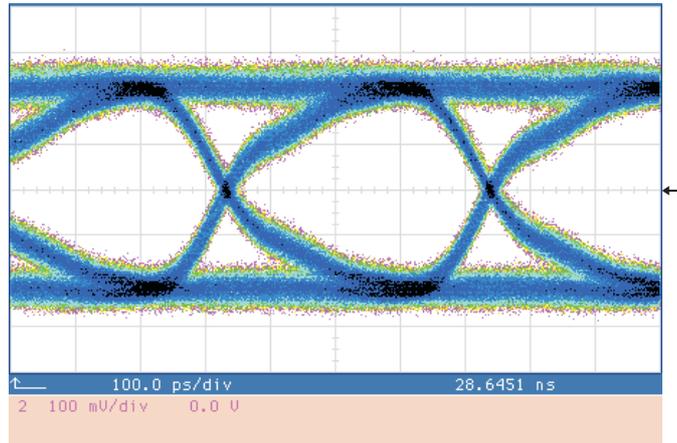


Abbildung 3.4: Augendiagramm für  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  und  $A_{opt} = 7 \text{ dB}$ ,  $B_{oszi} = 12,4 \text{ GHz}$

Wie im letzten Abschnitt erwähnt, wurde bei der Sensitivitätsmessung für jede Datenrate eine Optimierung der Filterbandbreite durchgeführt. **Abbildung 3.5** zeigt den Optimierungsvorgang für die Datenrate  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$ . Das Filter mit der kleinsten Grenzfrequenz im Labor ist der Tiefpass mit  $f_g = 1,5 \text{ GHz}$ . Für diesen wurde die beste Sensitivität erzielt. Die Simulationen in Kapitel 4 zeigen, dass dies tatsächlich die optimale Filtergrenzfrequenz ist. Mit diesem Filter wurden alle weiteren Messungen bei  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  durchgeführt.

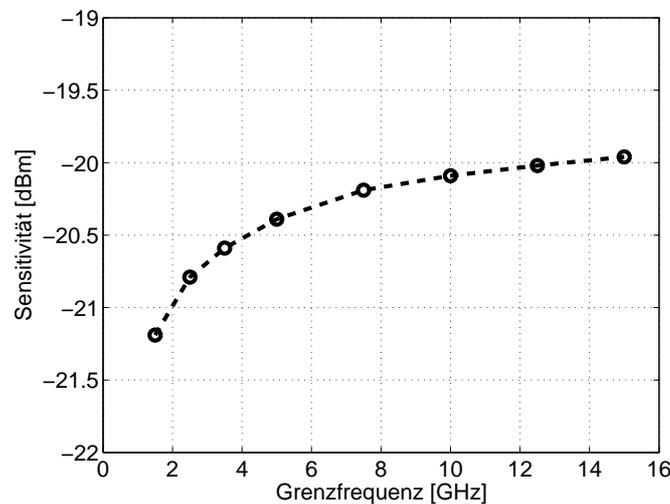


Abbildung 3.5: Optimierung der Filtergrenzfrequenz für  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$

Als nächstes wird der Verlauf der Bitfehlerwahrscheinlichkeit über der Empfängereingangsleistung im 'Back to Back'-Fall aufgenommen. Dabei wird mit dem optischen Abschwächer die Leistung am Faserende variiert und für verschiedene Werte die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bestimmt. Das Ergebnis ist in **Abbildung 3.6** dargestellt. Der Schnitt mit der  $BER = 10^{-9}$  Gerade ergibt die Sensitivität von  $S = -21,1 \text{ dBm}$ .

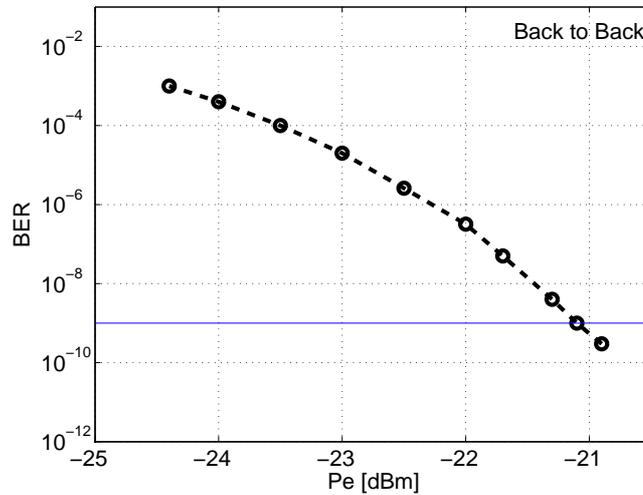


Abbildung 3.6: Verlauf von BER über Eingangsleistung im 'Back to Back'-Fall für  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$

Nun wird eine Glasfaser als Übertragungsstrecke in das System integriert. Im Labor sind 3 Faserspulen mit den Längen von 25,6 km, 51,4 km und 77,2 km vorhanden. Es handelt sich jeweils um Standardmonomode-Fasern mit einer Dämpfung von etwa  $\alpha = 0,24 \text{ dB/km}$  und einem Dispersionskoeffizienten von  $D = 18 \text{ ps/nm}\cdot\text{km}$  bei  $\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$ . Die Sensitivität ändert sich kaum mit der Faserlänge. Für  $L = 25,6 \text{ km}$  wurde  $S = -20,9 \text{ dBm}$  und für  $L = 51,4 \text{ km}$   $S = -21,1 \text{ dBm}$  gemessen. Für  $L = 77,2 \text{ km}$  erreicht man wegen der hohen akkumulierten Faserdämpfung die Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $BER = 10^{-9}$  nicht mehr. Um dennoch die Sensitivität abschätzen zu können, wird für verschiedene Eingangsleistungen die BER im Bereich von  $10^{-4}$  bis  $10^{-3}$  gemessen. Die Leistung wird nun in Photonen pro Bit umgerechnet (Gl. 3.3). Die Abhängigkeit der BER zur Anzahl der Photonen pro Bit ist in diesem Falle in erster Näherung linear, sodass man auf die Sensitivität durch Extrapolation schließen kann. Dieser Sachverhalt ist in **Abbildung 3.7 links** dargestellt.

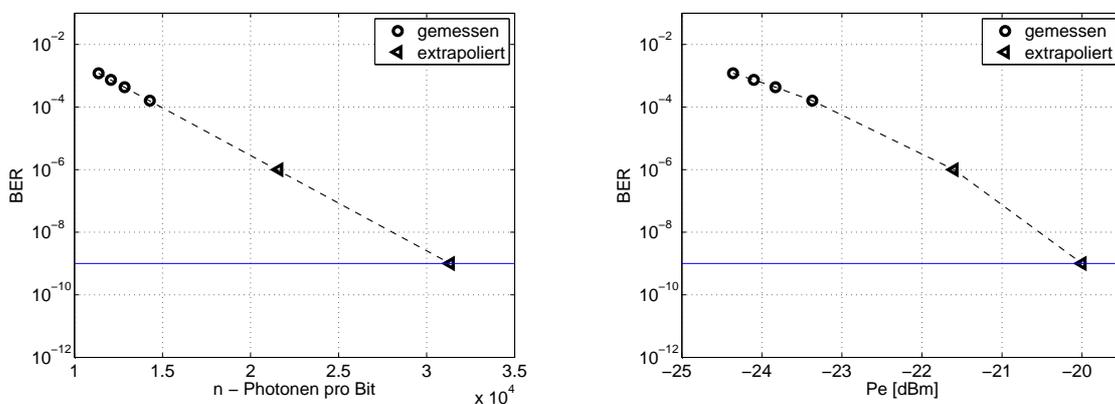


Abbildung 3.7: Abschätzung der Sensitivität (links) sowie Verlauf von BER über Eingangsleistung (rechts) für  $L = 77,2 \text{ km}$  und  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$

Für eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $BER = 10^{-6}$  ergibt sich eine minimal erforderliche Anzahl an  $n = 2,16 \cdot 10^{-4}$  Photonen/Bit und für eine  $BER = 10^{-9}$  benötigt man  $n = 3,134 \cdot 10^{-4}$  Photonen/Bit. Mit Gl. (3.2) ergibt dies jeweils eine optische Eingangsleistung von  $P_e = -21,6$  dBm und  $P_e = -20$  dBm. Das letzte Ergebnis ist gleichzeitig die gesuchte Sensitivität für  $L = 77,2$  km. **Abbildung 3.7 rechts** zeigt den Verlauf der Bitfehlerwahrscheinlichkeit über der Empfängereingangsleistung, wobei die Leistung in dBm angegeben wird.

Die gemessene Sensitivität wird nun in ein Diagramm über der Faserlänge eingetragen (**Abbildung 3.8**). Die durchgezogene Linie stellt den Leistungsverlauf am Empfängereingang über der Faserlänge  $L$  dar

$$P_e = \bar{P} - \alpha L \quad (3.5)$$

mit  $\bar{P} = -4,1$  dBm als mittlere Leistung am Fasereingang (vgl. Gl. 3.1) und  $\alpha$  als Faserdämpfung angegeben in dB/km. Der Schnitt mit der Sensitivitätskurve ergibt die maximale Feldlänge  $L_{max} = 68$  km, bei der noch eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $BER = 10^{-9}$  erreicht werden kann.

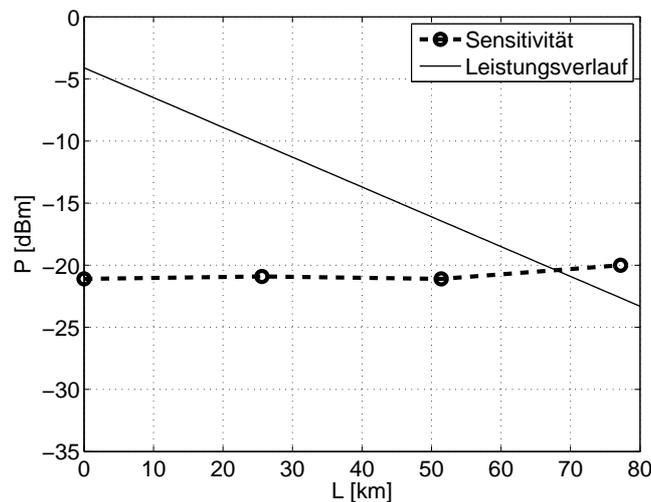


Abbildung 3.8: Sensitivität Faserlänge und max. erreichbare Feldlänge für  $R = 2,5$  Gb/s

Aus **Abbildung 3.8** ist ersichtlich, dass sich die Sensitivität über der Faserlänge kaum ändert. Das ist ein deutliches Zeichen dafür, dass es sich um ein dämpfungsbegrenztes Übertragungssystem handelt. Die Dispersion, die zu einer Verbreiterung der zeitlichen Impulse führt und somit Intersymbolinterferenz hervorruft und die Bitfehlerwahrscheinlichkeit verschlechtert, macht sich durch die geringe Daterate auch bei großen Faserlängen kaum bemerkbar.

**Abbildung 3.9** zeigt ein Augendiagramm für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $BER = 10^{-9}$  bei der optischen Dämpfung von  $A_{opt} = 15,15$  dB. Im Unterschied zu **Abbildung 3.4** wurde für diese Aufnahme der Tiefpass mit  $f_g = 1,5$  GHz verwendet. Das Augendiagramm wurde für den 'Back to Back'-Fall aufgenommen. Da es sich um ein dämpfungsbegrenztes System handelt, wo die Dispersion die Form der Augendiagramme nicht merklich verschlechtert, ergeben sich ähnliche Aufnahmen auch für  $L = 25,6$  km und  $L = 51,4$  km.

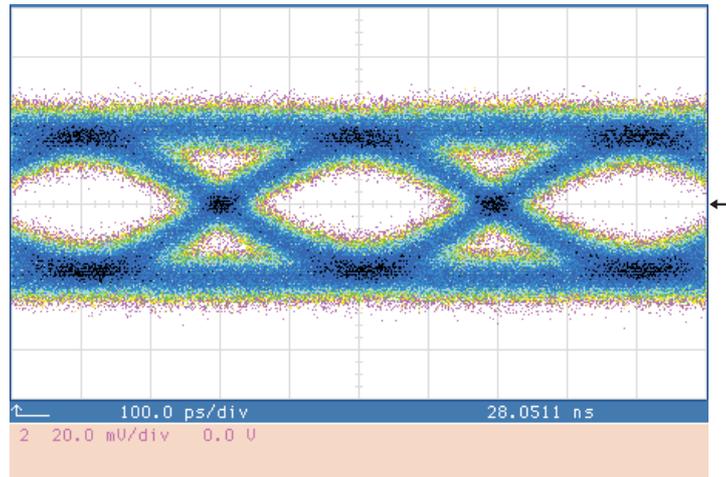


Abbildung 3.9: Augendiagramm für  $BER = 10^{-9}$ , Tiefpassgrenzfrequenz  $f_g = 1,5 \text{ GHz}$  und  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$

### 3.2 Messungen bei einer Datenrate von $R = 5 \text{ Gb/s}$

**Abbildung 3.10** zeigt das Augendiagramm bei  $R = 5 \text{ Gb/s}$  im 'Back to Back'-Fall. Die verwendeten Geräte und ihre Einstellungen sind gleich wie bei  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  (d.h.  $A_{opt} = 7 \text{ dB}$ , kein Tiefpass,  $B_{oszi} = 12,4 \text{ GHz}$ ). Auch in diesem Fall sind die Verzerrungen der Augenform als Folge der schlechten Signalform des Pattern Generators sichtbar (vgl. **Abbildung 2.15**).

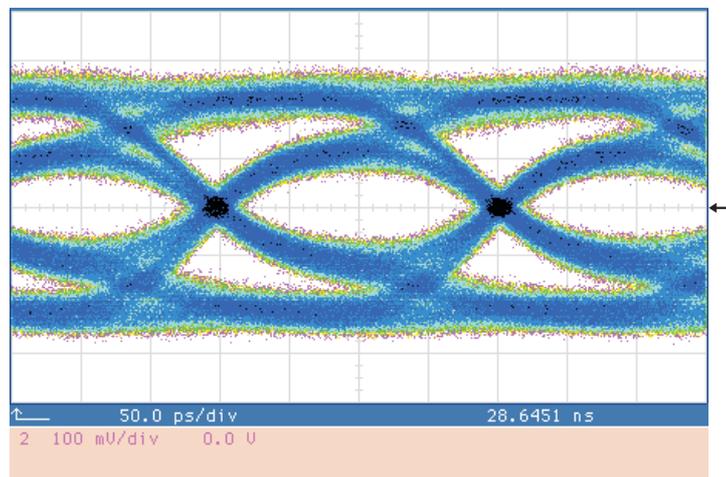


Abbildung 3.10: Augendiagramm für  $R = 5 \text{ Gb/s}$  und  $A_{opt} = 7 \text{ dB}$ ,  $B_{oszi} = 12,4 \text{ GHz}$

Als optimale Grenzfrequenz des elektrischen Filters ergibt sich in diesem Fall  $f_g = 3,5 \text{ GHz}$ , und mit diesem Wert werden die nachfolgenden Messungen durchgeführt. Zuerst wird der Verlauf der Bitfehlerwahrscheinlichkeit über der Empfängereingangsleistung im 'Back to Back'-Fall aufgenommen. Das Ergebnis ist in **Abbildung 3.11** dargestellt. Es ergibt sich eine Sensitivität (Schnitt mit  $BER = 10^{-9}$  Gerade) von  $S = -16 \text{ dBm}$ .

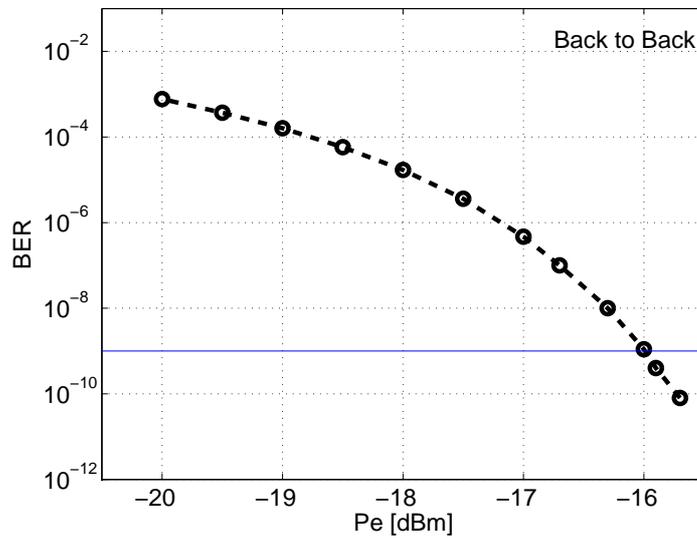


Abbildung 3.11: Verlauf von BER der Eingangsleistung im 'Back to Back'-Fall für  $R = 5 \text{ Gb/s}$

Im Unterschied zu den Messungen bei  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  ändert sich die Sensitivität mit der Faserlänge beträchtlich. So misst man für  $L = 25,6 \text{ km}$  eine Sensitivität von  $S = -13,9 \text{ dBm}$ . Für  $L = 51,4 \text{ km}$  erreicht man durch die begrenzte optische Ausgangsleistung des VCSELs nur mehr eine Bitfehlerwahrscheinlichkeiten von  $BER \geq 10^{-4}$ . Durch das Umrechnen der Leistung in Photonen pro Bit und anschließende Extrapolation ergibt sich ein Schätzwert für die Sensitivität  $S = -10,8 \text{ dBm}$  (Abbildung 3.12 links). In Abbildung 3.12 rechts ist schließlich der Verlauf der Bitfehlerwahrscheinlichkeit über der Empfängereingangsleistung dargestellt.

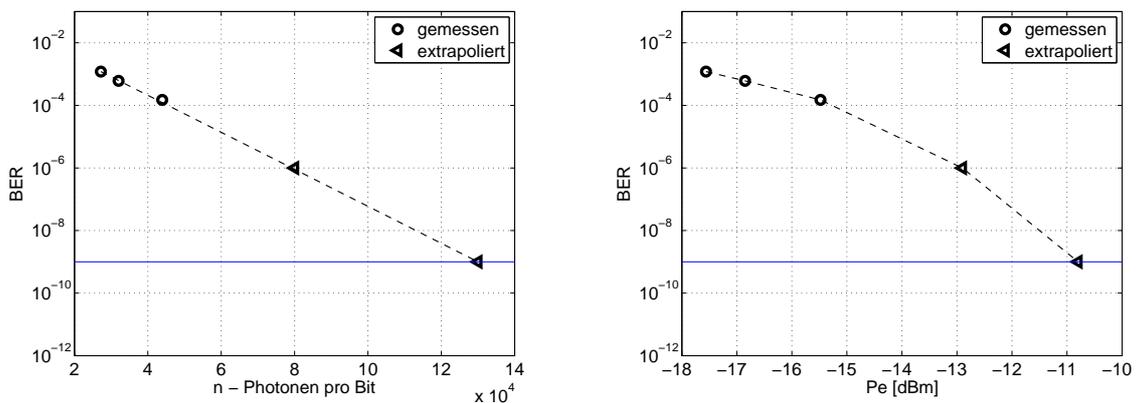


Abbildung 3.12: Abschätzung der Sensitivität (links) sowie Verlauf von BER über Eingangsleistung (rechts) für  $L = 51,4 \text{ km}$  und  $R = 5 \text{ Gb/s}$

Trägt man die gemessene Sensitivität in ein Diagramm über der Faserlänge ein, so kann man die maximale Übertragungsdistanz abschätzen (**Abbildung 3.13**). Die durchgezogene Linie stellt den Leistungsverlauf am Empfängereingang über der Faserlänge  $L$  (Gl. 3.5) dar. Ihr Schnitt mit der Sensitivitätskurve ergibt eine maximale Feldlänge von  $L_{max} = 35$  km.

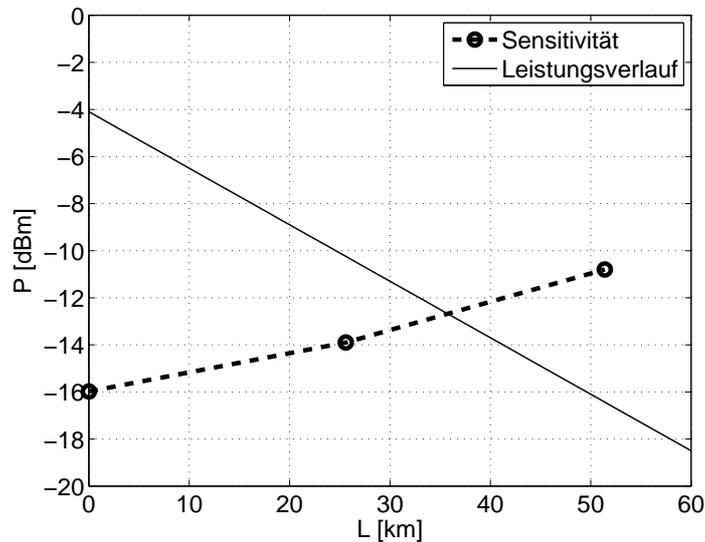


Abbildung 3.13: Sensitivität über Faserlänge und max. erreichbare Feldlänge für  $R = 5$  Gb/s

Im Unterschied zu  $R = 2,5$  Gb/s ändert sich bei höheren Datenraten die Sensitivität mit der Faserlänge merklich. Der Grund dafür ist Verbreiterung der zeitlichen Impulse und die daraus resultierende Intersymbolinterferenz durch die Dispersion. Diese verschlechtert die Bitfehlerwahrscheinlichkeit und muss durch mehr Leistung ausgeglichen werden. Die Ursache für diese sogenannte 'chromatische' Dispersion ist die Wellenlängenabhängigkeit des Brechungsindex der Faser sowie eine Vergrößerung des Modenfeldradius des optischen Feldes bei höheren Wellenlängen (Material- und Wellenleiterdispersion). In Wechselwirkung mit der endlichen Signalbandbreite des optischen Spektrums auf Grund von:

- Linienverbreiterung des Trägers ( $\delta f = 25$  MHz),
- Modulation ( $B \approx 2R$ , vgl. [17]), und
- Chirp

führt dies zu einer Verschlechterung der Sensitivität. Dabei ist der Chirp der ausschlaggebende Faktor. Es handelt sich um eine ungewollte Frequenzmodulation, die bei der direkten Intensitätsmodulation eines Halbleiterlasers entsteht und das Emissionsspektrum zusätzlich verbreitert. Während bei einer Datenrate von  $R = 2,5$  Gb/s der Chirp offenbar kaum eine Rolle spielt, begrenzt er bei höheren Datenraten maßgeblich die maximale Feldlänge. Der Einfluss von Chirp und seine Charakterisierung werden ausführlich im Abschnitt 4.2 behandelt.

**Abbildung 3.14** zeigt zum Schluss noch ein Augendiagramm für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $BER = 10^{-9}$ , welches im 'Back to Back'-Fall aufgenommen wurde. Die Tiefpassgrenzfrequenz beträgt  $f_g = 3,5$  GHz und die optische Abschwächung  $A_{opt} = 10,15$  dB.

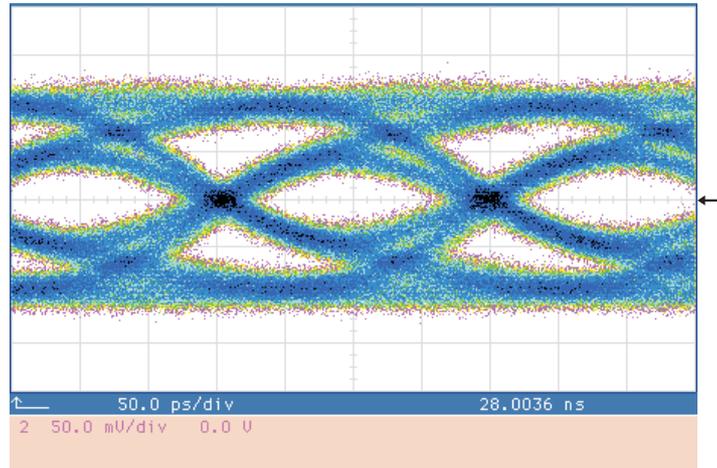


Abbildung 3.14: Augendiagramm für  $BER = 10^{-9}$ , Tiefpassgrenzfrequenz  $f_g = 3,5 \text{ GHz}$  und  $R = 5 \text{ Gb/s}$

### 3.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde ein Einkanalübertragungssystem mit dem 1550 nm VCSEL experimentell realisiert. Neben dem Sender wurde dazu im Labor ein Empfänger mit einer breitbandigen pin-Photodiode und einem rauscharmen Vorverstärker aufgebaut und durch Messungen der Sensitivität bei verschiedenen Datenraten charakterisiert. Ausführlich behandelt wurden die Fälle bei einer Datenrate von  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  und  $R = 5 \text{ Gb/s}$ . Es wurden dabei die Augendiagramme sowie der Verlauf der Bitfehlerwahrscheinlichkeit über der Empfängereingangsleistung aufgenommen. Durch Messung der Sensitivität bei verschiedenen Faserlängen lässt sich auf die maximal erreichbare Feldlänge schließen. Als notwendige Bitfehlerwahrscheinlichkeit wurde  $BER = 10^{-9}$  gewählt. Bei einer Datenrate von  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  ergibt sich ein rein dämpfungsbegrenztes System mit einer maximalen Feldlängen von  $L_{max} = 68 \text{ km}$ . Steigt die Datenrate auf  $R = 5 \text{ Gb/s}$  so macht sich der Einfluss von Chirp bemerkbar und die maximale Feldlänge sinkt auf  $L_{max} = 35 \text{ km}$ . Bei noch höheren Datenraten schließt sich das Auge schnell zu, was in Verbindung mit dem Chirp die Übertragung über größere Distanzen verhindert. Die Messungen bestätigen die Angabe des Herstellers über eine maximale Datenrate von  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  bei diesem Lasertyp.

# Kapitel 4

## Simulationen

Alle in diesem Kapitel beschriebenen Simulationen wurden mit dem Simulationsprogramm VPI [18] durchgeführt. Die erste Aufgabe war die Entwicklung eines einfachen VCSEL-Simulationsmodells. Mit diesem Modell sollte ein Einkanalübertragungssystem ähnlich dem System im Labor aufgebaut und zur Verifizierung des Simulationsmodells die Simulationsergebnisse mit den Laborergebnissen verglichen werden. Abschließend werden noch erweiterte Übertragungssysteme simuliert, wie etwa ein Einkanalübertragungssystem mit EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier) oder ein CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing)-System.

### 4.1 Beschreibung des Simulationsmodells

VPI bietet ein kompliziertes physikalisches VCSEL-Modell, bei dem viele Parameter unbekannt oder schwer messbar sind (z.B. Radius der aktiven Zone oder Lebensdauer der Ladungsträger). Ich habe mich daher entschieden, ein einfaches, schon vorhandenes Lasermodell so zu modifizieren, dass nur die im Labor gemessenen Kenndaten berücksichtigt werden. Einerseits ist der Nachteil dieses Modells, dass gewisse Effekte unberücksichtigt bleiben (wie z.B. der Einfluss der Umgebungstemperaturänderung). Andererseits bekommt man ein einfaches übersichtliches Modell mit den wichtigsten Parametern, deren Einfluss auf das Systemverhalten leicht nachvollziehbar ist. Die Parameter des VCSEL-Modells sind in **Tabelle 4.1** aufgelistet.

Parameter	Wert	Einheit
Emissionsfrequenz $f_o$	194,494	THz
Linienbreite	25	MHz
Schwellstrom	0,86	mA
Steigung der P-I Kennlinie	0,137	mW/mA
Arbeitspunkt (Laser Biasstrom $I_b$ )	3,7	mA
RIN (Relative Intensity Noise)	- 145	dB/Hz
Leistung bei der RIN gemessen wurde	0,8	mW

Tabelle 4.1: *Modellparameter des VCSEL-Modells in VPI*

Bei allen Simulationen bleiben diese Parameter, bis auf die Emissionsfrequenz, unverändert.

Im Arbeitspunkt  $I_b = 3,7 \text{ mA}$  beträgt die Laserwellenlänge  $\lambda_o = 1541 \text{ nm}$  (dies entspricht der Emissionsfrequenz  $f_o = 194,494 \text{ THz}$ ). Die P-I Kennlinie ergibt einen Schwellstrom von  $I_s = 0,86 \text{ mA}$  und eine Steigung von etwa  $S = 0,137 \text{ mW/mA}$  (vgl. Kap. 2). Laut Herstellerangaben beträgt die Linienbreite typisch 25-30 MHz. Ebenfalls von dem Hersteller wurde uns folgende RIN (Relative Intensity Noise)-Messung zur Verfügung gestellt (**Abbildung 4.1**):

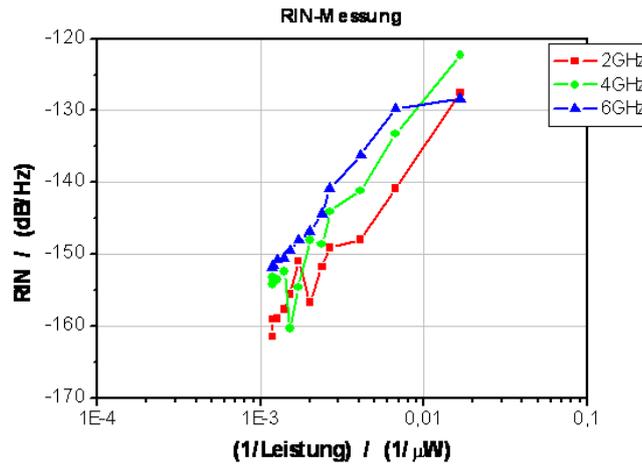


Abbildung 4.1: RIN-Messung (Quelle: Vertilas)

Das Blockschaltbild des VCSEL-Modells ist in **Abbildung 4.2** dargestellt.

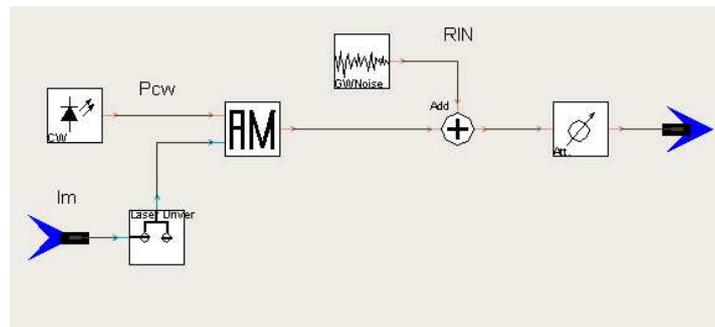


Abbildung 4.2: Einfaches VCSEL-Modell in VPI

Der Lasertreiber addiert zum Modulationsstrom  $I_m$  den Term  $(I_b - I_s)$ , mit  $I_b$  gleich dem Biasstrom und  $I_s$  gleich dem Schwellstrom. Im AM-Modulator wird dieses Signal mit einem Faktor  $S$  (Steigung der P-I Kennlinie), sowie mit einem Lasersignal multipliziert. Dieses Lasersignal hat eine definierte Linienbreite (25 MHz), Emissionsfrequenz (194,494 THz) und Ausgangsleistung  $P_{cw}$ . Am Ausgang des AM-Modulators ergibt sich:

$$P_{out} = P_{cw} S [I_m + (I_b - I_s)] = P_{cw} S I_m + P_{cw} S (I_b - I_s) = P_{cw} S I_m + P_b \quad (4.1)$$

Wählt man einen Arbeitspunkt  $I_b$  (in unserem Fall  $I_b = 3,7 \text{ mA}$ ) ergibt sich am Ausgang eine mittlere Leistung  $P_b$  und der Laser wird um diesen Punkt durch den Modulationsstrom  $I_m$  angesteuert. Diesem Signal wird noch das weiße Rauschen hinzugefügt. Die spektrale Rauschleistungsdichte wird durch die RIN-Messung berechnet. RIN ist ein logarithmisches Verhältnis zwischen (einseitiger) Intensitätsrauschleistungsdichte  $n$  und der mittleren Laserleistung  $P_{RIN}$ , bei der diese Dichte gemessen wurde:

$$RIN = 10 \log\left(\frac{n \cdot B}{P_{RIN}}\right) \quad B = 1 \text{ Hz} \quad (4.2)$$

Die zweiseitige Rauschleistungsdichte (double-sided noise spectral power density  $P_n = \frac{n}{2}$ ) beträgt dann:

$$P_n = \frac{P_{RIN} 10^{\frac{RIN}{10}}}{2 \cdot B} \quad (4.3)$$

und wird als Parameter im entsprechenden Rauschmodul (GWnoise) angegeben. Zum Schluss kommt noch ein optischer Abschwächer, mit dem die Steckerverluste berücksichtigt werden können. Dieser wurde auf  $A_{opt} = 0$  gesetzt, dh. die Steckerverluste werden im Weiteren nicht berücksichtigt.

Wählt man den Modulationsstrom gleich Null und variiert den Biasstrom  $I_b$  bekommt man eine ideale Laserkennlinie, mit einem Schwellstrom von  $I_s = 0,86 \text{ mA}$ . **Abbildung 4.3** zeigt diese im Vergleich zur im Labor gemessenen P-I Kennlinie.

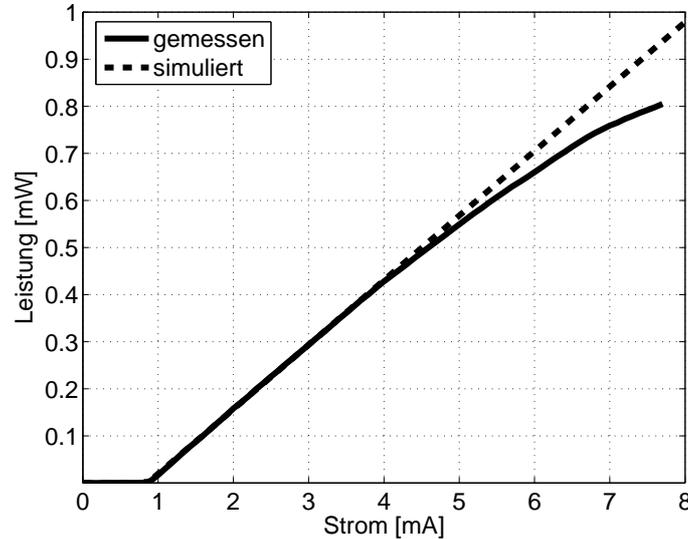


Abbildung 4.3: Gemessene und simulierte P-I Kennlinie im Vergleich

Bis etwa 4 mA ergibt sich eine gute Übereinstimmung. Dann beginnt die im Labor aufgenommene Kennlinie abzufachen. Der Grund dafür sind thermische Effekte durch Selbsterwärmung der Laserdiode bei höheren Strömen [5].

Nachdem dieses einfache VCSEL-Modell entwickelt wurde, war der nächste Schritt der Aufbau eines Einkanalübertragungssystems. Als Vorlage dient der Labormessaufbau dargestellt in **Abbildung 3.1**.

Abbildung 4.4 zeigt den Simulationsaufbau eines Einkanalübertragungssystems.

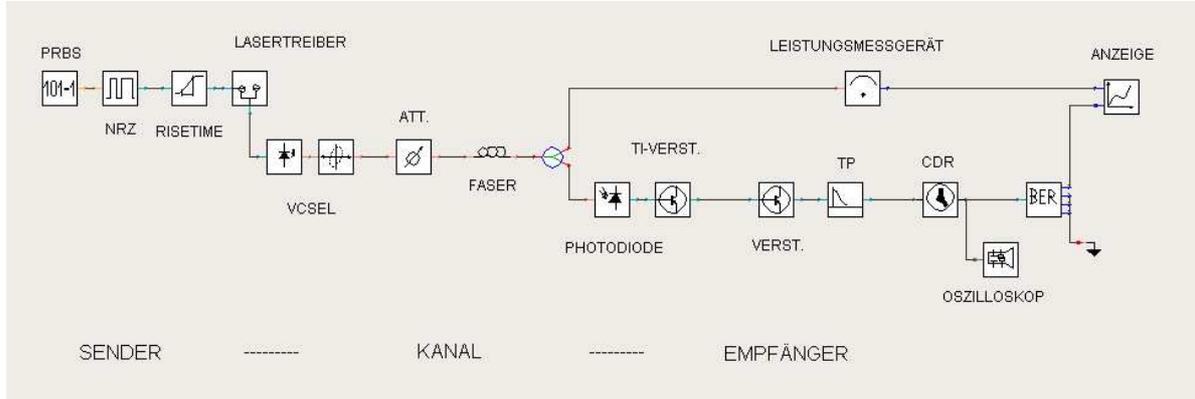


Abbildung 4.4: Simulationsaufbau eines Einkanalübertragungssystems in VPI

Der Sender besteht aus einem idealen Pattern Generator, der eine Pseudozufallsfolge PRBS der Länge  $2^7 - 1$  ausgibt. Anhand dieser Folge wird ein NRZ (Non Return to Zero) Modulationssignal erzeugt. Die 10-90% Anstiegszeit wird mittels eines Gauß-Tiefpasses modelliert. Während an seinem Eingang ein ideales Rechtecksignal anliegt (NRZ-Signal), erhält man am Ausgang ein Signal mit vorgegebener Anstiegs- bzw. Abfallzeit. Als Anstiegszeit  $\tau_r$  wird die Systemgesamtanstiegszeit angegeben. Diese entspricht näherungsweise der Anstiegszeit vom VCSEL, als Element mit kleinster 3dB Grenzfrequenz. Alle anderen Elemente bei VPI (Laser, Photodiode, Verstärker usw...) sind ideal gewählt, dh. ihre Anstiegszeit ist gleich Null ( $\tau_r = 0$ ), bzw. die Bandbreite unendlich groß.

Der Lasertreiber multipliziert das Eingangssignal (NRZ-Folge mit der Amplitude 1) mit einer Amplitude von 5,2 mA und substrahiert davon einen fixen Wert (Bias) von 2,6 mA. Dieses Signal wird dem VCSEL als Modulationssignal  $I_m$  zugeführt. Somit erhält man eine symmetrische Stromsteuerung von  $I_m = \pm 2,6$  mA um den Arbeitspunkt  $I_b = 3,7$  mA. Mit anderen Worten, für das '0'-Bit hat man  $I_0 = 1,1$  mA und für das '1'-Bit  $I_1 = 6,3$  mA. Dies ergibt dann am VCSEL-Ausgang  $P_0 = 0,033$  mW und  $P_1 = 0,746$  mW. Im Labor wurden Werte von  $P_0 = 0,031$  mW und  $P_1 = 0,765$  mW gemessen (vgl. Kapitel 3) was eine gute Übereinstimmung darstellt.

Als letztes Element im Sender, direkt nach dem VCSEL, ist noch ein Polarisationskorrekturglied eingefügt. Bei Faserübertragung verlangt VPI nämlich nach einem linear polarisierten Lasersignal. Wegen des zugesetzten unpolarisierten weißen Rauschens hat das VCSEL-Signal aber keinen eindeutigen Polarisationszustand. Am Ausgang des Polarisationskorrekturgliedes erhält man, unabhängig vom Eingangssignal, ein linear polarisiertes Signal.

Das Sendermodell entspricht also weitgehend dem Laboraufbau. Der einzige Unterschied ist, dass die Modulation im Labor durch ein Spannungssignal über ein Bias-Tee erfolgt. Bei VPI wird hingegen mit einem Stromsignal moduliert. Die Umrechnung von Stromwerten in Spannungswerte kann über den Bezugswiderstand  $Z_0 = 50\Omega$  geschehen.

Nach dem Sender folgen, wie im Labor, ein optischer Abschwächer, sowie ein Standardmonomode-faser. Die Dämpfung bei  $\lambda_0 = 1552,5$  nm ( $f_0 = 193,1$  THz) beträgt  $\alpha = 0,24$  dB/km, die Dispersion  $D = 18$  ps/nm·km und der Anstieg der Dispersion (dispersion slope) liegt bei  $D' = 0,09$  ps/nm<sup>2</sup>·km.

Die erste Stufe des Empfängers stellt eine Photodiode mit einem Transimpedanzverstärker dar. Laut Datenblatt beträgt der Dunkelstrom  $I_d = 0,05 \text{ nA}$  und die Empfindlichkeit (responsivity)  $S = 0,78 \text{ A/W}$ . Labormessungen ergeben für den Transimpedanzverstärker eine Verstärkung von  $V_1 = 25,7 \text{ dB}$ . Es folgen noch ein rauscharmer Leistungsverstärker mit einer Verstärkung von  $V_2 = 17 \text{ dB}$ , und ein Bessel-Tiefpass 5. Ordnung. Nach dem Tiefpass befindet sich noch eine 'Clock und Data Recovery'-Einheit (CDR) sowie der BER (Bit Error Ratio)-Schätzer. Das Oszilloskop dient zur Aufnahme der Augendiagramme und die Anzeige zur Aufnahme der Sensitivität (Eingangsleistung bei  $BER = 10^{-9}$ ).

Es bleibt noch die Frage des Empfängerrauschens zu lösen. Diese Messung wurde bei einer Labortemperatur von  $24^\circ\text{C}$  durchgeführt, wobei der Messaufbau in **Abbildung 3.1** dargestellt ist. Auf die Photodiode trifft kein optisches Signal, sodass am Oszilloskop nur das reine Rauschsignal des Empfängers angezeigt wird (**Abbildung 4.5**).

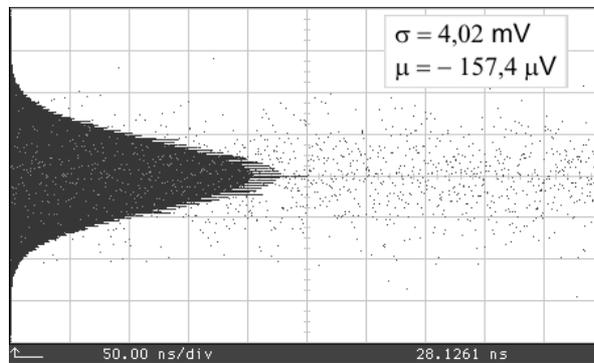


Abbildung 4.5: Histogramm vom Empfängerrauschen für ein Eingangssignal gleich Null

Die Gesamtspannungsstandardabweichung beträgt  $\sigma_g = 4,02 \text{ mV}$ . Von diesem Rauschen wird noch das Oszilloskoprauschen ( $\sigma_{oszi} = 0,25 \text{ mV}$ ) abgezogen. Die so erhaltene Spannungsstandardabweichung  $\sigma_u$  wird durch  $Z_0 = 50\Omega$  dividiert um die Stromstandardabweichung zu erhalten, und abschließend auf die Tiefpassgrenzfrequenz ( $B = 1,5 \text{ GHz}$ ) bezogen. Mit

$$\sigma_u^2 = \sigma_g^2 - \sigma_{oszi}^2 \quad (4.4)$$

$$\sigma_i = \frac{\sigma_u}{Z_0} \quad (4.5)$$

$$N^2 = \frac{\sigma_i^2}{B} \quad (4.6)$$

ergibt sich eine spektrale Rauschdichte von  $N = 2,07 \cdot 10^{-9} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Dies ist das Gesamtempfängerrauschen bestehend aus dem thermischen Rauschen aller Empfängerteile sowie dem Dunkelstromschrotrauschen der Photodiode. Dieser Wert wird als Parameter dem letzten Vorverstärker zugeordnet und alle anderen Empfängerelemente werden als rauschfrei angenommen.

## 4.2 Simulationen und Laborergebnisse im Vergleich

Im letzten Abschnitt wurde der Aufbau des Simulationsmodells beschrieben. In wie weit dieses mit dem realen Setup übereinstimmt, soll in diesem Abschnitt untersucht werden. Dazu werden die Simulationsergebnisse für das Einkanalssystem mit den Labormessergebnissen verglichen.

Der entscheidende Parameter zur Charakterisierung des Übertragungssystems ist in unserem Modell die Anstiegszeit. Die Labormessung ergibt für die 10-90% Anstiegszeit ungefähr  $\tau_r = 230 \text{ ps}$  (vgl. Kapitel 2.4), und mit diesem Wert wurden alle nachfolgenden Simulationen durchgeführt.

Im Labor wurden die Messungen mit den Filtern verschiedener Grenzfrequenzen durchgeführt, und es wurde jeweils das beste Ergebnis, d.h. bei optimiertem Filter, genommen. Um die Simulationsergebnisse sinnvoll mit den Labormessungen vergleichen zu können, werden die gleichen Filterwerte auch bei den Simulationen verwendet. Diese sind in Abhängigkeit von der Datenrate in **Tabelle 3.2** aufgelistet. Simuliert wird jedoch nur bis zu einer Datenrate von  $R = 6 \text{ Gb/s}$ .

Zuerst wird die Sensitivität für verschiedene Datenraten aufgenommen und in einem Diagramm mit den Laborergebnissen verglichen, wobei die Leistung auch in die Anzahl der Photonen pro Bit umgerechnet wird (Gl. 3.3). Das Resultat ist in der **Abbildung 4.6** dargestellt.

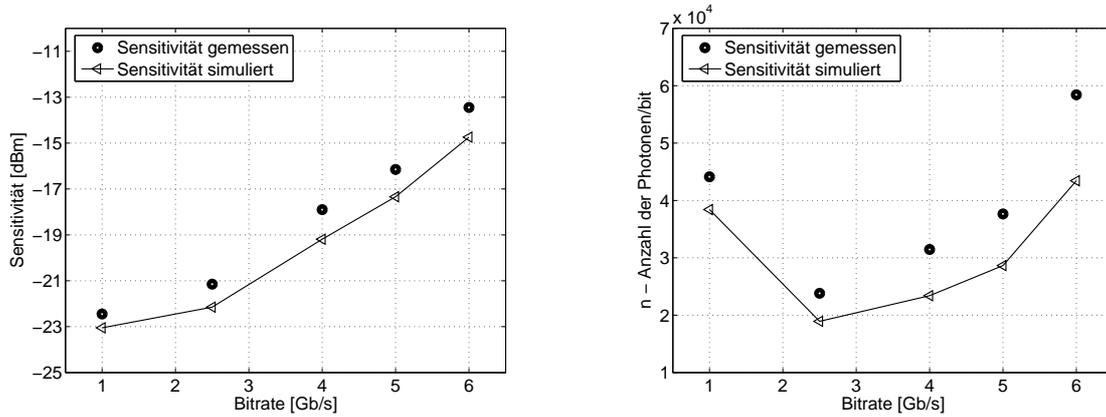


Abbildung 4.6: Sensitivität (links) bzw. mittlere Anzahl der Photonen pro Bit (rechts) in Abhängigkeit von der Datenrate  $R$

Der Kurvenverlauf bei den Simulationen stimmt mit dem Verlauf bei den Messungen gut überein. Den kleinen Versatz von 0,6 bis 1,3 dB kann man durch die getroffenen Idealisierungen beim Aufbau des Simulationsmodells erklären. Die Unsicherheit bei Labormessungen liegt in der Größenordnung von etwa 0,5 dBm, daher kann man schließen, dass das Simulationsmodell das Laborsystem mit annehmbarer Genauigkeit beschreibt.

Im Folgenden werden nur die Fälle  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  und  $R = 5 \text{ Gb/s}$  näher betrachtet.

### $R=2,5 \text{ Gb/s}$ :

Der erste Schritt war die Aufnahme von Augendiagrammen. Dazu wurde der optische Abschwächer auf  $A_{ges} = 2,1 \text{ dB} + A_{opt} = 9,1 \text{ dB}$  eingestellt (2,1 dB ist die Einfügedämpfung und  $A_{opt} = 7 \text{ dB}$  ist die im Labor eingestellte Dämpfung). Im Labor wurde für diese Aufnahme kein Filter verwendet, daher wurde es auch bei der Simulation der Augendiagramme ausgeschaltet. Die einzige Bandbegrenzung ist die Bandbreite des Oszilloskops  $B_{oszi} = 12,4 \text{ GHz}$ . Das Ergebnis ist in **Abbildung 4.7** dargestellt.

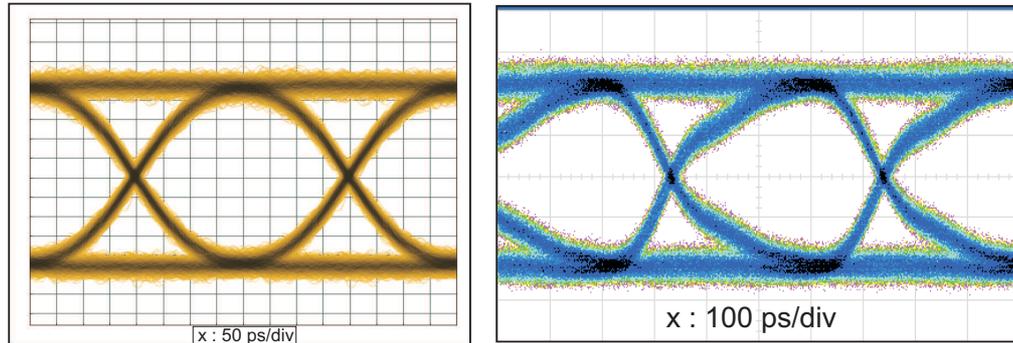


Abbildung 4.7: Augendiagramme für  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  und  $A_{opt} = 7 \text{ dB}$ , Simulation (links) und Laboraufnahme (rechts)

Die Abflachung in der Signalform bei der Laboraufnahme wird durch die schlechte Signalform des Pattern Generators verursacht. Bei der Simulation hat man hingegen eine ideale Signalform, was auch zu einer besseren Sensitivität im Vergleich zu den Messungen führt. **Abbildung 4.8** zeigt den Verlauf der Bitfehlerwahrscheinlichkeit über der Eingangsleistung im 'Back to Back'-Fall. Bei einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $BER = 10^{-9}$  ergibt sich die Sensitivität zu  $S = -22,15 \text{ dBm}$ , während im Labor  $S = -21,1 \text{ dBm}$  gemessen wurde.

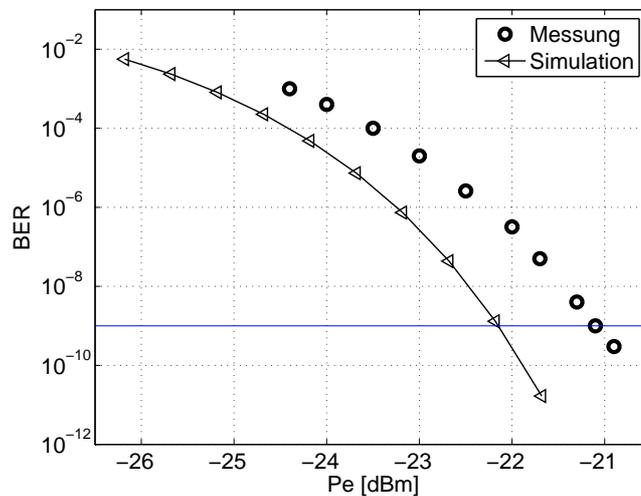


Abbildung 4.8: Verlauf von  $BER$  über Eingangsleistung im 'Back to Back'-Fall,  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$

In **Abbildung 4.9** ist der Vergleich zwischen den Augendiagrammen für  $BER = 10^{-9}$  zu sehen. Hier wird auch das Filter mit einer  $-3 \text{ dB}$  Grenzfrequenz von  $f_g = 1,5 \text{ GHz}$  zwischengeschaltet, sodass die Verzerrungen aus **Abbildung 4.7 rechts** herausgefiltert werden.

Nun wird die Sensitivität bei variabler Faserlänge aufgenommen und in einem Diagramm mit den Laborergebnissen verglichen (**Abbildung 4.10**). Im Labor wurde die Sensitivität für 3 verschiedene Faserlänge gemessen (25,6 km, 51,4 km und 77,2 km) (vgl. Kapitel 3.1). Bei Simulationen wird die Faserlänge in 10 km Schritten geändert; die Faserdämpfung beträgt dabei  $\alpha = 0,24 \text{ dB/km}$ .

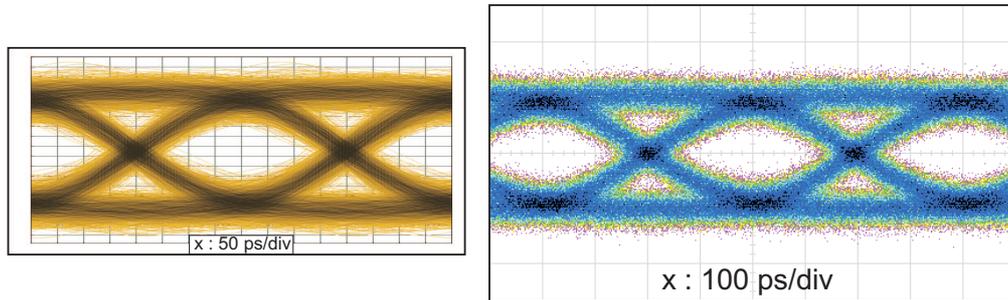


Abbildung 4.9: Augendiagramme für  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  und  $BER = 10^{-9}$  im 'Back to Back'-Fall, Tiefpassgrenzfrequenz  $f_g = 1,5 \text{ GHz}$ , Simulation (links) und Laboraufnahme (rechts)

Die strichlierte Linie stellt den Leistungsverlauf am Empfängereingang über der Faserlänge  $L$  dar (Gl. 3.5). Der Schnitt mit der Sensitivitätskurve ergibt die maximale Feldlänge. Sowohl bei den Simulationen als auch bei den Labormessungen bleibt die Sensitivität über die Faserlänge näherungsweise konstant, was ein Zeichen für ein dämpfungsbegrenztes System ist. Die Dispersion zufolge der (sehr kleinen) spektralen Linienbreite macht sich, auf Grund der niedrigen Datenrate kaum bemerkbar. Die Faser wirkt sich daher nur als zusätzliche Dämpfung aus, und die Sensitivität ändert sich mit der Faserlänge nicht.

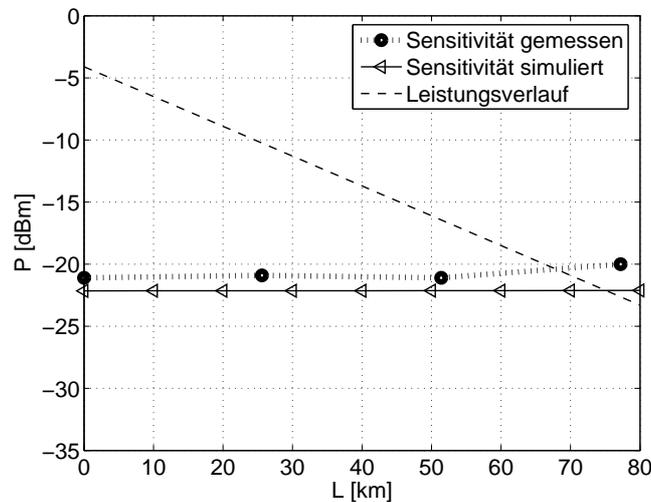


Abbildung 4.10: Sensitivität über Faserlänge und max. erreichbare Feldlänge für  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$

Aus **Abbildung 4.10** kann man die maximale Feldlänge von etwa  $L_{max} = 75 \text{ km}$  ablesen, während die Labormessung ungefähr  $L_{max} = 68 \text{ km}$  ergeben hat (siehe auch Kapitel 3.1).

**R=5 Gb/s :**

Auch bei  $R = 5 \text{ Gb/s}$  werden zuerst die Augendiagramme miteinander verglichen. Die Einstellungen sind gleich wie bei der Simulation bei  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  (dh.  $A_{ges} = A_{opt} + 2,1 \text{ dB}$ ,  $A_{opt} = 7 \text{ dB}$ , kein Tiefpass,  $B_{oszi} = 12,4 \text{ GHz}$ ). Das Ergebnis ist in **Abbildung 4.11** dargestellt.

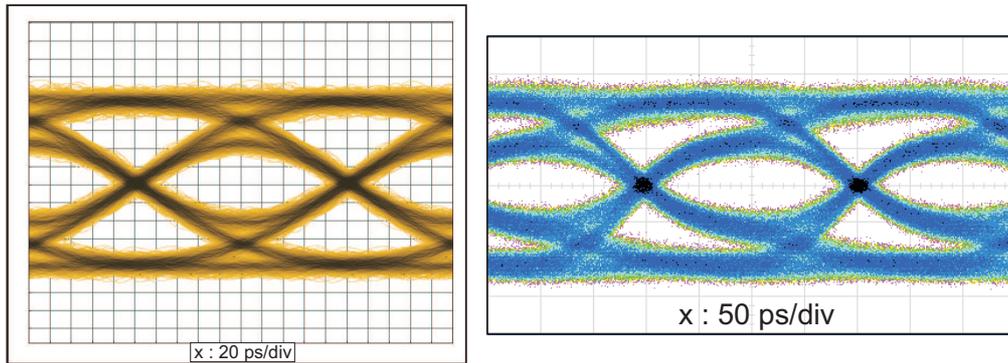


Abbildung 4.11: Augendiagramme für  $R = 5 \text{ Gb/s}$  und  $A_{opt} = 7 \text{ dB}$ , Simulation (links) und Laboraufnahme (rechts)

Deutlich zu sehen sind die Verzerrungen der Augenform bei der Laboraufnahme als Folge der schlechten Signalform des Pattern Generators. Die Simulation weist hingegen eine ideale, symmetrische Augenform auf. Auch in diesem Fall ist die Sensitivität bei der Simulation besser als im Labor gemessen. Wie man aus **Abbildung 4.12** ablesen kann, beträgt die simulierte Sensitivität  $S = -17,34 \text{ dBm}$ , im Labor wurde hingegen  $S = -16 \text{ dBm}$  gemessen.

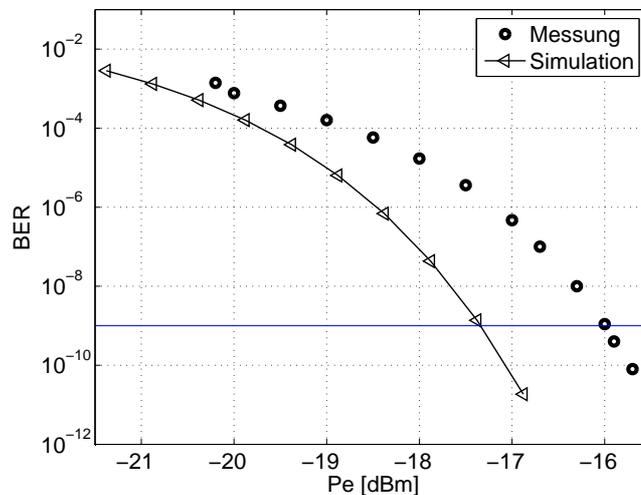


Abbildung 4.12: Verlauf von BER über Eingangsleistung im 'Back to Back' Fall,  $R = 5 \text{ Gb/s}$

Der Unterschied zwischen gemessener und simulierter Sensitivität erhöht sich mit steigender Faserlänge. Für  $L = 25,6 \text{ km}$  misst man  $S = -13,9 \text{ dBm}$ , während die Simulation  $S = -17,26 \text{ dBm}$  ergibt, ein Unterschied von knapp  $3,4 \text{ dB}$ . Der Grund für diese Abweichung ist der Chirp. Die Simulation berücksichtigt den Chirp nicht. Das Spektrum ist sehr schmal ( $25 \text{ MHz}$ ) und bei der Simulation nur durch Modulation ( $5 \text{ Gb/s}$ ) verbreitert, daher spielt die Dispersion kaum eine Rolle. In der Realität hingegen wird das Spektrum zusätzlich noch durch den Chirp verbreitert, sodass sich die Dispersion bei größeren Faserlängen stark bemerkbar macht. Dieser Effekt ist bei der niedrigen Datenrate von  $2,5 \text{ Gb/s}$  nicht ausgeprägt, und tritt erst ab  $5 \text{ Gb/s}$  in Erscheinung.

VPI bietet eine einfache Möglichkeit um den Chirp zu berücksichtigen. Im VCSEL-Modell wird das Laserausgangssignal zusätzlich noch frequenzmoduliert.

$$\underline{E}(t) = \underline{E}_{out}(t)e^{j2\pi\phi(t)} = \underline{E}_{out}(t)e^{j2\pi\int_0^t \Delta f(\tau) d\tau} \quad (4.7)$$

$$\Delta f(t) = \frac{\alpha_H}{4\pi} \frac{dP}{dt} \frac{1}{P} + \alpha_{ad}P \quad (4.8)$$

Gleichung (4.7) zeigt das VCSEL-Ausgangsfeld, frequenzmoduliert mit  $\Delta f(t)$  als Modulationssignal. Bei direkter Modulation von Halbleiterlasern ändert sich bei einem Signalsprung (Übergang von '0' auf '1' oder umgekehrt) der effektive Brechungsindex  $n_e$  des Lasermaterials. Dies führt zu starken Phasenänderungen. Diese Art von Chirp bezeichnet man als transienten Chirp. Darüberhinaus gibt es eine längerfristige Frequenzänderung proportional zur Ausgangsleistung, den adiabatischen Chirpanteil [19]. In Gl. (4.8) beschreibt  $\alpha_H$ , der sogenannte Alpha Faktor (linewidth enhancement factor), den transienten Chirp, während  $\alpha_{ad}$  den adiabatischen Chirp charakterisiert. Da keine Angaben oder Messungen über den adiabatischen Chirp für den 1550 nm VCSEL vorliegen, wurde dieser in der Simulation vernachlässigt ( $\alpha_{ad} = 0$ ). In [20] wurde für einen VCSEL mit vergrabenen Tunnelkontakt ein Alpha Faktor zwischen 3,5 und 7 angegeben, je nach Temperatur und Ausgangsleistung. Bei  $\alpha_H = 3,8$  stimmen die Simulationsergebnisse mit den Laborergebnissen am besten überein. **Abbildung 4.13 links** zeigt den Verlauf der Bitfehlerwahrscheinlichkeit über der Empfängereingangsleistung für  $L = 25,6$  km, rechts ist das Ergebnis für  $L = 51,4$  km dargestellt.

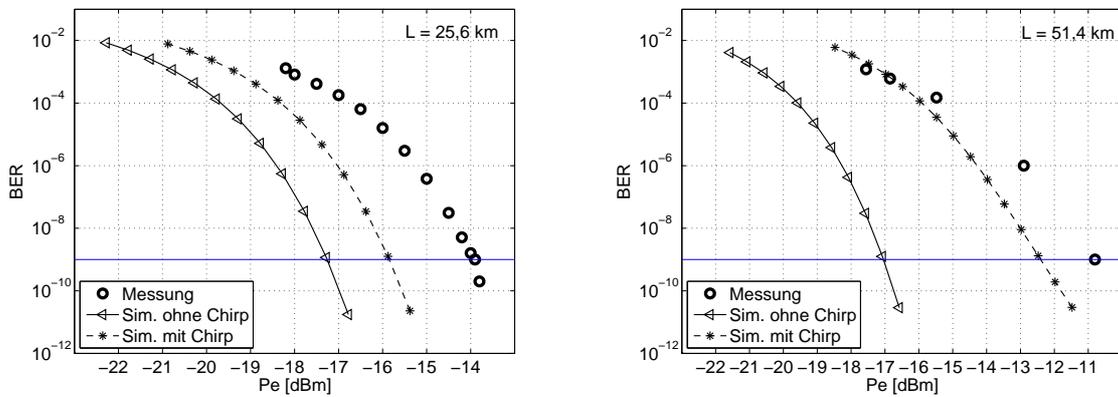


Abbildung 4.13: Verlauf von BER über Eingangsleistung für  $L = 25,6$  km (links) und  $L = 51,4$  km (rechts),  $R = 5$  Gb/s, Laborergebnis sowie Simulation mit und ohne Berücksichtigung von Chirp ( $\alpha_H = 3,8$ )

Die durchgezogene Linie zeigt jeweils die Simulation ohne Chirp, die gestrichelte Linie die Simulation mit dem Chirp ( $\alpha_H = 3,8$ ). Der Schnitt mit der  $BER = 10^{-9}$  Linie ergibt die gesuchte Sensitivität.

Der Einfluss von Chirp wird mit steigender Faserlänge immer deutlicher. Der Chirp verursacht eine zusätzliche spektrale Breite (**Abbildung 4.14**), und diese wiederum bringt im Zusammenhang mit der chromatischen Dispersion eine Impulsverbreiterung am Faserende. Dadurch verschlechtert sich die Form des Augendiagramms und die Bitfehlerwahrscheinlichkeit

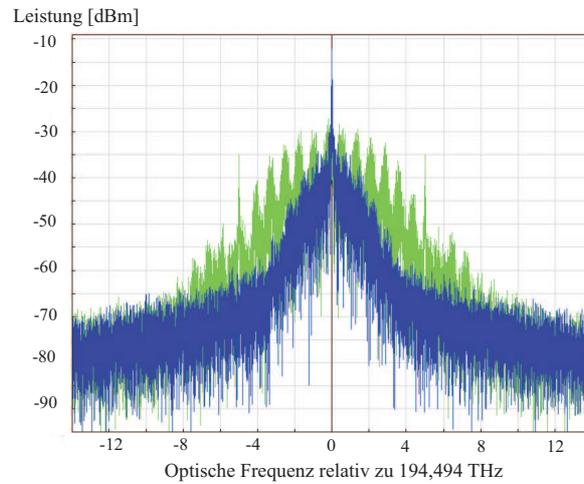


Abbildung 4.14: Das optische Spektrum, Simulation mit (grau) und ohne Chirp (schwarz),  $\alpha_H = 3,8$  und  $R = 5 \text{ Gb/s}$  (Frequenzauflösung  $2,44 \text{ MHz}$ )

steigt. Diesen Effekt kann man durch eine Leistungserhöhung ausgleichen. Für  $L = 51,4 \text{ km}$  beträgt die Sensitivität bei der Simulation ohne Chirp  $S_{ohne} = -17,04 \text{ dBm}$ , während die Simulation unter Berücksichtigung von Chirp ( $\alpha_H = 3,8$ )  $S_{chirp} = -12,41 \text{ dBm}$  ergibt, ein Unterschied von annähernd  $4,6 \text{ dB}$ .

**Abbildung 4.15** zeigt den Verlauf der Sensitivität über der Faserlänge für Labormessung sowie Simulation mit und ohne Berücksichtigung von Chirp. Die strichlierte Linie stellt den Leistungsverlauf am Empfängereingang dar (vgl. Gl. 3.5). Der Schnitt mit den Sensitivitätskurven gibt an, bei welcher Faserlänge die notwendige Leistung für  $BER = 10^{-9}$  erreicht wird. Die Simulation ohne Chirp liefert  $L_{max} = 54 \text{ km}$  und mit Chirp etwa  $L_{max} = 42 \text{ km}$ . Die Labormessung ergibt  $L_{max} = 35 \text{ km}$ .

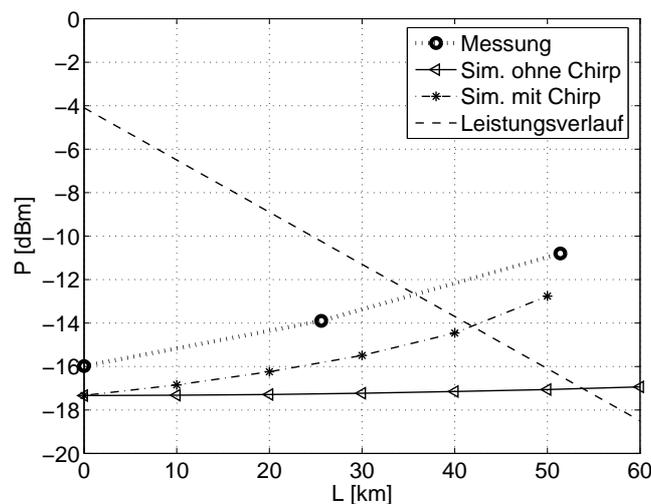


Abbildung 4.15: Sensitivität über Faserlänge und max. erreichbare Feldlänge für  $\tau_r = 230 \text{ ps}$  und  $R = 5 \text{ Gb/s}$ , Laborergebnis sowie Simulation mit und ohne Berücksichtigung von Chirp ( $\alpha_H = 3,8$ )

**Abbildung 4.16** zeigt als letztes Simulationsergebnis den Vergleich der gemessenen und simulierten Augendiagramme für  $BER = 10^{-9}$  im 'Back to Back'-Fall. Im Unterschied zu **Abbildung 4.11** wird hier ein Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz  $f_g = 3,5$  GHz zwischen geschaltet.

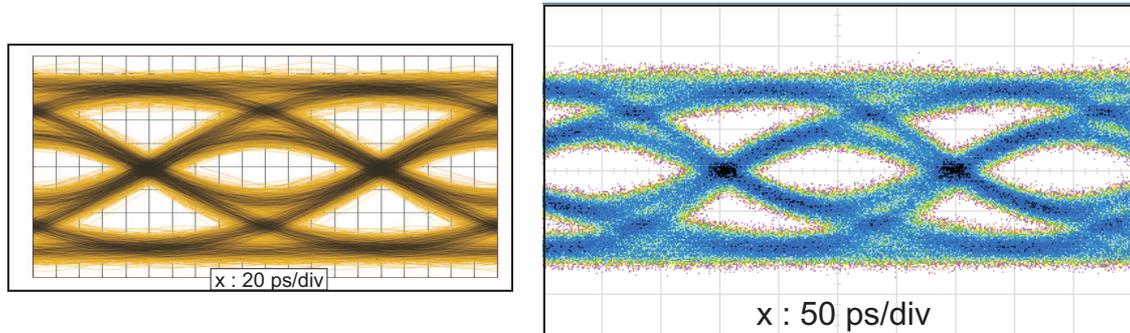


Abbildung 4.16: Augendiagramme für  $R = 5$  Gb/s und  $BER = 10^{-9}$ , Tiefpassgrenzfrequenz  $f_g = 1,5$  GHz, Simulation (links) und Laboraufnahme (rechts)

In diesem Abschnitt konnte gezeigt werden, dass bei  $R = 2,5$  Gb/s das Simulationsmodell gut die Laborergebnisse widerspiegelt. Die kleinen Abweichungen (1 dB bei Sensitivitätssimulation) kann man durch die nichtideale Signalform des Pattern Generators, Temperaturschwankungen im Labor, oder den Einfluss von Steckern erklären. Bei  $R = 5$  Gb/s macht sich bei höheren Feldlängen der Einfluss von Chirp bemerkbar. Eine genau Simulation von Chirp ist mangels genauer Daten nicht möglich. Jedoch durch Vergleich der Simulation- und Laborergebnissen konnte der transiente Chirpfaktor  $\alpha_H$  auf etwa 3,8 abgeschätzt werden.

### 4.3 Verbessertes VCSEL-Modell

Der ausschlaggebende Parameter im bisherigen VCSEL-Modell, der das Systemverhalten geprägt hat, war die 10-90% Anstiegszeit. Diese wird durch ein gesondertes Simulationselement bestimmt (siehe **Abbildung 4.4**). Es handelt sich dabei um einen Gauß Tiefpass 1. Ordnung mit bekannter Beziehung zwischen  $-3$  dB Grenzfrequenz und Anstiegszeit (Gl. 2.4). Die Übertragungsfunktion dieses Tiefpasses ist gleichzeitig die Gesamtsystemübertragungsfunktion, da alle anderen Simulationselemente ideal sind ( $\tau_r = 0$ , bzw. Bandbreite unendlich groß).

Im Laborsystem ist der VCSEL der Bauteil mit kleinster Grenzfrequenz ( $f_g = 3,4$  GHz, vgl. Kapitel 2.3) während alle anderen Bauteile viel höhere Grenzfrequenzen haben (Photodiode mit Transimpedanzverstärker 8 GHz, nachfolgender Verstärker 25 GHz). Daher ist die Modulationsübertragungsfunktion des VCSELs näherungsweise die Übertragungsfunktion des ganzen Systems. Diese Funktion kann man aber nicht mit der Übertragungsfunktion eines Gauß'schen Tiefpasses 1. Ordnung annähern. Bis zur Grenzfrequenz stimmen die beiden Übertragungsfunktionen überein. Daher liefert die Simulation für niedrige Datenraten  $R \leq 2f_g$  gute Ergebnisse, während für hohe Datenrate  $R \gg 2f_g$  die Tiefpassdämpfung zu hoch ist, was die Ergebnisse verfälscht. Möchte man gute Ergebnisse bei allen Datenraten erhalten, liegt es nahe, den Tiefpass durch ein Simulationselement zu ersetzen, dessen Übertragungsfunktion mit der Modulationsübertragungsfunktion des VCSELs übereinstimmt. Das Ergebnis ist in **Abbildung 4.17** dargestellt.

Als Ausgangspunkt dient die Laboraufnahme der VCSEL-Modulationsübertragungsfunktion (fett durchgezogene Kurve). Die 'Fitting Function' (dünn durchgezogene Kurve) ist die Übertragungsfunktion von zwei in Serie geschalteten Tiefpässen. Der erste Tiefpass ist ein gauß'scher Tiefpass, der Ordnung 0,5 mit der Grenzfrequenz  $f_{g1} = 3,4$  GHz. Der zweite Tiefpass ist ein gauß'scher Tiefpass 3. Ordnung mit der Grenzfrequenz  $f_{g2} = 9,5$  GHz.

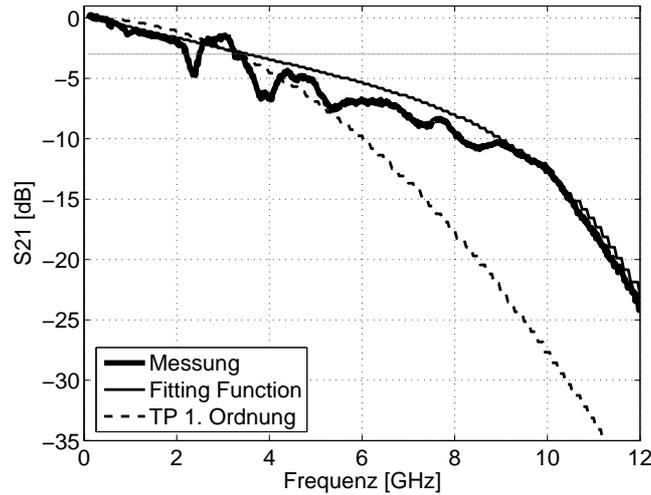


Abbildung 4.17: Modulationsübertragungsfunktion und ihre Näherung durch eine 'Fitting Function'

**Abbildung 4.18** zeigt das verbesserte Sendermodell. Das 10-90% Anstiegszeit-Simulationselement wurde durch zwei gauß'sche Tiefpässe ersetzt.

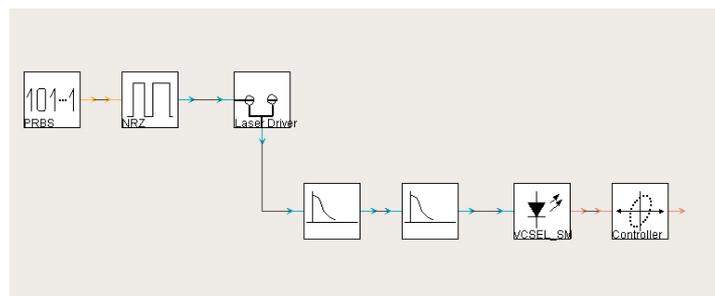


Abbildung 4.18: Verbessertes VCSEL-Sendermodell in VPI

Die anderen Simulationselemente wie Photodiode oder Verstärker werden als ideal gewählt, und beeinflussen somit die Systemanstiegszeit nicht. Das so erhaltene Simulationsmodell gibt also eine obere Schranke für das Systemverhalten an. Den Fehler, der durch nicht ideale Bauelemente verursacht wird, kann man durch ihre Anstiegszeiten abschätzen. Als erste Näherung für die Anstiegszeit dient die Beziehung (2.4). In einem Übertragungssystem addieren sich die Anstiegszeiten quadratisch (Gl. 2.5). Für den VCSEL mit Grenzfrequenz  $f_g = 3,4$  GHz ergibt sich näherungsweise  $\tau_v = 103$  ps. In einem idealen System ist das gleichzeitig die Gesamtanstiegszeit  $\tau_g$ . Im realen System kommen dazu noch die Anstiegszeit von Signalgenerator, Photo-

diode und Verstärkern. Die Photodiode mit Transimpedanzverstärker hat eine Grenzfrequenz von  $f_g = 8$  GHz, dem entspricht die Anstiegszeit von etwa  $\tau_{ph} = 44$  ps. Laut Datenblatt beträgt die Anstiegszeit von dem zweiten Verstärker  $\tau_{verst} = 14$  ps und von dem Signalgenerator  $\tau_{sg} = 30$  ps. Als Gesamtanstiegszeit ergibt sich nun  $\tau_g = \sqrt{\tau_v^2 + \tau_{ph}^2 + \tau_{verst}^2 + \tau_{sg}^2} = 116,8$  ps, also ein Fehler von nur 13,4 %. Allerdings gibt es in der Praxis noch die Einflüsse von weiteren Systembauteilen (Kabeln, Steckern . . .), welche die Gesamtanstiegszeit mitbestimmen.

Mit diesem 'Best Case'-Modell werden im Folgenden die Simulationen durchgeführt. Neben dem einfachen Einkanalübertragungssystem aus dem Labor, werden noch das Übertragungssystem mit EDFA-Vorverstärker, sowie ein CWDM-System betrachtet.

### 4.3.1 Einkanalübertragungssystem ohne EDFA

Als erste Aufgabe wird die Optimierung der Filterbandbreite für das elektrische Filter im Empfängerteil durchgeführt. Die elektrische Bandbreite wird dabei in kleinen Schritten geändert und für jede Datenrate eine optimale Filtergrenzfrequenz gefunden. Das Ergebnis dieser Optimierung ist in **Tabelle 4.2** aufgelistet.

Datenrate [Gb/s]	Grenzfrequenz [GHz]
1	0,5
2,5	1,5
5	3
7,5	4,5
10	6,5
15	10,5

Tabelle 4.2: Optimale Grenzfrequenz des el. Filters in Abhängigkeit von der Datenrate

**Abbildung 4.19** zeigt das Beispiel einer solchen Optimierung für  $R = 2,5$  Gb/s. Der optische Abschwächer wurde dabei willkürlich auf  $A_{opt} = 18$  dB eingestellt, die Grenzfrequenz zwischen 0,5 und 6 GHz geändert und für jeden Punkt die BER aufgenommen. Die optimale  $-3$  dB Grenzfrequenz beträgt  $f_g = 1,5$  GHz.

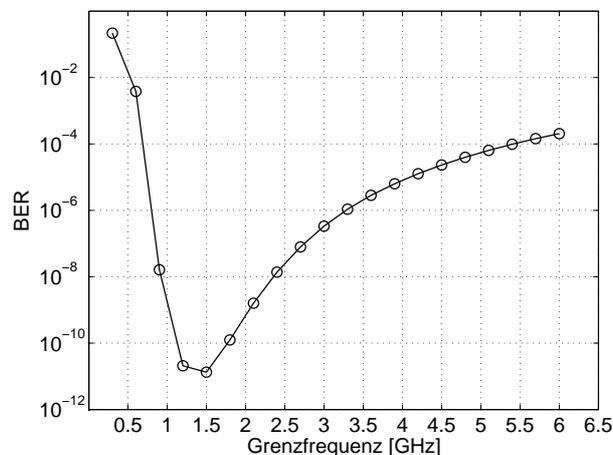


Abbildung 4.19: Bestimmung der optimalen Filtergrenzfrequenz für  $R = 2,5$  Gb/s

Ähnliche Optimierung wurde auch im Labor durchgeführt (vgl. **Abbildung 3.5**). Dort wurde allerdings die Sensitivität in Abhängigkeit von der Grenzfrequenz aufgenommen. Der kleinste Wert für  $-3$  dB Grenzfrequenz, die im Labor zur Verfügung stand, war  $f_g = 1,5$  GHz, und mit diesem Filter wurde die beste Sensitivität erreicht. Hier konnte nun gezeigt werden, dass diese Wahl tatsächlich das Optimum war. Die weiteren Simulationen werden immer mit oben angegebenen optimalen Filtergrenzfrequenzen durchgeführt.

Als zweite Aufgabe werden für verschiedene Datenraten die Augendiagramme aufgenommen (**Abbildung 4.20**). Der optische Abschwächer wird dabei auf  $A_{ges} = 9,1$  dB eingestellt. Mit steigender Datenrate erhöht sich die Filtergrenzfrequenz und das Rauschen wird immer stärker. Ausserdem für  $R \geq 2f_g \approx 7,5$  Gb/s beginnt sich das Auge rasch zu schließen.

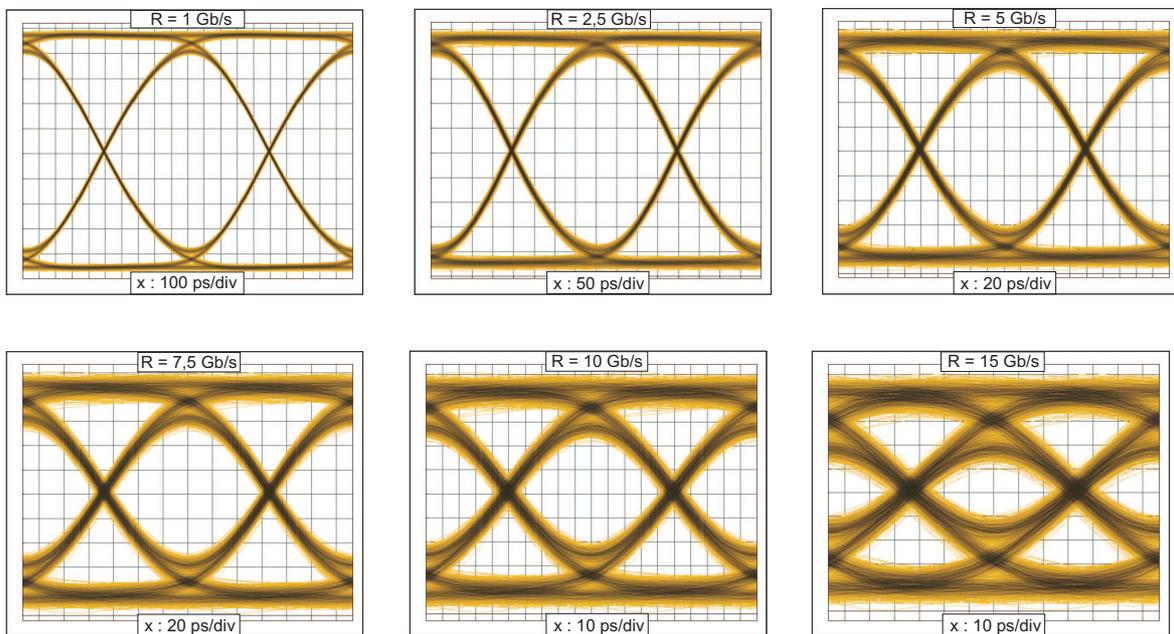


Abbildung 4.20: Augendiagramme für  $R = 1 - 2,5 - 5 - 7,5 - 10$  und  $15$  Gb/s

Als nächste Simulation wird für  $R = 2,5 - 5 - 7,5$  und  $10$  Gb/s im 'Back to Back'-Fall der Verlauf von  $BER$  in Abhängigkeit von der Empfängereingangsleistung  $P_e$  ermittelt. Das Ergebnis ist in **Abbildung 4.21** dargestellt. Der Schnitt mit der  $BER = 10^{-9}$  Linie ergibt die Sensitivität  $S$ , die mit wachsenden Datenraten stetig ansteigt. Grund dafür ist, dass mit steigender Datenrate immer mehr Rauschen durchkommt, sowie dass sich das Auge schnell zuschließt (vgl. **Abbildung 4.20**). Dem kann man nur durch mehr Leistung entgegenwirken.

Die maximale Feldlänge hängt von der Empfängersensitivität, sowie von der Dispersion ab. Beide sind von der Datenrate abhängig. Insbesondere bei höheren Datenraten ( $R > 2,5$  Gb/s) ist die Dispersion im Zusammenhang mit dem Chirp der begrenzende Faktor. **Abbildung 4.22** zeigt die maximale Feldlänge in Abhängigkeit von der Datenrate, mit und ohne Berücksichtigung von Chirp.

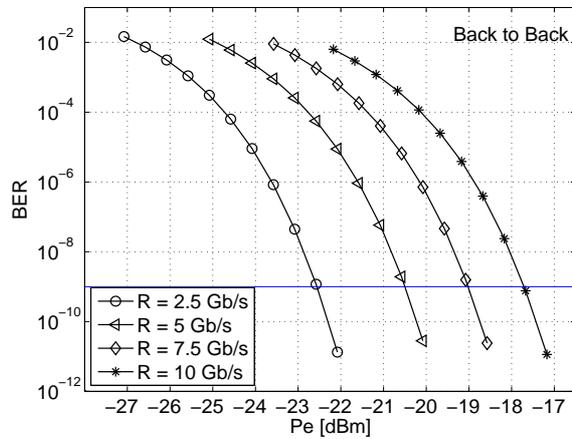


Abbildung 4.21: BER in Abhängigkeit von der Eingangsleistung für verschiedene Datenraten  $R$  im 'Back to Back'-Fall

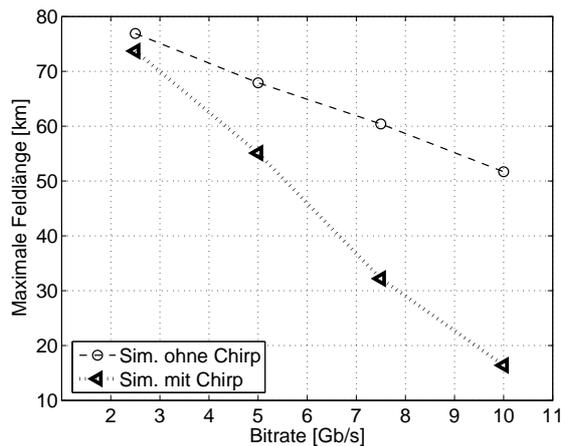


Abbildung 4.22: Maximal erreichbare Feldlänge in Abhängigkeit von  $R$ , Simulation mit und ohne Berücksichtigung von Chirp ( $\alpha_H = 3, 8$ )

Bei  $R = 2, 5$  Gb/s spielt der Chirp noch keine große Rolle. Die maximale Feldlänge ergibt sich zu  $L_{max} = 74$  km. Mit steigender Datenrate wächst auch der Einfluss von Chirp. Bei  $R = 5$  Gb/s beträgt die maximale Feldlänge  $L_{max} = 55$  km und bei  $R = 10$  Gb/s nur noch  $L_{max} = 16$  km.

### 4.3.2 Einkanalübertragungssystem mit EDFA

Möchte man die maximale Feldlänge erhöhen, muss bei gleichbleibendem Sender die Empfängersensitivität verbessert werden. Bei einer Wellenlänge von 1550 nm bietet sich zu diesem Zweck ein EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier) als Vorverstärker an. **Abbildung 4.23** zeigt den modifizierten Empfänger. Vor der Photodiode befindet sich nun ein EDFA und gleich anschließend ein optisches Filter zur Reduktion des ASE (Amplified Spontaneous Emission) Rauschens.

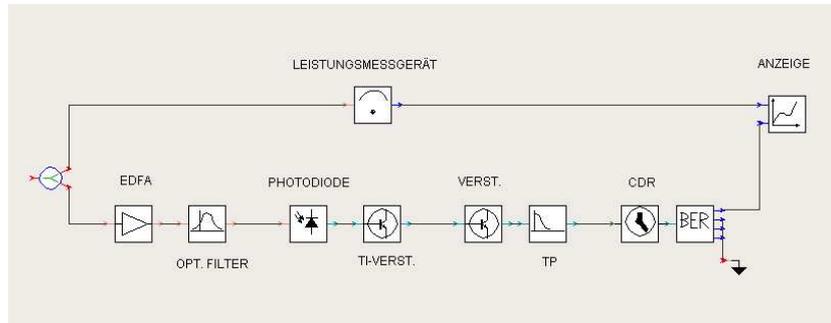


Abbildung 4.23: Modifiziertes Empfängermodell mit EDFA als Vorverstärker und optischem Filter zur Reduktion von ASE

Als Grundlage für die EDFA-Modellierung dient der im Labor vorhandene optische Verstärker der Firma Oprel Technology. Es wird ein einfaches Modell eines idealen optischen Verstärkers verwendet. Aus dem Datenblatt sind folgende Parameter bekannt:

- Ungesättigte Verstärkung:  $G_0 = 38,7 \text{ dB}$
- Ausgangsleistung bei der sich die Verstärkung um 3 dB verringert hat:  $P_{a,sät} = 12,2 \text{ dB}$
- Rauschzahl:  $F = 3,2 \text{ dB}$

Im Labor sind außerdem 3 optische Filter vorhanden. Es handelt sich um FBG (fiber Bragg grating) Filter bei 1550 nm. Die  $-3 \text{ dB}$  Bandbreite beträgt jeweils 0,13 nm, 0,25 nm und 1 nm (entspricht 16,2 GHz, 31,5 GHz und 125,9 GHz). Als beste Näherung für ein FBG-Filter hat sich das optische Gauß Filter 3. Ordnung erwiesen, und mit diesem wurden alle weiteren Simulationen durchgeführt. **Abbildung 4.24** zeigt die Übertragungsfunktion eines FBG-Filters mit  $-3 \text{ dB}$  Bandbreite von  $B = 1 \text{ nm}$ , sowie eines Gauß Filters 3. Ordnung gleicher Bandbreite im Vergleich.

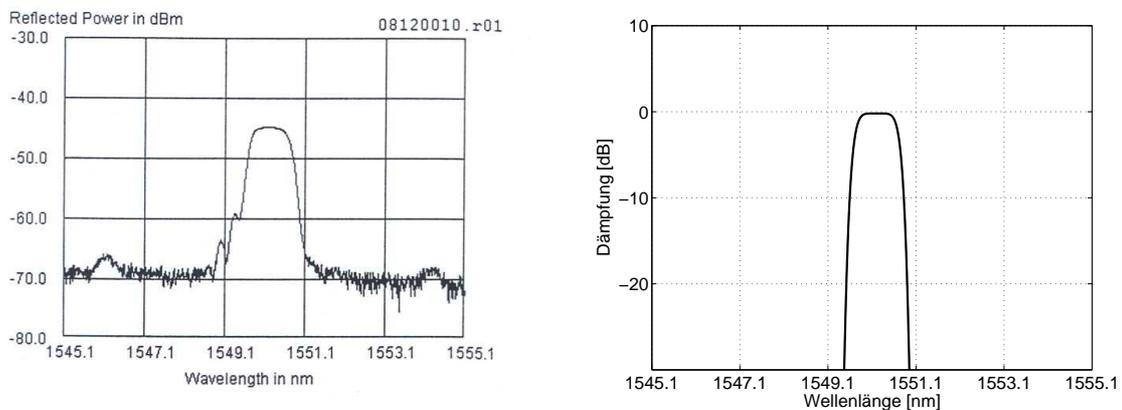


Abbildung 4.24: Übertragungsfunktion eines FBG-Filters (Datenblatt) und eines Gauß-Filters 3. Ordnung (Simulation) im Vergleich,  $B = 1 \text{ nm}$  (125,9 GHz)

Zuerst wird eine Optimierung der Bandbreite des optischen Filters durchgeführt. Ist das Filter zu schmal werden Spektralanteile vom Nutzsignal abgeschnitten. Ist es hingegen zu breit wird zuviel Rauschen durchgelassen. **Tabelle 4.3** zeigt das Ergebnis. Die Optimierung wird in 0,5 GHz-Schritten durchgeführt. Dabei wird das elektrische Filter mit jeweils optimaler Grenzfrequenz verwendet (vgl. **Tabelle 4.2**).

Datenrate $R$ [Gb/s]	Grenzfreq. vom el. Filter $f_g$ [GHz]	Optimale Bandbreite $B$ [GHz]
2,5	1,5	4
5	3	8
7,5	4,5	12
10	6,5	15,5

Tabelle 4.3: Optimale Bandbreite des optischen Filters in Abhängigkeit von der Datenrate

**Abbildung 4.25** zeigt das Beispiel einer solchen Optimierung für  $R = 2,5$  Gb/s. Die Grenzfrequenz des elektrischen Filter beträgt  $f_g = 1,5$  GHz (optimaler Wert für das System ohne optisches Filter) und bleibt bei der Optimierung konstant. Der optische Abschwächer wird willkürlich auf  $A_{opt} = 40$  dB eingestellt und die Bandbreite zwischen 1 und 12,5 GHz geändert. Als optimale Bandbreite des optischen Filters ergibt sich  $B = 4$  GHz.

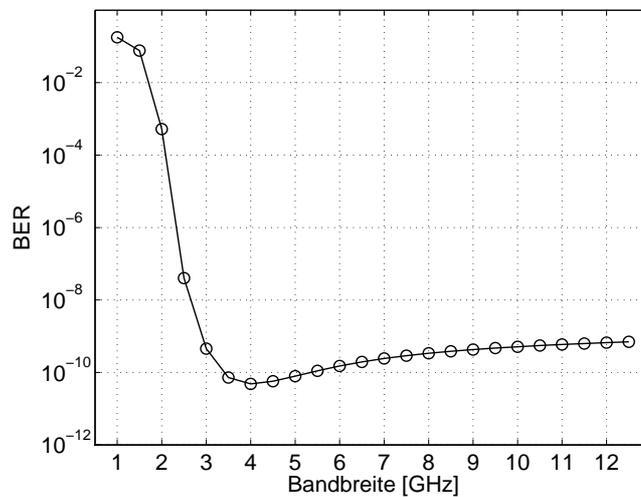


Abbildung 4.25: Bestimmung der optimalen Bandbreite des optischen Filters für  $R = 2,5$  Gb/s und Grenzfrequenz des elektrischen Filters  $f_g = 1,5$  GHz

Bemerkenswert ist, dass sich nach dem Erreichen des Minimums die BER bei weiterer Erhöhung der Bandbreite nur noch unwesentlich verschlechtert. Für  $B = 31,5$  GHz, also knapp 8 mal über die optimale Bandbreite, liegt die Sensitivitätseinbuße unter 1 dB (vgl. **Tabelle 4.4**).

Mit den optimalen Filterbandbreiten aus **Tabelle 4.3** wurde der Verlauf von  $BER$  in Abhängigkeit von der Empfängereingangsleistung  $P_e$  für die vier Datenraten im 'Back to Back'-Fall untersucht. **Abbildung 4.26** zeigt das Ergebnis.

Bandbreite B [GHz]	Sensitivität S [dBm]	SensitivitätseinbuÙe $\Delta S = S - S_0$ [dB]
4	$S_0 = -44,76$	0
16,2	-44,1	0,66
31,5	-43,89	0,87
125,9	-42,7	2,06

Tabelle 4.4: Verschlechterung der Sensitivität für Filterbandbreiten größer als das Optimum  $B_{opt} = 4$  GHz bei  $R = 2,5$  Gb/s

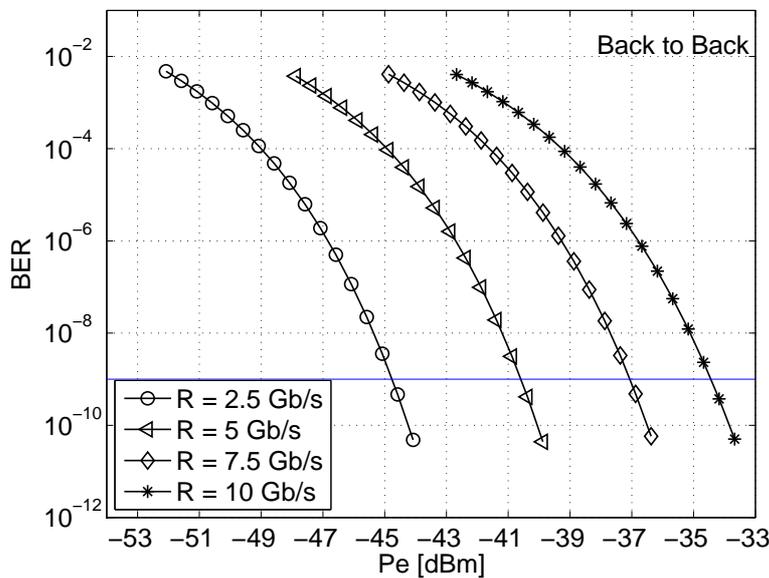


Abbildung 4.26: BER in Abhängigkeit von der Eingangsleistung für verschiedene Datenraten  $R$  im 'Back to Back'-Fall

Die Sensitivität ergibt sich dabei aus dem Schnitt mit der  $BER = 10^{-9}$  Gerade. Für  $R = 2,5$  Gb/s beträgt sie nur  $S = -44,76$  dBm, oder umgerechnet  $n = 104$  Photonen/Bit (Gl. 3.3). Diese enorme Sensitivitätsverbesserung (vgl. **Abbildung 4.8**) ist der großen Verstärkung des EDFAs zuzuschreiben.

Als nächste Simulationsaufgabe wird die maximale Feldlänge untersucht. Wegen der hohen Sensitivität ist zu erwarten, dass die maximale Feldlänge steigt. Allerdings steigt mit der Faserlänge auch der Einfluss von Chirp. Für die Datenraten  $R \geq 5$  Gb/s habe ich daher auch die Simulationen unter Berücksichtigung von Chirp durchgeführt ( $\alpha_H = 3,8$ ). Die Ergebnisse sind in **Abbildung 4.27** dargestellt.

Die maximale Feldlänge bei  $R = 2,5$  Gb/s beträgt  $L_{max} = 168$  km, mehr als das Doppelte von dem Empfänger ohne EDFA ( $L_{max} = 77$  km). Bei  $R = 5$  Gb/s ist der Chirp noch immer vernachlässigbar. Mit steigender Datenrate wächst auch der Einfluss von Chirp, sodass die maximale Feldlänge bei  $R = 10$  Gb/s auf etwa 25% reduziert wurde, verglichen mit dem Simulationsergebnis ohne Berücksichtigung von Chirp ( $\alpha_H = 0$ ).

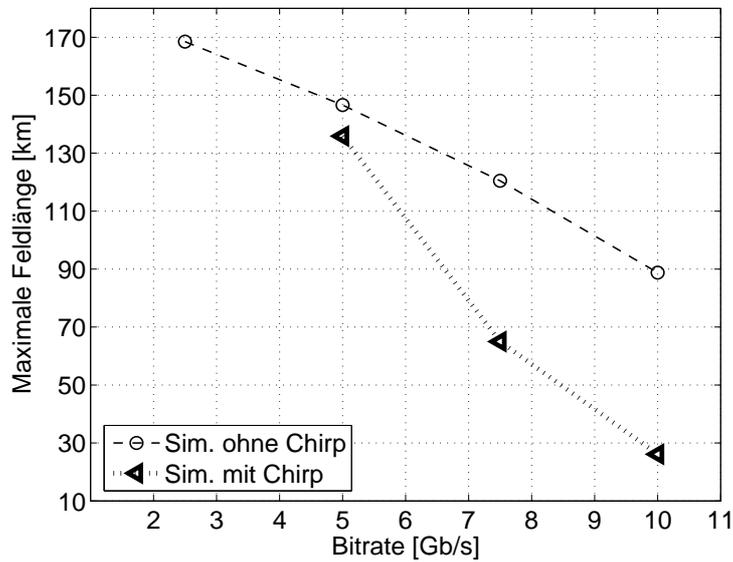


Abbildung 4.27: Maximal erreichbare Feldlänge für den Empfänger mit EDFA in Abhängigkeit von  $R$ , Simulation mit und ohne Berücksichtigung von Chirp ( $\alpha_H = 3,8$ )

Zum Schluss wird noch das Augendiagramm im 'Back to Back'-Fall für  $BER = 10^{-9}$  bei  $R = 2,5$  Gb/s aufgenommen (**Abbildung 4.28**). Bemerkenswert ist das große Rauschen für das '1'-Bit, das vom Signal-ASE-Rauschen stammt. Dieses Rauschen hängt vom Signalpegel ab, je höher der Pegel desto stärker ist das Rauschen [4].

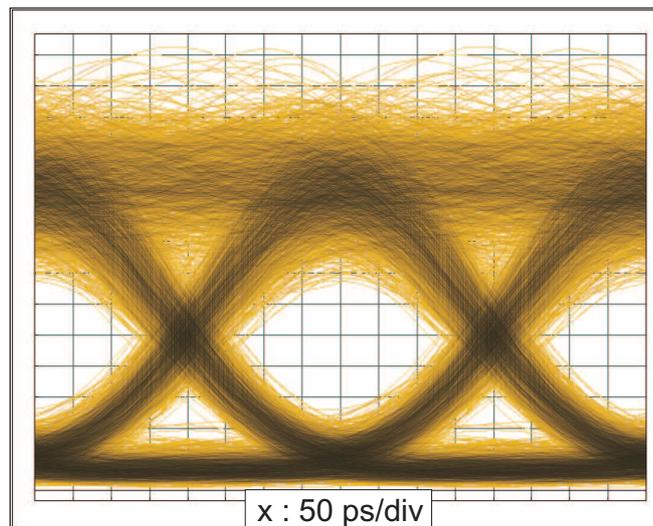


Abbildung 4.28: Elektrisches Augendiagramm im 'Back to Back'-Fall für  $BER = 10^{-9}$  bei  $R = 2,5$  Gb/s, Empfänger mit EDFA und opt. Filter  $B = 4$  GHz

### 4.3.3 CWDM-System

Beim CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing) Verfahren handelt es sich um ein Wellenlängenmultiplex-verfahren, bei dem Signale mehrerer Laser auf verschiedenen Wellenlängen gleichzeitig über eine Faser übertragen werden. Die Übertragung erfolgt auf maximal 18 Kanälen mit Wellenlängen zwischen 1271 nm und 1611 nm und einem fixen Kanalabstand von 20 nm (ITU Standard G.694.2 [21]). Zehn dieser Wellenlängen befinden sich allerdings in einem spektralen Bereich, in dem die Dämpfung von Standardmonomode-Fasern relativ hoch ist. Folglich habe ich mich bei den Simulationen auf die vier höheren Kanäle beschränkt (1551 nm–1611 nm). Die Übertragungsrate liegt bei 2,5 Gb/s pro Kanal, sodass mit diesem Vierkanal-Multiplex eine Übertragungsrate von insgesamt 10 Gb/s erreicht wird (geeignet beispielsweise für 10Gb Ethernet).

**Abbildung 4.29** zeigt den Simulationsaufbau. Links befinden sich vier Sender mit den Emissionswellenlängen von 1551 nm, 1571 nm, 1591 nm und 1611 nm (VCSEL-Sendermodell aus **Abbildung 4.18** ohne Berücksichtigung von Chirp). Die vier Sendersignale werden mit einem Multiplexer zusammengefasst und über die Faser übertragen. Am Ende der Faser befindet sich der Demultiplexer, mit dem einzelne Kanäle herausgefiltert werden. Abschließend kommt der bisher verwendete Empfänger.

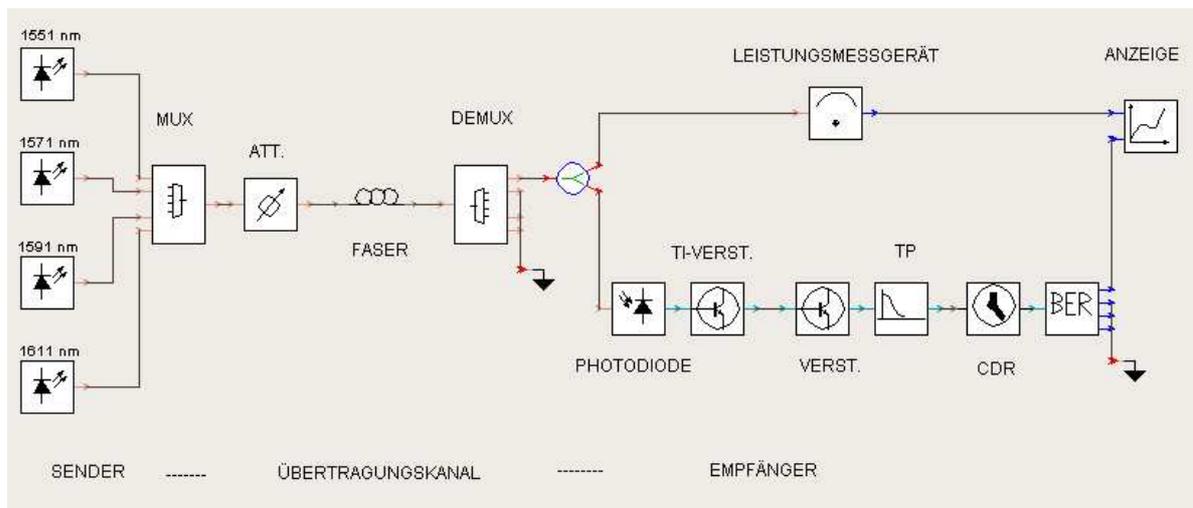


Abbildung 4.29: Simulationsaufbau für ein  $4 \times 2,5$  Gb/s CWDM-Übertragungssystem

Als Vorlage zur Modellierung des Multiplexers dienen CWDM-Module der Firma Browave [22] aus Taiwan. Die Multiplexer/Demultiplexer-Simulationsmodule bestehen aus vier optischen Filtern mit trapezförmiger Übertragungsfunktion, mit denen die Übertragungsfunktion des Multiplexers angenähert wird. Die Einfügedämpfung wird durch einen idealen optischen Abschwächer berücksichtigt.

**Abbildung 4.30 links** zeigt die Übertragungsfunktion des Browave-CWDM-Multiplexers. Es werden repräsentativ Kanäle von 1511 nm bis 1571 nm abgebildet. Die Einfügedämpfung pro Kanal beträgt 1,5 dB für den Multiplexer und 1,8 dB für den Demultiplexer. In **Abbildung 4.30 rechts** ist die Übertragungsfunktion des verwendeten Multiplexer/Demultiplexer-Simulationsmodells dargestellt.

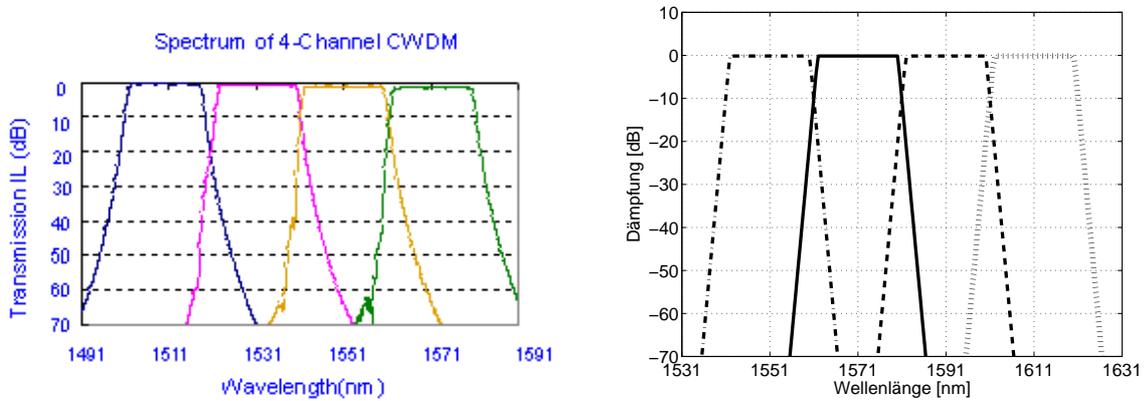


Abbildung 4.30: Übertragungsfunktion des CWDM-Multiplexers (links) sowie des Multiplexer-Simulationsmodells (rechts) im Vergleich

Das VPI-Simulationsprogramm berechnet die einzelnen Kanäle getrennt, womit das Kanalübersprechen nicht berücksichtigt wird. Auch in realen Systemen ist dieser Effekt vernachlässigbar, da der Abstand zwischen den benachbarten Kanälen groß ist ( $\Delta\lambda = 20$  nm).

Die erste Simulationsaufgabe war die Aufnahme der Empfängersensitivität. Diese beträgt für alle vier Kanäle  $S = -22,56$  dBm und bleibt über der Faserlänge näherungsweise konstant (das System ist bei  $R = 2,5$  Gb/s nur dämpfungsbegrenzt, der Chirp bzw. die Dispersion spielen bei dieser Datenrate kaum eine Rolle). Da es kein Kanalübersprechen gibt, unterscheidet sich die Sensitivität nicht von der Sensitivität im Einkanalssystem (vgl. **Abbildung 4.21**). Der einzige Unterschied zum Einkanalssystem ist die zusätzliche Einfügedämpfung des Multiplexers bzw. Demultiplexers, die sich auf die maximale Feldlänge auswirkt. Diese beträgt beim Einkanalssystem  $L_{max} = 77$  km (vgl. **Abbildung 4.22** Simulation ohne Chirp) und beim CWDM-System nur noch  $L_{max} = 63$  km. **Abbildung 4.31** zeigt den Verlauf der Sensitivität über der Faserlänge, sowie die maximale Feldlänge für das Einkanalssystem und das CWDM-System bei einer Wellenlänge von 1551 nm.

Kleine Abweichungen der maximalen Faserlänge für andere Kanäle ergeben sich aus der Änderung der Faserdämpfung mit der Wellenlänge (vgl. **Abbildung 4.32**).

Bei dem verwendeten Simulationsmodell handelt es sich um ein 'Best Case'-Modell. Im Labor gibt es weitere Einflüsse, die die maximale Feldlänge beschränken können, wie zB. die nicht ideale Signalform des Pattern-Generators, die endliche Bandbreite des Verstärkers und der Photodiode, Reflexionen an Steckern, Kabeinflüsse usw. Eine Abschätzung der maximalen Feldlänge, die im Labor zu erreichen wäre ist anhand der Einkanalmessungen möglich. Die maximale Feldlänge bei  $R = 2,5$  Gb/s beträgt  $L_{max} = 68$  km (vgl. **Abbildung 3.8**). Bei dieser Datenrate ist der Sensitivitätsverlauf über die Faserlänge näherungsweise konstant, das System ist daher nur dämpfungsbegrenzt. Der einzige Unterschied zum CWDM-System ist die MUX/DEMUX-Einfügedämpfung von insgesamt  $A = 3,3$  dB. Dies entspricht der Dämpfung einer 14 km langen Faser ( $L = \frac{A}{\alpha} \approx 14$  km,  $\alpha = 0,24$  dB/km). Die maximale Feldlänge für ein CWDM-System im Labor mit einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $BER = 10^{-9}$  wäre demnach  $L_{max} = 68$  km  $- 14$  km = 54 km.

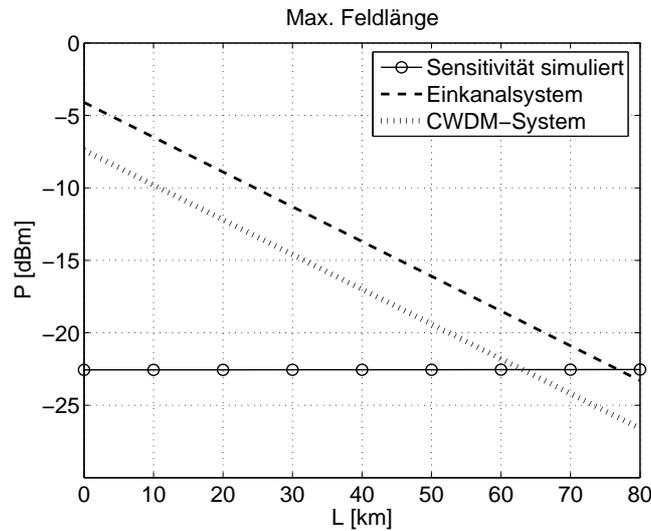


Abbildung 4.31: Empfängersensitivität über Faserlänge sowie maximale Feldlänge für Einkanal- und CWDM-System,  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$ ,  $\lambda = 1551 \text{ nm}$

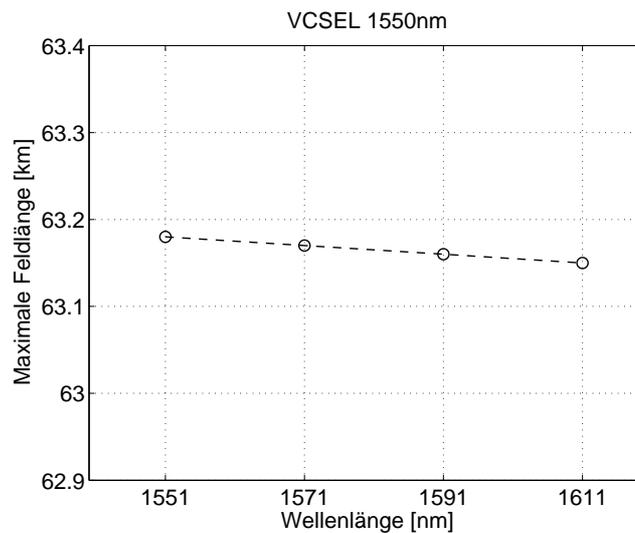


Abbildung 4.32: Maximale Feldlänge für ein  $4 \times 2,5 \text{ Gb/s}$  CWDM-Übertragungssystem in Abhängigkeit von der Wellenlänge

## 4.4 Zusammenfassung

Zu Beginn des Kapitels wurde ein einfaches VCSEL-Simulationsmodell vorgestellt. Mit diesem wurde anschließend ein Einkanalübertragungssystem simuliert, und die Simulationsergebnisse mit den Laborergebnissen verglichen. Für  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  ergibt sich eine gute Übereinstimmung. Bei höheren Datenraten macht sich der Einfluss von Chirp bemerkbar, der die maximale Feldlänge begrenzt. Daher wurde auch eine Reihe von Simulationen unter Berücksichtigung von Chirp durchgeführt. Durch den Vergleich mit Laborergebnissen konnte ein Alpha Faktor von  $\alpha_H = 3,8$  abgeschätzt werden.

In einem weiteren Schritt wurde die Modulationsübertragungsfunktion des VCSELs durch zwei Gauß-Tiefpässe angenähert. Dies bringt Verbesserungen im Bereich höherer Datenraten  $R \geq 7,5 \text{ Gb/s}$ . Alle anderen Elemente wurden ideal gewählt. Man erhält ein 'Best Case'-Simulationsmodell, mit dem in der Folge ein Einkanalübertragungssystem mit bzw. ohne EDFA simuliert wurde. Auch hier konnte gezeigt werden, dass bei höheren Datenraten die maximale Feldlänge durch den Einfluss von Chirp begrenzt wird. Für  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  spielt der Chirp noch keine Rolle und die maximale Feldlänge für ein einfaches Einkanalansystem ohne EDFA ergibt sich zu  $L_{max} = 74 \text{ km}$ . Das Einkanalansystem mit EDFA liefert hingegen  $L_{max} = 168 \text{ km}$ .

Abschließend wurde ein  $4 \times 2,5 \text{ Gb/s}$ -CWDM-Übertragungssystem bei  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  simuliert. Die maximale Feldlänge in diesem Fall beträgt  $L_{max} = 63 \text{ km}$ .

## Kapitel 5

# Schlußfolgerung und Ausblick

Nach der erfolgreichen Kommerzialisierung der kurzwelligen VCSEL (850 nm) in den neunziger Jahren des vorigen Jahrhunderts dauerte es eine unerwartet lange Zeit bis die ersten langwelligen VCSEL ( $\geq 1310$  nm) vorgestellt wurden. Grund für diese Verzögerung liegt in den technologischen Herausforderungen verbunden mit Materialien, die für die höheren Wellenlängen erforderlich sind. Vor allem ist es die Erwärmung des Lasers auf Grund der schlechten Wärmeleitfähigkeit und der größeren Dicke der DBRs, die eine Realisierung langwelliger oberflächenemittierender Laser schwierig macht [8]. Die erste Aufgabe dieser Diplomarbeit war daher eine umfangreiche Literatur- und Marktrecherche, mit dem Ziel, die neuesten Informationen über den Stand der Technik und Forschung auf diesem Gebiet zu sammeln.

Als Resultat dieser Recherchen wurden im ersten Kapitel der allgemeine Aufbau eines VCSELs beschrieben, sowie Vor- und Nachteile dieser Lasertechnologie aufgezählt. Einige wichtige VCSEL-Eigenschaften die aus seiner spezifischen Struktur hervorgehen, wie Monomodigkeit oder sein rotationssymmetrischer Strahl wurden im Vergleich mit dem herkömmlichen FP-Halbleiterlaser ausführlicher dargestellt. Abschließend wurde der VCSEL mit vergrabendem Tunnelkontakt dargestellt, mit dem der Durchbruch bei 1550 nm gelungen ist.

Die zweite Aufgabe bestand darin, die Vor- und Nachteile des 1550 nm VCSEL im Labor zu untersuchen, sowie den Laser zu charakterisieren. Dazu wurden von der Firma Vertilas, die derzeit als einzige die 1550 nm VCSEL kommerziell anbietet, einige Testexemplare bestellt, und die Kenndaten im Labor gemessen. Die wichtigsten Ergebnisse dabei sind:

- Der Schwellstrom liegt bei  $I_{th} = 0,86$  mA und die maximale Ausgangsleistung unter 1 mW.
- Der externe differentielle Wirkungsgrad ergibt sich zu  $\eta_e = 17\%$ .
- Der VCSEL ist monomodig ( $SMSR = 36$  dB).
- Die  $-3$  dB Grenzfrequenz der Modulationsübertragungsfunktion liegt zwischen  $f_g = 2,8$  GHz und  $f_g = 3,4$  GHz (je nach Messung), was auf eine maximale Datenrate von etwa  $R_{max} = 5$  Gb/s schließen lässt.
- Die Anstiegszeit beträgt  $\tau_r = 118$  ps.

Außerdem wurde die Temperaturabhängigkeit der wichtigsten Kenndaten untersucht. Anhand dieser Ergebnisse wurde die dritte Aufgabe dieser Diplomarbeit realisiert, nämlich der experimentelle Aufbau eines Einkanalübertragungssystem, sowie die Untersuchung weiterer Einsatzmöglichkeiten (z.B. CWDM).

Das Einkanalübertragungssystem wurde im dritten Kapitel vorgestellt, wobei das System detailliert bei den Datenraten von  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  und  $R = 5 \text{ Gb/s}$  untersucht wurde. Im ersten Fall ergibt sich eine Empfängersensitivität von  $S = -21,1 \text{ dBm}$  (Back to Back) sowie eine maximale Feldlänge von  $L_{max} = 68 \text{ km}$ . Dieses System ist außerdem rein dämpfungs begrenzt. Bei einer Datenrate von  $R = 5 \text{ Gb/s}$  beträgt die Sensitivität im 'Back to Back'-Fall  $S = -16 \text{ dBm}$  und die maximale Feldlänge ergibt sich zu  $L_{max} = 35 \text{ km}$ . Neben der Faserdämpfung begrenzt in diesem Fall die Wechselwirkung von Chirp mit der Dispersion entscheidend die maximal erreichbare Faserlänge.

Eine geringe Verbesserung dieser Ergebnisse kann durch die Optimierung des VCSEL-Arbeitspunktes erzielt werden. Am Anfang des dritten Kapitels wurde die Wahl des Arbeitspunktes detailliert beschrieben. Es wurden der Vorstrom  $I_b = 3,7 \text{ mA}$  sowie die Amplitude des Modulationssignal  $\hat{U} = 115 \text{ mV}$  gewählt. Als Optimierungskriterium wird nun das Auslöschungsverhältnis (Gl. 2.6) und die Empfängersensitivität im 'Back to Back'-Fall bei  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  herangezogen. Durch geringfügige Änderungen des Vorstroms  $I_b$  und der Amplitude  $\hat{U}$  kann man den jeweils optimalen Wert ermitteln. Für den Vorstrom ergibt sich  $I_{b,opt} = 3,6 \text{ mA}$  und für die Amplitude  $\hat{U}_{opt} = 125 \text{ mV}$ . Mit diesen Werten wurde ein Auslöschungsverhältnis von  $v_e = 10 \text{ dB}$ , so wie eine Sensitivitätsverbesserung von  $\Delta S = 0,5 \text{ dB}$  erzielt. Mit einer Faserdämpfung von  $\alpha = 0,24 \text{ dB/km}$  wird somit die maximale Faserlänge um etwa  $2 \text{ km}$  verlängert.

Im vierten Kapitel wurden schließlich die Anwendungen, die man im Labor nicht untersuchen konnte, simuliert, wie z.B. ein Einkanalübertragungssystem mit EDFA oder ein 4-Kanal-CWDM-System. Dazu wurde mit dem VPI-Simulationsprogramm ein einfaches VCSEL-Modell, zuerst ohne und danach mit Berücksichtigung von Chirp entwickelt. Durch einen Vergleich mit den Laborergebnissen konnte ein Alpha Faktor von  $\alpha_H = 3,8$  geschätzt werden. Für die weiteren Simulationen wurde ein verbessertes VCSEL-Modell verwendet, bei dem die VCSEL-Übertragungsfunktion berücksichtigt wird. Alle anderen Systemelemente wurden dabei als ideal gewählt.

Im Falle eines Einkanalübertragungssystems mit EDFA beträgt die Sensitivität im 'Back to Back'-Fall bei  $R = 2,5 \text{ Gb/s}$  nur  $S = -44,76 \text{ dBm}$  oder umgerechnet  $n = 104 \text{ Photonen/Bit}$ . Die maximale Feldlänge ergibt sich zu  $L_{max} = 168 \text{ km}$ . Bei höheren Datenraten begrenzt der Chirp die maximale Feldlänge. Bei  $R = 5 \text{ Gb/s}$  ergibt sich immerhin noch etwa  $L_{max} = 135 \text{ km}$ .

Zuletzt wurde ein Vierkanal-CWDM-System simuliert. Die Datenrate lag bei  $2,5 \text{ Gb/s}$  pro Kanal, sodass eine Gesamtübertragungsrate von  $10 \text{ Gb/s}$  erreicht wurde. Die maximale Feldlänge ergab sich zu  $L_{max} = 63 \text{ km}$ . Auf Grund der getroffenen Idealisierungen stellt dieses Resultat nur eine Obergrenze dar. Anhand der Laborergebnissen für ein Einkanalssystem wurde abschließend ein realistischer Wert, den man im Labor mit dem vorhandenen Systemaufbau erreichen könnte, auf  $L_{max} = 54 \text{ km}$  abgeschätzt.

### Leistungssteigerungsmaßnahmen in CWDM-Systemen

In [23] wurde ein  $4 \times 2,5 \text{ Gb/s}$ -WDM-System vorgestellt mit  $1550 \text{ nm}$  Monomode-VCSELn. Um die Empfangsleistung zu erhöhen wurde senderseitig ein optischer Halbleiterverstärker (SOA: semiconductor optical amplifier) eingesetzt. Dieser wird optisch gepumpt, um die Signalverzerrung und Kanalübersprechen zu reduzieren. Bei einem Kanalabstand von  $8 \text{ nm}$  konnte somit

kein Kanalübersprechen festgestellt werden. Die Übertragung erfolgte über eine 50 km lange Standardmonomode-Faser, wobei die Empfängersensitivität bei  $S = -30,8$  dBm lag um eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $BER = 10^{-9}$  zu erreichen.

Bei CWDM ist wegen des großen Kanalabstandes von 20 nm der Einsatz von optischen Verstärkern nicht möglich. Trotzdem zeigen die Ergebnisse dieser Arbeit, dass ein  $4 \times 2,5$  Gb/s-CWDM-System mit einer Feldlänge über 50 km realisierbar ist. Eine Verbesserung der Systemeigenschaften sowie eine Erhöhung der maximale Feldlänge kann durch den Einsatz von fehlerkorrigierender Codierung (FEC: forward error correction) erzielt werden [24]. **Abbildung 5.1** zeigt die Verbesserung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch die Fehlerkorrektur.

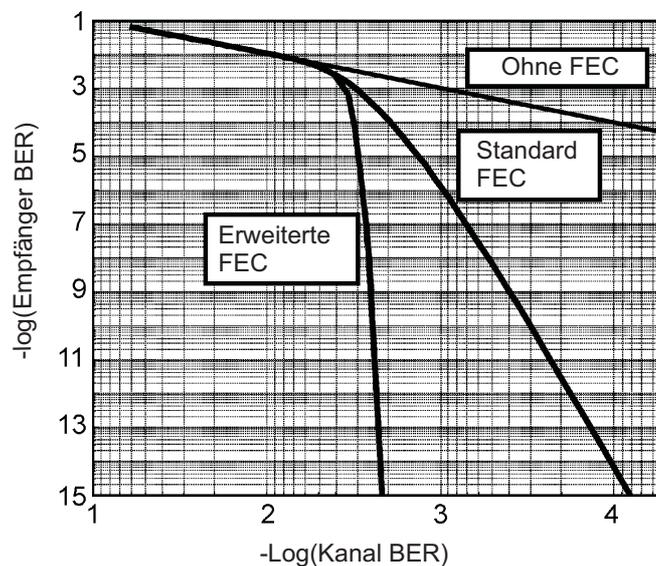


Abbildung 5.1: Verbesserung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch FEC [24]

Auf der x-Achse ist die Bitfehlerwahrscheinlichkeit vor der FEC-Einheit (Kanal BER) und auf der y-Achse nach der FEC-Einheit (Empfänger BER) aufgetragen. Gezeigt wird der Verlauf mit Standard-FEC nach ITU G.709 Spezifikation, sowie mit einer erweiterten Korrektur. Im zweiten Fall wird vor der FEC-Einheit das empfangene Signal zusätzlich noch durch verschiedene Entzerrer verarbeitet. Zum Vergleich wird ins obige Diagramm auch die Dekodierung ohne FEC eingetragen. Aus **Abbildung 5.1** ist ersichtlich, dass mit Standard-FEC ein Kanal-BER von  $4 \cdot 10^{-4}$  zu einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $BER = 10^{-9}$  korrigiert werden kann. Mit erweiterter Korrektur ergibt ein Kanal-BER von bis zu  $2 \cdot 10^{-3}$  eine Empfängerbitfehlerwahrscheinlichkeit von  $BER < 10^{-15}$ . In **Abbildung 3.6** ist der Verlauf von  $BER$  über der Empfängereingangsleistung im 'Back to Back'-Fall bei einer Datenrate von  $R = 2,5$  Gb/s dargestellt. Mit der Standard-FEC könnte man somit eine Sensitivitätsverbesserung von  $\Delta S = 2,9$  dB, sowie ein  $\Delta S = 3,9$  dB im Falle einer erweiterten Korrektur erreichen. Mit einer Faserdämpfung von  $\alpha = 0,24$  dB/km bedeutet dies eine Steigerung der maximale Faserlänge um 12 km, bzw. um 16 km im zweiten Fall. Wegen des vernachlässigbaren Kanalübersprechens ist die Sensitivität bei einem CWDM-System gleich der Sensitivität eines Einkanalübertragungssystems. Setzt man FEC ein, ergibt sich daher in unserem Fall ein  $4 \times 2,5$  Gb/s-CWDM-System mit einer Faserlänge von bis zu 70 km.

Neben Wellenlängen-Multiplex (WDM) erschließt sich für den langwelligen VCSEL eine weitere vielversprechende Einsatzmöglichkeit: parallele Optik, bekannt auch als Space-division Multiplexing (SDM). Parallele Optik ist eine Technologie mit Wachstumspotential, in der die Komponenten nebeneinander mit hoher Dichte angeordnet werden. Die VCSEL sind dafür bestens geeignet, da sie auf Grund ihres Aufbaus in ein- und zweidimensionale Reihen herstellbar sind. Somit eröffnen sie einen kostengünstigen Weg, um parallele optische Glasfaserverbindungen zu realisieren. Derartige Verbindungen bieten eine sehr hohe Daterate, wie sie in Zukunft von Großrechnern gebraucht wird [6].

### Schlussfolgerung

Die VCSEL-Technologie bei einer Wellenlänge von 1550 nm ist eine kostengünstige Alternative zu herkömmlichen Fabry-Perót (FP) oder Distributed Feedback (DFB) Lasern. Die langwelligen VCSEL bestehen durch viele Vorteile, wie geringen Leistungsverbrauch, niedrigen Schwellstrom, rotationssymmetrischen Lichtstrahl, ein sehr schmales monomodiges Ausgangsspektrum, usw. Derzeit sind sie nur bis 2,5 Gb/s modulierbar, in Zukunft soll die maximale Datenrate jedoch auf  $R = 10$  Gb/s steigen. Es ist daher zu erwarten, dass sie sich am Markt schnell durchsetzen und eine gute Alternative zu herkömmlichen Lasern bieten werden.

Anhang A

Datenblätter

# VERTILAS BTJ VCSEL

## VERTILAS VCSEL Diodes



### FINAL TEST DATA

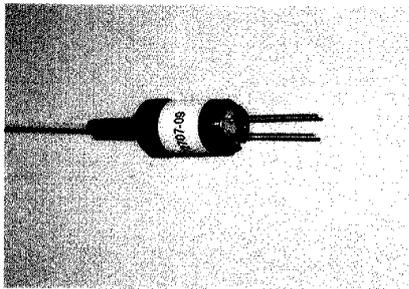
Serial No. 72707-2

DiodeNo: EXPQ-XTCA-HQWA-A

Page 1|2

Date 30.03.2005

Type VL-1550-10-TK-D-P4



### Description

The VL single-mode series diodes are VCSELs for customer specified emission wavelengths. The vertical cavity structure is employed to obtain excellent threshold and operating current and tuning performance. Typical range of operation is from 0°C to 50°C.

### Applications

- Tunable Diode Laser Absorption Spectroscopy
- Fiberoptical Light Source

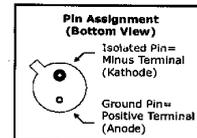
### Features

- Wide and fast tuning performance for insitu measurements in high pressure environments
- Customer specific packaging options (TO39, TO46 and others)

### Electrical / Optical Characteristics

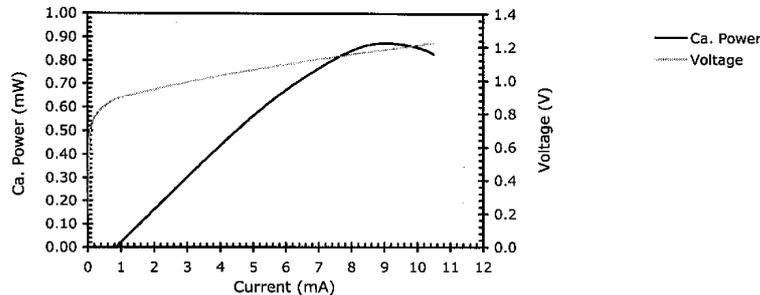
Serial No. 72707-2

	CW Current	Recommended Range	Maximum Ratings
			1.0 mA - 9.0 mA
RT		Threshold Current	Max. Output Power
		0.79 mA	ca. 0.87 mW



Ild	1.18 mA	3.16 mA	5.15 mA	7.12 mA	9.11 mA
Wavelength	1540.95 nm	1541.63 nm	1542.41 nm	1543.47 nm	1544.61 nm

All measurement made at Room Temperature (app. 26°C)



### VERTILAS GmbH

Lichtenbergstrasse 8  
c/o Gate Garching  
D-85748 Garching

Tel.: +49 (0)89 54 84 20-00  
Fax: +49 (0)89 54 84 20 19  
www.vertilas.com

Sales Requirements: [sales@vertilas.com](mailto:sales@vertilas.com)  
Further information: [info@vertilas.com](mailto:info@vertilas.com)

**VERTILAS VCSEL Diodes**

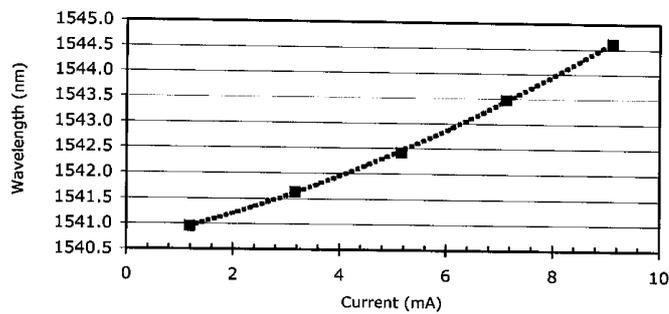


**FINAL TEST DATA**

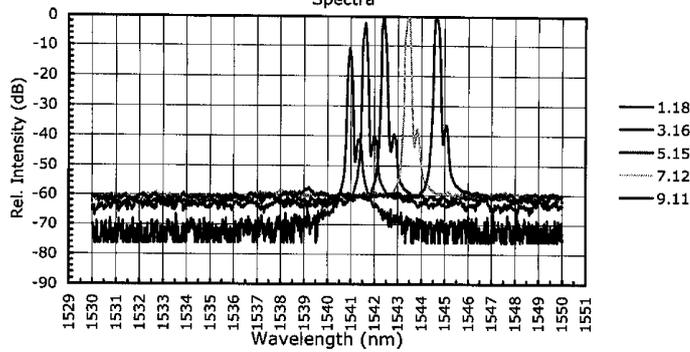
Serial No. 72707-2  
 Type VL-1550-10-TK-D-P4

Page 2 | 2  
 Date 30.03.2005

Tuning Characteristics (@ Room Temp)



Spectra



**VERTILAS GmbH**  
 Lichtenbergstrasse 8  
 c/o Gate Garching  
 D 85748 Garching

Tel.: +49 (0)89 54 81 20 00  
 Fax: +49 (0)89 54 81 20 19  
 www.vertilas.com

**Sales Requirements:** sales@vertilas.com  
 Further information: info@vertilas.com

pin-Photodiode mit Transimpedanzverstärker

FINAL TEST  
Test Station 1 (2.11)

LUCENT TECHNOLOGIES TEST DATA SHEET (TDS)	EFFECTIVITY: 11/09/2000	TDS 409240E Ref PS1915 E
WRITTEN BY: Bryon Kasper	Receiver S/N 1781	DATE: 01/03/2001 Operator: RV
MODEL: 2860C020	Part No. 1265-311-0019	Connector Option: FC/APC

TEST TITLE	Conditions	MIN.	MAX.	MEAS.	UNITS
Supply Current	Vcc = 8.0V +/-0.05V Optical Input < -40dBm	42	120	81.0	mA
Photodiode Dark Current	Vpd = 8.0V +/-0.05V	-	1	0.05	nA
Photodiode Responsivity	1550 nm +/-30 nm	0.7	-	0.78	A/W
Transimpedance Gain	Optical Input = -12 dBm +/- 0.2dB, 100 MHz	1400	-	1904.8	Ohms
Small Signal Bandwidth	Optical Input = -12 dBm +/-0.2dB, -3 dB	8	-	8	GHz
Peaking	Relative to 100 MHz 0.1 to 15 GHz	-	2.5	0.01	dB
Output Return Loss	0.1 to 5 GHz	10	-	13.6	dB
Output Return Loss	5 to 11 GHz	4	-	5.8	dB
Eye Pattern Mask	Optical Input = -12 dBm +/-0.2dB			pass	Pass/Fail
Eye Pattern Mask	Optical Input = 0 dBm +/-0.2dB			pass	Pass/Fail
Total Input Noise	0.1 to 20 GHz	-	1200	257.6	nA rms

PASS

05:45:46 AM

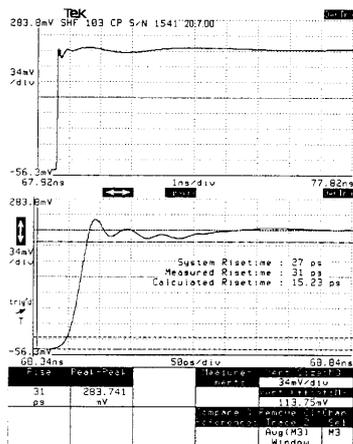
# Breitbandiger Vorverstärker SHF 103 CP

## Datasheet SHF 103 CP broadband amplifier



Bandwidth	50 kHz...23 GHz
Gain	17 dB $\pm$ 1 dB
Gain ripple relative to gain slope	$\pm$ 1.5 dB typ.
Gain control pin	up to 3 dB gain reduction controlled by 0...-5 V applied voltage
Temperature coefficient	-0.05 dB/ $^{\circ}$ C
Output power at 1 dB compression	20 dBm = 6 V <sub>pp</sub> into 50 $\Omega$
Input impedance	50 $\Omega$
Input return loss	S <sub>11</sub> : < -15 dB < 15 GHz, < -10 dB < 25 GHz
Output return loss	S <sub>22</sub> : < -10 dB
Output impedance	50 $\Omega$
Maximum input power	10 dBm = 2 V <sub>pp</sub>
Rise time / Fall time	< 22 ps
Noise figure	< 7 dB < 25 GHz
Supply voltage	11...15 V, 0.5 A
Input connector	V female
Dimensions (L x W x H)	51 x 40 x 16 mm + connectors

### Step response



(measured with 26 GHz Sampling head Tektronix SD-26)

- Applications
- Optical Communications
- High-Speed Pulse Experiments
- Satellite Communications
- Research and Development
- Antenna Measurements
- Data Transmission

OPREL optischer Vorverstärker (EDFA) OFP14W-1132S



PERFORMANCE SPECIFICATIONS<sup>1</sup>

MODEL	OFA20	OFA17	OFA14	OFL15	OFP14	
Wavelength Range	1530-1560	1530-1560	1530-1560	1540-1560	1540-1560	nm
Small Signal Gain **	Min Typ	dB				
@ 1530 nm	43 (45)	40 (42)	35 (37)	-- (42)	-- (41)	
@ 1550 nm	35 (37)	32 (34)	23 (25)			
Noise Figure ***	Max Typ	dB				
@ 1530 nm	6.5 (6.0)	5.5 (5.0)	5.5 (5.0)	-- (4.0)	-- (3.4)	
@ 1550 nm	5.5 (5.0)	5.0 (4.5)	5.0 (4.5)			
Output Power	Min Typ	DBm				
@ -4 dBm Input Power	20 21	17 18	14 15	15.0 15.5	14 14.5	
@ -20 dBm Input Power	--	--	--	14.0 14.5	13 13.5	
Maximum Polarization Sensitivity	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	dB
Pump Wavelength	980	980	980	980	980	nm
Input / Output Connectors*	FC/APC	FC/APC	FC/APC	FC/APC	FC/APC	

\* most major connector types can be accommodated

\*\* gain can be increased on request

\*\*\* NF @ P<sub>in</sub> = -4 dBm for OFA20, OFA17 and OFA14

NF @ P<sub>in</sub> = -30 dBm for OFL15

NF @ P<sub>in</sub> = -30 dBm for OFP14 without input isolator

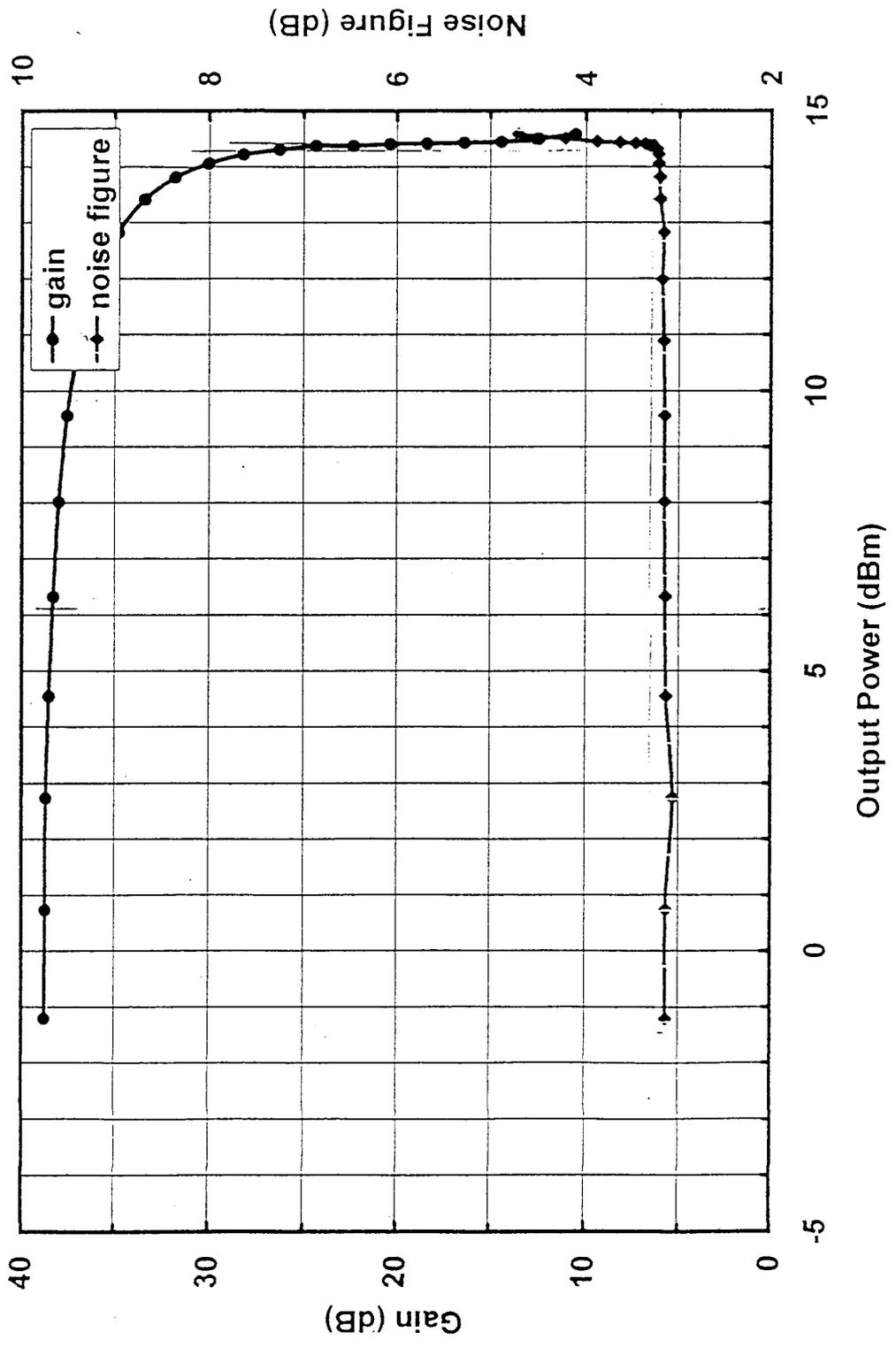
<sup>1</sup> Specifications subject to change without notice

Call today to speak with one of our applications engineers.

Customer: Technische Universität Wien  
Date: May 20th 1999  
Tested by: S.G.

Measured @  $\lambda = 1550 \text{ nm}$

Oprel Technology Inc.  
Model: OFP14W-1132S  
SN: 103-0011



# Literaturverzeichnis

- [1] M. Leary. (2005) InGaAsN: A Promising Material for Long Wavelength Vertical Cavity Lasers. [Online]. Available: [www.avsusergroups.org/papers/tfug/TFUG\\_06\\_2002\\_1.pdf](http://www.avsusergroups.org/papers/tfug/TFUG_06_2002_1.pdf)
- [2] S. Mogg, “Long-Wavelength Vertical-Cavity Lasers: Materials and Device Analysis,” Doctoral Dissertation, Department of Microelectronics and Information Technology, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, 2003.
- [3] C. Lauer, M. Ortsiefer, R. Shau, J. Roskopf, G. Böhm, R. Meyer, and M.-C. Amann, “InP-based long-wavelength VCSELs with buried tunnel junction,” *physica status solidi (c)*, vol. 1, pp. 2183 – 2209, 2004.
- [4] W. Leeb, *Optische Nachrichtentechnik, Skriptum VO 381.222*, Institut für Nachrichten- und Hochfrequenztechnik, Technische Universität Wien, 2000.
- [5] R. Michalzik and K. J. Ebeling. (2005) Operating Principles of VCSELs. [Online]. Available: [www-opto.e-technik.uni-ulm.de/forschung/ram/pub/vcsele-chapter-ram+kje-c.pdf](http://www-opto.e-technik.uni-ulm.de/forschung/ram/pub/vcsele-chapter-ram+kje-c.pdf)
- [6] Vertilas. (2005, Oktober) Langwellige oberflächenemittierende Laserdioden VCSEL. [Online]. Available: <http://www.vertilas.com/>
- [7] R. Shau, M. Ortsiefer, J. Roskopf, G. Böhm, F. Köhler, and M.-C. Amann, “VCSELs at 1.55  $\mu\text{m}$  with high efficiency for 2.5 Gbit/s transmissions,” *Walter Schottky Institut, Annual report*, pp. 54–55, 2001.
- [8] P. Kner, D. Sun, J. Boucart, P. Floyd, R. Nabiev, D. Davis, W. Yuen, M. Jansen, and C. J. Chang-Hasnain, “VCSELs go the distance,” *Optics & Photonics News*, pp. 45–47, March 2002.
- [9] Walter Schottky Institut. (2005, Oktober) Oberflächenemittierende Laser. [Online]. Available: <http://www.wsi.tum.de/E26/de/research/vcsele/index.htm>
- [10] R. Shau, M. Ortsiefer, J. Roskopf, G. Böhm, F. Köhler, and M.-C. Amann, “Vertical-cavity surface-emitting laser diodes at 1.55  $\mu\text{m}$  with large output power and high operation temperature,” *Electronics Letters*, vol. 37, no. 21, pp. 1295–1296, 2001.
- [11] J. L. Jewell, J. P. Harbison, A. Scherer, Y. H. Lee, and L. T. Florez, “Vertical-cavity surface-emitting lasers: Design, growth, fabrication, characterization,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 27, pp. 1332 – 1346, 1991.
- [12] M. Ortsiefer, R. Shau, G. Böhm, F. Köhler, J. Roskopf, M. Zigl drum, and M.-C. Amann, “High-performance InP-based vertical-cavity surface-emitting lasers in the 1.5-1.8  $\mu\text{m}$  wavelength range,” *Walter Schottky Institut, Annual report*, pp. 64–65, 2000.

- [13] Rogers Corporation. (2005, Oktober) RO4000 Series High Frequency Circuit Materials. [Online]. Available: [http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/ro4000ds\\_4.pdf](http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/ro4000ds_4.pdf)
- [14] G. A. Reider, *Photonik*. Springer, 1997.
- [15] R. Stevens, “Modulation Properties of Vertical Cavity Light Emitters,” Doctoral Thesis, Laboratory of Photonics and Microwave Engineering, Department of Microelectronics and Information Technology, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, 2001.
- [16] K. D. Choquette and H. Q. Hou, “Vertical-cavity surface emitting lasers: moving from research to manufacturing,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 11, pp. 1730–1739, 1997.
- [17] P. J. Winzer, “Optical transmitters, receivers, and noise,” *Wiley Encyclopedia of Telecommunications*, J. G. Proakis (ed.), pp. 1824–1840, 2002.
- [18] VPIphotonics. (2005, Oktober) Photonic Design and Simulation Software. [Online]. Available: <http://www.vpiphotonics.com>
- [19] Agilent Technologies, Application Note 1550-7, *Making Time-Resolved Chirp Measurements Using the Optical Spectrum Analyzer and Digital Communications Analyzer*, 2002.
- [20] H. Halbritter, R. Shau, F. Riemenschneider, B. Kögel, M. Ortsiefer, J. Roskopf, G. Böhm, M. Maute, M.-C. Amann, and P. Meissner, “Chirp and linewidth enhancement factor of 1.55  $\mu\text{m}$  VCSEL with buried tunnel junction,” *Electronics Letters*, vol. 40, no. 20, pp. 1266–1267, 2004.
- [21] ITU, *G.694.2, Spectral grids for WDM applications: CWDM wavelength grid*, International Telecommunication Union, 2002.
- [22] Browave Corporation. (2005, Oktober) CWDM Modules. [Online]. Available: <http://www.browave.com/product/CWDM.htm>
- [23] H.-H. Lu, J.-W. Liaw, Y.-J. Ji, W.-L. Tsai, and Y.-S. Lee, “Transmission improvement of vertical cavity surface emitting lasers at  $4 \times 2.5$  Gbit/s under a semiconductor optical amplifier with external light injection technique,” *Optical Engineering*, vol. 44, no. 2, pp. 0 205 031–0 205 032, 2005.
- [24] P. Winzer, F. Fidler, M. Matthews, L. E. Nelson, H. J. Thiele, J. H. Sinsky, S. Chandrasekhar, M. Winter, D. Castagnozzi, L. W. Stulz, and L. L. Buhl, “10-Gb/s upgrade of bidirectional CWDM systems using electronic equalization and FEC,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 1, pp. 203–210, 2005.