

# Abbildungen

1.1	Prinzipieller Aufbau einer Laserdiode . . . . .	11
1.2	Leistung-Strom-Kennlinien der Laserdiode LQ-635-2API-DL-4038-011 von Fiberware (Berlin) für 10°C und 25°C . . . . .	12
1.3	Leistung als Funktion der Betriebstemperatur $T$ der Laserdiode LQ-635-2API-DL-4038-011 von Fiberware (Berlin) bei einem Injektionsstrom von 46 mA . . . . .	12
1.4	Steilheit (Wirkungsgrad) $\eta$ als Funktion der Betriebstemperatur $T$ der Laserdiode LQ-635-2API-DL-4038-011 von Fiberware (Berlin) . . . . .	14
1.5	Schwellstrom $I_{th}$ als Funktion der Betriebstemperatur $T$ der Laserdiode LQ-635-2API-DL-4038-011 von Fiberware (Berlin) . . . . .	14
1.6	Strommodulation (ohne BIAS-T) einer Laserdiodenfassung . . . . .	16
1.7	Modulation von Laserdioden mit Hilfe eines BIAS-T . . . . .	16
1.8	Messung zur Bestimmung der Modulationsimpedanz $Z_{mod}$ bei 20 MHz . . . . .	18
1.9	Messung zur Bestimmung des Frequenzverhaltens des BIAS-T . . . . .	18
1.10	Übertragung von negativen Pulsen durch das BIAS-T . . . . .	19
1.11	Untersuchung zu Bestimmung des Pulsverhaltens mit der Laserdiode . . . . .	20
1.12	Blockschaltbild der ECL-kompatiblen Laserdiodenansteuerung . . . . .	22
1.13	Aufbau der Laserdiodenkühlung . . . . .	23
2.1	Mikroskopaufbau (schematisch). Das Licht der Laserdiode wird durch eine Optik in eine Multimode-Lichtleitfaser eingekoppelt, die das Licht zum Mitutoyo-Mikroskop am SUSS-Prober PM 8 transportiert. Dort wird es auf den Chip fokussiert. . . . .	25
2.2	Zur Berechnung der Aperturwinkel. . . . .	26
2.3	Winkel- und brennweitentreue Darstellung der Lichteinkopplung in das Mitutoyo-Mikroskop FS 60 (Objektiv: 20fach). . . . .	27
2.4	Brechung des Lichtstrahls an der Grenzfläche zwischen zwei Materialien. Im gezeigten Beispiel ist $n_1 > n_2$ . . . . .	28
2.5	Strahlenoptische Betrachtung des Lichttransports in Fasern . . . . .	29

2.6	(Auf das Maximum normiertes) Intensitätsprofil der Faser SM633/125A bei der Lichtwellenlänge 635 nm, exakte Berechnung (durchgezogene Linie) und Annäherung durch ein gaußförmiges Strahlprofil mit $\sigma = 1.58 \mu\text{m}$ (gestrichelt).	32
2.7	Mikroskopaufnahme eines beleuchteten Lichtleiters. Der Claddingdurchmesser beträgt $125 \mu\text{m}$ , der Kerndurchmesser $3.7 \mu\text{m}$ .	32
2.8	Schematischer Aufbau eines FC-FC-Steckverbinders (Kupplung).	35
2.9	Biegung einer Glasfaser (schematisch). Man erkennt, daß das Licht im Faserkern unterschiedliche Strecken zurücklegen muß, je nachdem, wie weit der Lichtstrahl von der Mittelachse entfernt ist.	36
2.10	Biegeverluste bei der von uns verwendeten Glasfaser als Funktion des Biegeradius.	37
2.11	Faseroptischer Laboraufbau zur Untersuchung von einzelnen Fotostrukturen. Das Licht der Pigtail-Laserdiode wird über einen Faserkoppler zu einem Sondenhalter des SUSS-Probers geleitet. Mit ihm kann die Lichtleitfaser über die lichtempfindlichen Strukturen positioniert werden. Ein Teil des Licht wird vom Faserkoppler zu einem Photoreceiver abgezweigt, mit dem der zeitliche Signalverlauf registriert werden kann. Für statische Messungen ersetzt man den Photoreceiver durch einen Leistungsmesser.	38
2.12	Sondenhalterarm mit Glasfaser	39
2.13	Polarisationsindikatrix hinter dem Faserpigtail (635 nm). Man erkennt, daß der Polarisationsgrad bei etwa 5 liegt.	41
2.14	Trifft Licht auf einen Festkörper ( $E$ ), kann es entweder reflektiert ( $R$ ), an der Oberfläche gestreut ( $S$ ), im Festkörper absorbiert oder vom Festkörper transmittiert werden ( $T$ ).	42
2.15	Reflexion und Transmission an einer Halbleiteroberfläche mit dielektrischer Schicht.	43
2.16	Reflexionsspektrum (senkrechte Inzidenz) einer passivierten Aluminiumschicht auf einem Wafer. Man erkennt im Nahinfraroten und im Sichtbaren Interferenzen, die von der etwa $2.5 \mu\text{m}$ dicken Passivierungsschicht herrühren. Im nahen UV nehmen Interferenzen und Reflexion auf Grund von Absorption in der Passivierungsschicht ab.	44
2.17	Eindringtiefe des Lichts in Silizium (senkrechter Einfall). Der Balken markiert die Wellenlänge der für den Prototypen verwendeten Laserdiode. Der wellenförmige Verlauf ist auf die komplizierte elektronische Struktur von Silizium zurückzuführen.	46
3.1	Schemaskizze einer pn-Diode. Fotogenerierte Ladungsträgerpaare werden getrennt, wobei die Minoritätsladungsträger jeweils zu dem Gebiet driften oder diffundieren, in dem sie Majoritätsladungsträger werden.	50

3.2	Verschiedene untersuchte Diodentypen. Typ A: $n^+p$ -Diode, Typ B: np-Wannendiode, Typ C: $p^+n$ -Wannendiode, Typ D: $n^+p$ -Diode mit einer Randabdeckung aus Metall. . . . .	52
3.3	Beschaltung der Fotodioden für statische Messungen. . . . .	53
3.4	Lichtleistung-Strom-Kennlinie einer $30\text{ }\mu\text{m} \times 30\text{ }\mu\text{m}$ großen $n^+p$ -Fotodiode bei 635 nm, aufgenommen mit dem Mikroskopaufbau. Die Stromempfindlichkeit beträgt 0.4 W/A, der externe Quantenwirkungsgrad ca. 0.75. . . . .	53
3.5	Abhängigkeit des Fotostroms von der Höhe der Sperrspannung für eine $10\text{ }\mu\text{m} \times 14\text{ }\mu\text{m}$ große Diode und eine $35\text{ }\mu\text{m} \times 35\text{ }\mu\text{m}$ große Diode. . . . .	54
3.6	Messungen des Fotostroms (in $\mu\text{A}$ ) einer $30\text{ }\mu\text{m} \times 30\text{ }\mu\text{m}$ großen $n^+p$ -Diode an unterschiedlichen Diodenindividuen auf dem 6"-Wafer. Die markierten Felder umfassen jeweils ein Reticle, das aus vielen Chips besteht, so daß jeweils mehrere Zentimeter zwischen den einzelnen Meßpositionen liegen. Die Lichtleistung der Pigtaillaserdiode ( $\lambda = 685\text{ nm}$ ) betrug 1 mW. . . . .	55
3.7	Fotostrom einer $35\text{ }\mu\text{m} \times 35\text{ }\mu\text{m}$ und einer $8\text{ }\mu\text{m} \times 8\text{ }\mu\text{m}$ großen Diode bei Verschiebung des Lichtflecks über die Diode. Die Laserleistung betrug 204 $\mu\text{W}$ , der Lichtfleck hatte etwa einen Durchmesser von 5 $\mu\text{m}$ (siehe Markierung). Der sanfte Abfall des Stromes rührt von der großen Diffusionslänge der Ladungsträger im p-dotierten Substrat her (ca. 65 $\mu\text{m}$ ). . . . .	56
3.8	Fotostrom einer $30\text{ }\mu\text{m} \times 30\text{ }\mu\text{m}$ und einer $8\text{ }\mu\text{m} \times 8\text{ }\mu\text{m}$ großen Diode bei Verschiebung des Lichtflecks über die Diode. Die Dioden waren mit Metall umgeben, um die Erzeugung von Ladungsträgern im umgebenden Substrat zu unterdrücken. Der Lichtfleck hatte etwa einen Durchmesser von 5 $\mu\text{m}$ bis 10 $\mu\text{m}$ . . . . .	57
3.9	Fotostrom einer $30\text{ }\mu\text{m} \times 30\text{ }\mu\text{m}$ , einer $20\text{ }\mu\text{m} \times 20\text{ }\mu\text{m}$ und einer $8\text{ }\mu\text{m} \times 8\text{ }\mu\text{m}$ großen Diode bei Verschiebung des Lichtflecks über die Diode. Die Dioden waren mit Metall umgeben, um die Erzeugung von Ladungsträgern im Substrat zu unterdrücken. Der Lichtfleck hatte etwa einen Durchmesser von 20 $\mu\text{m}$ (Markierung), war aber durch die Schrägstellung des Lichtleiters verzerrt ("Leberwursteffekt"). . . . .	58
3.10	Messung des Übersprechverhaltens benachbarter Fotodioden (Abstand 30 $\mu\text{m}$ ). Der Fotostrom in Diode 2 verhält sich komplementär zum Fotostrom in Diode 1. Weitere Erläuterungen siehe Text. . . . .	59
3.11	Einfache Schaltung zur dynamischen Untersuchung von Fotodioden. Erläuterung siehe Text. . . . .	61

3.12	Simulation der einfachen dynamischen Schaltung mit PMOS-Lastelement. Oben ist der optimal ausgesteuerte Fotostrom gezeigt, darunter der Verlauf der Eingangsspannung $U_N$ des ersten Inverters, darunter dann das Ausgangssignal $U_M$ am Ausgang der 4-fach-Inverterkaskade. Die Modulationsfrequenz beträgt 200 MHz. . . . .	62
3.13	Simulation der einfachen dynamischen Schaltung mit PMOS-Lastelement. Oben ist der Fotostrom gezeigt, darunter dann das Ausgangssignal $U_M$ am Ausgang der Inverterkaskade. Die Modulationsfrequenz beträgt 200 MHz. Durchgezogene Linie: Modulation mit Maximalfotostromwert von $560 \mu A$ ; gepunktete Linie: Modulation mit Maximalfotostromwert von $360 \mu A$ . . . . .	63
3.14	Verzögerungszeit zwischen negativem Puls und Schalten des Ausgangsinverters als Funktion der optischen Leistung. Erläuterung siehe Text. . . . .	64
3.15	Gemessene Modulationsgrenzfrequenzen einer $30 \mu m \times 30 \mu m$ großen Typ-A-Diode bei lateraler Fehlpositionierung um den Betrag $x$ aus der Diodenmitte . . . . .	67
3.16	Aufbau der zu Fotodioden umfunktionierten ECL-Eingangsschutzdioden. a) EBD-Diode: Das $p^+$ -Gebiet (schraffiert) ist nur wenige Hundert Nanometer tief, darunter befinden sich ein $n^-$ - und ein $n^+$ -Gebiet (für den buried collector). b) DBD-Diode: das $p^+$ -Gebiet reicht in etwa bis zum hochdotierten $n^+$ -Gebiet. . . . .	69
3.17	Fotostrom der polysiliziumbedeckten Bipolar-Dioden . . . . .	70
3.18	Fotostrom der DBD-Diode bei 689 nm . . . . .	71
3.19	Schematischer Aufbau der DBD-Diode mit Polysiliziumfenster . . . . .	71
3.20	Schematischer Aufbau der fingerförmigen DBD-Diode mit Polysiliziumfenster . . . . .	72
3.21	Fotostrom der Fingerdioden . . . . .	73
4.1	Einfache Stromspiegelschaltung mit Referenzdiode. Mit ihr wird das Gate des Lasttransistors der Signaldiode gesteuert. . . . .	75
4.2	Simulation der Stromspiegelschaltung. Oben ist der Fotostrom gezeigt (schaltend zwischen $400 \mu A$ und $35 \mu A$ ), darunter dann das Eingangssignal des ersten Inverters ( $A$ ) und darunter das Signal $U_{out}$ am Ausgang eines kaskadierten zweiten Inverters. Der Referenzstrom betrug $217 \mu A$ . . . . .	76
4.3	Simulation der Stromspiegelschaltung . . . . .	76
4.4	Doppelte Stromspiegelschaltung. Vorteil der Schaltung ist, daß auch bei hohen optischen Leistungen die Signaldiode nicht in Vorwärtsrichtung betrieben wird. . . . .	77
4.5	Simulation der doppelten Stromspiegelschaltung. Oben ist der Fotostrom gezeigt, darunter der Pegel am Eingang des ersten Inverters, darunter das Signal $U_{out}$ am Ausgang der Inverterkaskade. Die Modulationsfrequenz beträgt 200 MHz. . . . .	78

4.6	Simulation der doppelten Stromspiegelschaltung. Oben ist der Fotostrom gezeigt, darunter das Signal $U_{out}$ am Ausgang der Inverterkaskade. Die Modulationsfrequenz beträgt 200 MHz. Durchgezogene Linie: Modulation mit einem Maximalfotostromwert von $1000 \mu A$ . Gepunktete Linie: Modulation mit einem Maximalfotostromwert von $160 \mu A$ . Der Referenzstrom wurde jedoch gegenüber der Simulation mit optimaler Stromeinstellung konstant gehalten. . . . .	79
4.7	Simulation der doppelten Stromspiegelschaltung bei $1000 \mu A$ ohne Nachregeln des Referenzstroms. . . . .	80
4.8	Simulation der doppelten Stromspiegelschaltung. Oben ist der Fotostrom gezeigt, darunter das Signal $V_{out}$ am Ausgang der Inverterkaskade. Die Modulationsfrequenz beträgt 400 MHz. . . . .	80
4.9	Pulsübertragung mit der doppelten Stromspiegelschaltung. Das elektrische Eingangssignal an das BIAS-T ist die Kurve "c2". Das Ausgangssignal der doppelten Stromspiegelschaltung ist die Kurve "c1". . . . .	81
4.10	Über R zum Eingang gegengekoppelter Operationsverstärker, auch Transimpedanzverstärker genannt. . . . .	82
4.11	Einfacher Transimpedanzverstärker. Erläuterung siehe Text. . . . .	83
4.12	TUB-Schaltung mit direkter Einkopplung auf die erste CML-Stufe. Die Spannungsbegrenzerschaltung ( $D1$ , $D2$ ) ist vereinfacht gezeigt. . . . .	83
4.13	Referenzdiodenvariante der TUB-Schaltung . . . . .	84
4.14	Aufwendigerer Transimpedanzverstärker "TZ3". . . . .	85
4.15	Am aufwendigeren Transimpedanzverstärker "TZ3" gemessener Frequenzgang in doppelt-logarithmischer Auftragung. Die Kurve wurde auf den Maximalwert normiert. . . . .	86
4.16	Am aufwendigeren Transimpedanzverstärker "TZ3" gemessene statische Übertragungskennlinie zwischen dem optischen Eingang und dem Ausgang. . . . .	86
4.17	Weiterentwickelte Eingangsschaltung für Bipolartechnologie. . . . .	87
4.18	Simulation der Schaltung in der vorangegangenen Abbildung mit einem Eingangssignal von 1.3 GHz. a) Signal am Knoten A; b) Signal am Knoten B. . . . .	88
5.1	Zusammenstellzeichnung der justierbaren Lichtleiterhalterung von KARL SUSS Dresden. Oben: Seitenansicht, unten: Aufsicht. . . . .	91
5.2	Die elektrische Probecard mit der justierbaren Lichtleiterhalterung von oben aus gesehen. . . . .	92
5.3	Geometrische Anordnung der Pads und der Fotodiode. Alle Maßangaben in $\mu m$ . Der Lichtfleck ist gepunktet gezeichnet. . . . .	92
5.4	Lichtfleckdurchmesser auf der Diode als Funktion des Abstands $z$ des Faseren- des vom Wafer . . . . .	94

5.5	Pad- und Diodenanordnung beim zu testenden Frequenzteiler. Alle Angaben in $\mu\text{m}$ .	95
5.6	Vorder- (links) und Rückseite (rechts) eines mit einem Kohlendioxidlaser hergestellten Trägers. Man erkennt auf der Vorderseite, daßwegen der schlechten Zylindrizität Bohrungen ineinander gelaufen sind.	96
5.7	Schemazeichnung der dritten optischen Probecard von vorne (a) und von unten (b). Die Lichtleiter werden mittels Feinverstelleinrichtung zur elektrischen Probecard justiert.	97
5.8	Optische Probecard von unten fotografiert. Auf der rechten Seite sieht man die Reihe mit den fünf Lichtleitern.	98
6.1	Externe elektro-optische Meßspitze	101
6.2	Schematischer Aufbau des elektro-optischen Meßanordnung	102
6.3	Abhängigkeit des eo-Signals von der Signalspannungsamplitude am Pad	103
6.4	Abhängigkeit des eo-Signals vom Kristall-Pad Abstand $z$	104
7.1	a) Berechnete Frequenzabhängigkeit der Koppeleffektivität für $R_{in} = 1 \text{ M}\Omega$ , $C_{in} = 1 \text{ pF}$ ; b) Experimentelle Frequenzabhängigkeit der kapazitiven Kopplung	107
7.2	Signalfolge auf einem Pad und entsprechendes kapazitiv gekoppeltes Signal (Prinzip)	108
7.3	Signalflußder Auskoppereinheit	109
7.4	Lateraler Signalabfall für eine mittels Kanüle geschirmte Elektrode. Die Elektrodenneigung verstärkt die laterale Abhängigkeit, s. Text.	110
7.5	Lateraler Signalabfall für eine mittels Kanüle geschirmte Elektrode ohne Einflußder Elektrodenneigung	111
7.6	Lateraler Signalabfall für eine mit Aluminium bedampfte Elektrode	112
7.7	Verringerung der relativen Signalamplitude in einem lateralen Abstand von 200 $\mu\text{m}$ zum Pad für die verschiedenen Elektroden	112
7.8	100 kHz Rechtecksignal von 2 V Amplitude am Pad (oben) und das entsprechende kapazitiv gekoppelte Signal (unten)	114
7.9	Kapazitiv detektiertes Signal zweier 100 ns Rechteckimpulse mit einem Impulsmittenabstand von 250 ns	115
7.10	Mit der Konfiguration Elektrometerverstärker + UPVA- Endverstärker detektiertes Signal	116
7.11	Mit dem Elektrometerverstärker und dem UPVA detektierter 100 ns-Impuls	117
7.12	Durch nicht angepaßte Signaleinkopplung hervorgerufene Signalreflexionen. Die Elektrode befindet sich außerhalb des Bereiches der vom Wafer kommenden Streufelder.	117
7.13	Aufbau einer Picoprobe-Einheit	118
7.14	Vertikaler Signalabfall für eine abgeschirmte Picoprobe-Einheit	120

7.15 a) Lateraler Signalabfall für eine abgeschirmte Picoprobe-Einheit, $x$ -Richtung; b) Lateraler Signalabfall für eine abgeschirmte Picoprobe-Einheit, $y$ -Richtung .	121
7.16 Signalübersprechen bei der Detektion mit einer abgeschirmten Picoprobe-Einheit	122
7.17 Minimal erreichte Zeitauflösung mit einer abgeschirmten Picoprobe-Einheit, s. Text . . . . .	122
7.18 100 ns Impuls; a) detektiert mit dem Elektrometerverstärker + UPVA, b) de- tetektiert mit der Picoprobe-Einheit + UPVA . . . . .	123
7.19 Mit abgeschirmter Picoprobe-Einheit und dem Endverstärker PGA-60-M ka- pazitiv detektiertes Signal . . . . .	124
7.20 Rauschcharakteristik des UPVA bei offenem Eingang . . . . .	125
7.21 Verstärkungskurven des UPVA für zwei 300 MHz $\sin$ -Signale . . . . .	126
7.22 Mit abgeschirmter Picoprobe-Einheit und dem Endverstärker UPVA kapazitiv detektiertes Signal . . . . .	127
7.23 Teststruktur zur Untersuchung des Einflusses zusätzlicher Leiterbahnen auf das Übersprechverhalten benachbarter Pads . . . . .	127
7.24 Vergleich des Signalübersprechens zwischen benachbarten Pads mit und ohne zusätzliche Leiterbahnen zur Abschirmung . . . . .	128
7.25 Von passivierten Teststrukturen kapazitiv detektierte Signale. Die kapazitive Sonde wurde auf die Passivierungsschicht aufgesetzt. . . . .	129
7.26 Abhängigkeit der Signalamplitude von Padgröße und Spannungshub für eine 60 $\mu\text{m}$ Elektrode . . . . .	130
7.27 Abhängigkeit der Signalamplitude von Padgröße und Spannungshub für eine 100 $\mu\text{m}$ Elektrode . . . . .	131
7.28 Am Ausgangspad anliegendes Signal, elektrisch kontaktierend gemessen . . . .	131
7.29 Kapazitiv detektiertes Ausgangssignal der Frequenz $f = 1.14$ MHz für $f_{in} =$ 37.7 MHz . . . . .	133
7.30 Mit 100 $\mu\text{m}$ Elektrode kapazitiv gemessenes Ausgangssignal für 64 Mittelungen (oben) und 4 Mittelungen (unten) . . . . .	134
7.31 Einfluß der externen HF-Störung auf das kapazitiv detektierte Signal für eine Detektionseinheit mit gekürzten und zusätzlich abgeschirmten Kabeln (mitte) und eine herkömmliche Detektionseinheit (unten) . . . . .	136
7.32 Mit vollständig abgeschirmter Detektionseinheit kapazitiv detektiertes Signal für unterschiedliche Einstrahlung der externen HF-Störung . . . . .	137
7.33 Prinzipskizze der Meßschaltung . . . . .	138
7.34 Schaltcharakteristik des Transistors der Meßschaltung . . . . .	138
7.35 Vereinfachter Versuchsaufbau . . . . .	139
7.36 Kapazitiv gemessenes Ausgangssignal mit einer Schwebungsfrequenz von $\Delta f$ $= 2$ kHz für drei verschiedene Impulsbreiten der Rechteckspannung am Gate .	143

7.37	Kapazitiv gemessenes zeittransformiertes Ausgangssignal mit $\Delta f = 6.2$ kHz und kontaktiert direkt gemessenes Ausgangssignal mit $f_{elektr} = 94.0062$ MHz .	144
8.1	Ersatzschaltbild bei paralleler Leiterbahnführung. Im untersuchten Falle von 5 mm großen Chips zeigt sich, daß in der 20. Reihe schon ein Zuleitungswiderstand von $500 \Omega$ auftritt. . . . .	149
8.2	Ersatzschaltbild eines quadratischen Gitters von Leiterbahnen. . . . .	149
8.3	Zur Berechnung des Potentials an einem inneren Knoten $(i, j)$ . . . . .	150
8.4	Simulierter Potentialverlauf eines $30 \times 30$ Knoten großen Netzes. Es wurde jeweils ein Knoten als Quelle und einer als Senke definiert. Der Ersatzwiderstand beträgt $69.8 \Omega$ , während ein Einzelwiderstand $25 \Omega$ ist. Die angelegte Spannungsdifferenz ist 5 V. . . . .	151
8.5	Simulierter Potentialverlauf eines $30 \times 30$ Knoten großen Netzes. Die Knoten der Reihe mit $y = 0$ wurden auf 5 V gelegt, ein Knoten bei $y = 29$ war als Senke definiert. Der Ersatzwiderstand beträgt $50 \Omega$ . . . . .	152
8.6	Simulierter Potentialverlauf eines $30 \times 30$ Knoten großen Netzes. Alle Knoten der Reihe mit $y = 0$ waren auf 5 V gelegt, ein Knoten bei $y = 5$ war als Senke definiert. Der Ersatzwiderstand beträgt $16.3 \Omega$ . . . . .	153
8.7	Ersatzschaltbild der Chips bei der gemeinsamen Spannungsversorgung. . . . .	154
8.8	Führung der Leiterbahnen im Ritzgitter (schematisch). Die schwarz gezeichneten Randbereiche sind Aluminiumflächen, die als Massekontakt (links) bzw. als Betriebsspannungskontakt (rechts) dienen. . . . .	156
8.9	Führung der Leiterbahnen im Ritzgitter (vergleiche Text). . . . .	156
8.10	Von der Firma KARL SUSS in Zusammenarbeit mit der TU entwickelte Waferkontaktiereinrichtung . . . . .	157
8.11	Die von Thesys zum Schalten der gemeinsamen Spannungsversorgung verwendeten Eingangsschaltungen (an der TU Berlin entworfen). a) Einfache Schaltung mit NMOS-Transistor als Lastelement, b) Schaltung mit Stromspiegel. . .	158
8.12	Testschaltung für die gemeinsame Spannungsversorgung eines Reticles in Bipolartechnologie . . . . .	159
8.13	Optischer Schalter für die gemeinsame Spannungsversorgung (Darlingtonstufe) in Bipolartechnologie . . . . .	160
9.1	Blockschaltbild des Frequenzteilerchips TH 7001 . . . . .	162
9.2	Elektrische Eingangsschaltung des TH 7001 . . . . .	163
9.3	Modifikation der elektrischen Eingangsschaltung des TH 7001 durch eine doppelte Stromspiegelschaltung. Der andere Eingang ( $INN$ ) wurde hier nicht gezeichnet. . . . .	165



- 9.4 Simulation der optischen Eingangsschaltung des TH 7001 mit einem doppelten Stromspiegel bei einem Digitalsignal von 1 GHz und einem maximalen Fotostrom von 300  $\mu\text{A}$  (Idealwert). Die obere Abbildung zeigt das Fotostromsignal, darunter ist das Signal am Eingangsstransistor  $Q_3$  abgebildet, darunter das Signal am Ausgang des Differenzverstärkers. . . . . 166
- 9.5 Simulation der optischen Eingangsschaltung des TH 7001 mit einem doppelten Stromspiegel bei einem Digitalsignal von 1 GHz und einem maximalen Fotostrom von 1400  $\mu\text{A}$  (Idealwert ist 300  $\mu\text{A}$ ). Die obere Abbildung zeigt das Fotostromsignal, darunter ist das Signal am Eingangsstransistor  $Q_3$  abgebildet (durch die Spannungsbegrenzerschaltung verzerrt), darunter das Signal am Ausgang des Differenzverstärkers. . . . . 167
- 9.6 Simulation der optischen Eingangsschaltung des TH 7001 mit einem doppelten Stromspiegel bei einem Digitalsignal von 1 GHz und einem maximalen Fotostrom von 180  $\mu\text{A}$  (Idealwert ist 300  $\mu\text{A}$ ). Die obere Abbildung zeigt das Fotostromsignal, darunter ist das Signal am Eingangsstransistor  $Q_3$  abgebildet, darunter das Signal am Ausgang des Differenzverstärkers. . . . . 168
- 9.7 Ansteuerung der Ausgangsschaltung des TH 7001 durch eine zusätzliche Fotodiode ( $ZF$ ) oder ein Zusatzpad ( $ZP$ ) oder durch Beleuchten einer der beiden Referenzdioden ( $R_1$  oder  $R_2$ ). Die Ausgangsschaltung besteht aus einem Pegelwandler und einer nachgeschalteten Inverterkaskade. . . . . 169
- 9.8 Simulation des Spannungshubs am regulären elektrischen Ausgang. Oben: ohne Pegelwandler; unten: mit Pegelwandler. Man erkennt, daß der Einfluß des Pegelwandlers minimal ist. . . . . 170
- 9.9 Simulation des Ausgangssignals vor (obere Kurve) und hinter der Inverterkaskade. Der geforderte Spannungshub von 3 V bei einer Flankensteilheit besser als 1 ns werden mit dieser Schaltung erreicht. . . . . 171
- 9.10 Gestaltung der Pads für die kapazitive Signalauskopplung. Der schwarze Balken deutet einen 10  $\mu\text{m}$  breiten geerdeten Abschirmring an (Abstand zum Pad: 10  $\mu\text{m}$ ), der graue Bereich deutet die Passivierungsschicht an. . . . . 171
- 9.11 Mikroskopaufnahme des mit optischen Eingängen versehenen TH 7001 (Kernbereich geschwärzt). . . . . 172
- 9.12 Mikroskopaufnahme eines optischen Eingangs (doppelter Stromspiegel) für den TH 7001 in BiCMOS-Technologie . . . . . 173
- 9.13 Blockschaltbild des von SMI gefertigten D-Flip-Flops SY100EL31. . . . . 174
- 9.14 Blockschaltbild des für die optische Signaleinkopplung modifizierten SY100EL31. Erklärung:  $TV$ -Transimpedanzverstärker,  $PW$ -Pegelwandler. . . 175
- 9.15 Transimpedanzverstärkerschaltung beim Prototyp SY100EL31. Der Gegenkopplungswiderstand ist mit 10 k $\Omega$  so groß gewählt, daß die Schaltung nicht schwingt. 176
- 9.16 Der Prototypaufbau an der TU Berlin . . . . . 177

9.17	Aufbau des Prototyps der Testeinrichtung an der TU Berlin. Dünne durchgezogene Linien bedeuten elektrische Verbindungen, gestrichelte Linien stehen für Softwareanbindung und die dicken durchgezogenen Linien stehen für Single-Mode-Lichtleiter. . . . .	178
9.18	Kontrollfenster der Testersteuerung mit Wafermap . . . . .	179
9.19	Optische Probecard für den Produktionsprober . . . . .	180
9.20	Ausgangssignal des Frequenzteilerchips TH7001 beim Teilverhältnis 1:128. . . . .	181
9.21	Ergebnisse des Wafer-Mapping: eine 1 bedeutet eine funktionierende Schaltung, eine 8 eine erhöhte Stromaufnahme und ein A einen Anschlußfehler . . . . .	182
A.1	Zur Bezeichnung der Polarisationsrichtungen. a) p-Polarisation, b) s-Polarisation. . . . .	188
A.2	Reflexionsvermögen bei 635 nm. a) SiO <sub>2</sub> , b) Silizium. Durchgezogene Linie: s-Polarisation, gestrichelte Linie: p-Polarisation, gepunktete Linie: unpolarisiert. . . . .	190
A.3	Dielektrische Funktion von Silizium als Funktion der Frequenz. Durchgezogene Linie: Realteil, gestrichelte Linie: Imaginärteil. . . . .	191
A.4	Reflexionsspektren (senkrechte Inzidenz) eines Siliziumhalbraums mit einer SiO <sub>2</sub> /SiN-Passivierungsschicht. Durchgezogene Linie: Schichtdicke 0.5 $\mu\text{m}$ , gestrichelte Linie: Schichtdicke 0.75 $\mu\text{m}$ . . . . .	192
A.5	Reflexionsspektren (p-Polarisation) eines Siliziumhalbraums mit einer SiO <sub>2</sub> /SiN-Passivierungsschicht (Dicke 1 $\mu\text{m}$ ). Durchgezogene Linie: senkrechte Inzidenz, gestrichelte Linie: Einfallswinkel 45°. . . . .	192
A.6	Reflexionsspektren (p-Polarisation) eines Siliziumhalbraums mit einer SiO <sub>2</sub> /SiN-Passivierungsschicht (Dicke 1 $\mu\text{m}$ ) bei einem Einfallswinkel von 45°. Durchgezogene Linie: s-Polarisation, gestrichelte Linie: p-Polarisation. . . . .	193
A.7	Reflexionsspektren (senkrechte Inzidenz) eines Aluminiumspiegels (gestrichelte Linie) und einer passivierten Aluminiumschicht auf dem Wafer. Man erkennt im Nahinfraroten und im Sichtbaren Interferenzen, die von der etwa 2.5 $\mu\text{m}$ dicken Passivierungsschicht herrühren. Im nahen UV nehmen Interferenzen und Reflexion auf Grund von Absorption in der Passivierungsschicht ab. . . . .	194
A.8	Phasengemitteltes Reflexionsspektren für unpolarisiertes Licht bei einem mittleren Einfallswinkel von 45° und $\pm 7^\circ$ Divergenzwinkel. Der Strich deutet die Frequenzlage der für den Prototypen verwendeten Laserdiode (635 nm) an. . . . .	195
A.9	Eindringtiefe des Lichts in Silizium (senkrechter Einfall). Der Balken markiert die Wellenlänge der für den Prototypen verwendeten Laserdiode. . . . .	197
B.1	Aufbau des Testermessplatzes bei Thesys. Durchgezogene Linien: Signalleitungen, strichpunktierte Linien: Datenleitungen, gestrichelte Linie: Lichtleitfasern. Die dickumrandeten Komponenten sind Kaufteile, die dünn ausgezogenen Elemente müssen selbst hergestellt werden, wie auch die PC-Software. . . . .	202

- B.2 Aufbau des vollständigen Testersystems in Berlin. Durchgezogene Linien: Signalleitungen, strichpunktierte Linien: Datenleitungen, gestrichelte Linie: Lichtleitfasern. Die dickumrandeten Komponenten sind Kaufteile, die dünn ausgezogenen Elemente müssen selbst hergestellt werden, wie auch die PC-Software. . . . . 203
- B.3 SUSS-Prober PA 200 mit gemeinsamer Spannungsversorgung und Sondenhalter 204

# Tabellen

2.1	Objekt- und bildseitige Aperturwinkel der Mikroskopoptik . . . . .	26
2.2	Parameter der Single-Mode-Faser SM633/125A von Fiberware . . . . .	31
2.3	Dämpfungskonstanten von Single-Mode-Fasern bei unterschiedlichen Wellenlängen . . . . .	34
3.1	Von Thesys gefertigte Testchips . . . . .	48
3.2	Von SMI gefertigte Testchips . . . . .	49
3.3	Fotoströme verschieden großer $n^+p$ -Dioden . . . . .	54
3.4	Grenzfrequenzen unterschiedlich großer Dioden . . . . .	65
3.5	Grenzfrequenzen bei verschiedenen Wellenlängen . . . . .	66
7.1	Herstellerdaten des Picoprobe-Modells 12C . . . . .	119
9.1	Bedeutung der Eingänge beim TH 7001 . . . . .	164

# Literatur

- [1] S.M. Sze: Physics of semiconductor devices. John Wiley & Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore 1981.
- [2] M. S. Sodha, A. K. Ghatak: Inhomogeneous optical waveguides. Plenum Press, New York, London 1977.
- [3] J. Sturm: Lichtausbreitung in inhomogenen Proben. Dissertation, Mathematisch-naturwissenschaftliche Fakultät der RWTH Aachen, Aachen 1993.
- [4] P. Grosse: Freie Elektronen in Festkörpern. Springer, Berlin, New York, Tokio 1983.
- [5] Sadao Adachi: Optical dispersion relations for Si and Ge. J. Appl. Phys. 66, 3224-30 (1989).
- [6] Farzad Esfahani: Dissertation TU Berlin, Fachbereich 12, Berlin, in Vorbereitung.
- [7] E.W. Schmid, G. Spitz, W. Lösch: Theoretische Physik mit dem Personal Computer. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1987.
- [8] E.-G. Neumann: Single-Mode Fibers. Springer Series in Optical Sciences, vol. 57. Berlin, Heidelberg, New York 1988.