

Zur breitbandigen Infrarot-Indoorkommunikation

Mike Wolf, TU Ilmenau

Zur breitbandigen Infrarot-Indoorkommunikation

Von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau
zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktoringenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte Dissertation

von
Dipl.-Ing. Mike Wolf
geboren am 12.11.1969 in Erfurt

1. Berichterstatter: Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. Dieter Kreß
(TU Ilmenau)
2. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. Rolf Krämer
(Institut für Halbleiterphysik, Frankfurt/O)
3. Berichterstatter: Prof. (em.) Dr.-Ing. habil. Wolfgang Glaser
(Humboldt-Universität zu Berlin)

eingereicht am: 18.06.2001

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 01.03.2002

Verfahrensnummer: EI 114

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet für Nachrichtentechnik der TU Ilmenau. Mein besonderer Dank für die Betreuung dieser Arbeit gilt Herrn Prof. Dieter Kreß, dem Leiter des Fachgebiets. Mein Dank gilt weiterhin Herrn Prof. Rolf Krämer vom Institut für Halbleiterphysik in Frankfurt/Oder, der in seiner vorherigen Funktion bei Philips einen wesentlichen Beitrag zur Förderung der Arbeiten geleistet hat. In diesem Zusammenhang sind auch die anderen am Projekt beteiligten Mitarbeiter der Philips Forschungslaboratorien Aachen — Herr Manfred Zinke, Herr Peter May und Herr Dr. Yonggang Du — zu nennen; die Zusammenarbeit war unkompliziert und fruchtbringend. Herrn Prof. Glaser danke ich für die Bereitschaft, das Gutachten zu verfassen.

Neben meinen Kollegen Alexander Ihlow, Ralf Irmer, Karsten Kluge, Enrico Jugl und Thomas Kuhwald, die immer ein offenes Ohr hatten, möchte ich besonders Herrn Dr. Wolfgang Röhr für seine wertvolle Hilfe bei praktischen Fragen und Herrn Prof. Udo Behn von der Fachhochschule Schmalkalden für die Motivation in Sachen „optisches Filter“ danken. Vor allem aber bedanke ich mich bei Katrin für ihre unermüdliche Unterstützung.

Die Forschungstätigkeit war in das Projekt WATM im Rahmen des BMBF Förderschwerpunkts *ATMmobil* eingebunden und wurde vom Bundesministerium für Bildung und Forschung sowie den Philips Forschungslaboratorien Aachen gefördert.

Inhaltsverzeichnis

Symbole und Abkürzungen	9
1 Motivation	15
2 Überblick und Stand der Technik	17
2.1 Vergleich von Funk- und Infrarotübertragung	17
2.2 IR-Kanal	18
2.2.1 Modellierung	18
2.2.2 Besonderheiten durch Intensitätsmodulation und Direktempfang	19
2.3 Systemkonzepte	20
2.3.1 Systeme mit gerichteten LOS-Verbindungen	21
2.3.2 Ungerichtete und zellulare LOS-Systeme	22
2.3.3 LOS-Systeme mit sektorisierten Sende-/Empfangskomponenten	22
2.3.4 Diffuse Systeme	23
2.3.5 Quasidiffuse Systeme mit Multibeam-Sendern und sektorisierten Empfangskomponenten	24
2.4 Infrarot-Standardisierungen	25
2.4.1 IrDA	25
2.4.2 Advanced Infrared	26
2.4.3 IEEE 802.11	26
3 Modulationsverfahren	27
3.1 Anforderungen und Einordnung verschiedener Verfahren	28
3.2 Modalitäten	29
3.3 Referenzverfahren NRZ On-Off Keying	30
3.4 Leistungseffiziente binäre Verfahren	31
3.4.1 Kanalkapazität und minimale Leistung beim NRZ-Format	31
3.4.2 Gewinn durch das RZ-Format	33
3.4.3 Pulse-Position Modulation	34
3.4.4 Ergebnisse	38
3.5 Mehrträgerverfahren für hohe Bandbreiteneffizienz	40
3.5.1 Wellenlängenmultiplex (WDM)	41
3.5.2 Wavelength-Shift Keying (WSK)	41
3.5.3 Verallgemeinerte Wellenlängencodierung (VWC)	42
3.5.4 Ergebnisse und Einordnung	42
3.6 Ergänzung: Ratenadaptive Übertragung	43

4	Sender	45
4.1	Strahlungsquellen	45
4.2	Abstrahlcharakteristik	47
4.2.1	Wichtige Strahlungsgrößen	47
4.2.2	Modellierung	47
4.2.3	Holographische Sender	49
5	Empfänger	51
5.1	Einfluß statischer Empfängerkenngößen	52
5.1.1	Nichtsektorierte Empfänger	52
5.1.2	Sektorierte Empfänger	55
5.2	Optischer Konzentrator	57
5.3	Optisches Filter	60
5.3.1	Absorptionsfilter auf der Basis von Farbglas	60
5.3.2	Absorptionsfilter auf der Basis direkter Halbleiter	60
5.3.3	Interferenzfilter	61
5.4	Photodiode	62
5.4.1	Funktionsprinzip	62
5.4.2	Spektrale Diodenempfindlichkeit	64
5.4.3	Dynamisches Verhalten	65
5.4.4	Dimensionierung einer Si-Photodiode	66
5.4.5	Alternative Halbleitermaterialien für größere Wellenlängen	67
5.4.6	Ersatzschaltbild	68
5.5	Vorverstärker	68
5.5.1	Überblick	68
5.5.2	Bootstrap-Transimpedanz-Verstärker	69
5.5.3	Rauschmodellierung	70
5.5.4	Verstärkerempfindlichkeit bei OOK	74
6	Kanal	77
6.1	Hintergrundlicht	78
6.1.1	Sonnenlicht	78
6.1.2	Glühlampen	79
6.1.3	Leuchtstofflampen	79
6.1.4	Weitere Störquellen	80
6.2	Kanaldämpfung	80
6.2.1	LOS-Kanal	81
6.2.2	Spot-Diffusing-Kanal	84
6.2.3	Diffuser Kanal	85
6.3	Erfassung der Mehrwegeausbreitung	88
7	Experimentelle IR-Schnittstelle	93
7.1	Systemkonzept eines IHDN	93
7.2	Entwurf der IR-Schnittstelle	94
7.2.1	Sender-Empfänger-Konfiguration	94
7.2.2	Wellenlänge und optische Komponenten	96
7.2.3	Betrachtungen zum Modulationsverfahren	97

7.2.4	Sender- und Empfängerparameter	101
7.2.5	Synchronisation der Binärzeichen	103
7.2.6	Synchronisation der Datenpakete	110
7.3	Ausgewählte praktische Probleme	115
7.3.1	Sender	116
7.3.2	Empfänger	116
7.3.3	Synchronisation	118
7.3.4	Reichweite	119
7.3.5	Resumé	120
8	Ergebnis und Ausblick	123
A	Augensicherheit	125
A.1	Sicherheitsnorm IEC 825-1	125
A.2	Zulässige Sendeleistung	127
B	Rauschanalyse eines Bootstrap-Transimpedanz-Verstärkers	129
B.1	Bipolare Eingangsstufe	129
B.1.1	Basisstrom I_b	130
B.1.2	Kollektorstrom I_c bzw. Emitterwiderstand R_e	130
B.1.3	Bahnwiderstand R_{ser}	130
B.1.4	Rückkoppelwiderstand R_f und R_2	131
B.1.5	Gesamtrauschleistungsdichte am Eingang	131
B.2	Unipolare Eingangsstufe	131
B.2.1	Drainstrom I_{dr}	131
B.2.2	Bahnwiderstand R_{ser}	132
B.2.3	Rückkoppelwiderstand R_f und R_2	132
B.2.4	Gesamtrauschleistungsdichte am Eingang	132
B.3	Simulationsparameter	133
C	Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei ISI	135
C.1	Exakte Berechnungsmethode	135
C.1.1	BER bei OOK	135
C.1.2	BER bei L-PPM	136
C.2	Modellierung des ISI als gaußverteiltes Rauschen	137
C.3	Einfluß des Abtastzeitpunkts	137
D	Chiptaktrückgewinnung	139
D.1	Phasenjitter einer PLL mit digitalem Phasendetektor	139
D.2	Transientes Verhalten einer PLL	140
	Literaturverzeichnis	142

Symbole und Abkürzungen

Allgemein

a_0	Dämpfung des optischen Kanals, $a_0 = -10 \lg H_0$
A	Fläche
A_{pin}	Photodiodenfläche
$A_{pin,e}$	effektive Photodiodenfläche (wirksam in einer bestimmten Richtung)
A_{rx}	Empfängerfläche
$A_{rx,e}$	effektive Empfängerfläche
B_l	einseitige Bandbreite
B_{ook}	benötigte Bandbreite bei OOK
B_{req}	benötigte Bandbreite
B_{single}	benötigte Bandbreite eines Einträgerverfahrens
c	Lichtgeschwindigkeit, $c = 3 \cdot 10^8$ m/s
C	Transinformationsgehalt eines Binäripulses
C^*	Kanalkapazität
C_{req}^*	erforderliche Kanalkapazität
C_d	Diodenkapazität
C_{max}	maximaler Konzentratorgewinn
C_t	Gesamtkapazität der Eingangsstufe
$C(\psi)$	Konzentratorgewinn
d_c	Anzahl der korrigierbaren Chipfehler
d_i	Dicke der Intrinsic-Schicht einer PIN-Diode
d_h	Anzahl der unterschiedlichen Binärstellen zweier Muster
$d_{h,min}$	minimale Anzahl der unterschiedlichen Binärstellen zweier Muster
$d_{tx,rx,hor}$	horizontaler Sender-Empfänger-Abstand
$d_{tx,rx}$	Sender-Empfänger-Abstand
D	Dämpfung (gemäß einer 2-pol Übertragungsfunktion)
D_s	Delay-Spread
$D_{s,n}$	normierter Delay Spread
E_s	Bestrahlstärke (Irradiance)
$E_{s,rx}$	mittlere Bestrahlstärke des Signals am Empfänger
$E_s(\psi)$	mittlere Bestrahlstärke aus einer bestimmten Richtung
f_{ch}	Chipfrequenz
f_g	Grenzfrequenz
$f_{g,hp}$	3-dB Grenzfrequenz eines Hochpasses
$f_{vco,0}$	Ruhefrequenz eines VCO
\mathcal{G}	Menge der ganzen Zahlen

$G_{ti}(f)$	Übertragungsfunktion eines Bootstrap-Transimpedanz-Verstärkers
h	Planck'sches Wirkungsquantum, $h = 6.62 \cdot 10^{-34} \text{ Ws}^2$
$h_{ch}(t)$	Impulsantwort des optischen Kanals
$h_{rx}(t)$	Impulsantwort des Empfangsfilters (ggf. signalangepaßtes Filter)
$h_{tx}(t)$	Impulsantwort des Pulsformfilters
H_0	$H_{ch}(0)$
$H_{ch}(f)$	Übertragungsfunktion des optischen Kanals
$H_{pll}(p)$	Übertragungsfunktion des Phasenregelschleife
$H_{rx}(f)$	Übertragungsfunktion des Empfangsfilters
$H(x; y)$	mittlerer Transinformationsgehalt pro Zeichenraster
$H(y)$	Ausgangsentropie
$H(y/x)$	Irrelevanz
$i_{noise}(t)$	Rauschkomponente des Photodiodenstroms
$i_{rx}(t)$	Signalanteil des Photodiodenstroms
I	elektrischer Strom allgemein
I_0	Strahlstärke eines Lambertstrahlers in Hauptstrahlrichtung
I_2	Personick-Integral für weiße Rauschkomponente
I_3	Personick-Integral für quadratische Rauschkomponente
I_{bg}	Gleichanteil des Störstroms
I_s	Strahlstärke (Radiant Intensity)
I_{th}	Schwellstrom einer Laserdiode
I_{tx}^*	Strahlstärke einer Signalreflexion
k	Konstante
k_b	Boltzmann-Konstante, $k_b = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}$
k_{pd}	Phasendetektorkonstante
k_{vco}	VCO-Konstante
L	Symbolumfang bei PPM
L_s	Strahldichte (Radiance)
$L_{s,bg}$	Strahldichte des Hintergrundlichts
$L_{s,tx}^*$	Strahldichte einer Signalreflexion
$L_{s,\lambda,bg}$	spektrale Strahldichte des Hintergrundlichts
m_k	umcodierter Zahlenwert, der N_{bin} Binärwerte zusammenfaßt
M	Anzahl der verschiedenen Trägerwellenlängen
n	Lambertkoeffizient
n_c	Brechungsindex des Konzentratoren
$n_{noise}(t)$	Rauschkomponente des Stroms am Ausgang des Empfangsfilters
\mathcal{N}	Menge der natürlichen Zahlen
N	Anzahl der elektrischen Unterträger
N_0	Amplitude der Leistungsdichte bei weißem Rauschen
$N_\theta(f)$	spektrale Leistungsdichte des Phasenrauschens
N_{bin}	mittlere Anzahl der cod. Binärwerte eines PPM-Symbols
N_{ch}	Anzahl der Chips eines PPM-Symbols
N_{pxl}	Anzahl der Sektoren
N_{rx}	Länge des Empfangsmusters in Chips
$N^{(ss)}(f)$	einseitige Rauschleistungsdichte
$N_{bjt}^{(ss)}(f)$	eingangstransformierte Rauschleistungsdichte eines Bipolartransistors

$N_{fet}^{(ss)}(f)$	eingangstransformierte Rauschleistungsdichte eines FET
N_{tx}	Länge des Sendemusters in Chips
$N(f)$	zweiseitige Rauschleistungsdichte
p_0	$p_0 = 1 - p_1$
p_1	relative Anzahl der Impulse im modulierten Signal
p_e	Bitfehlerwahrscheinlichkeit
$p_{e,ch}$	Chipfehlerwahrscheinlichkeit
$p_{e,cell}$	Wahrscheinlichkeit, daß eine ATM-Zelle falsch synchronisiert wird
$p_{e,imit}$	Wahrscheinlichkeit, daß ein Muster imitiert wird
$p_{e,miss}$	Wahrscheinlichkeit, ein gesendetes Muster nicht zu detektieren
$p_{e,req}$	geforderte Bitfehlerwahrscheinlichkeit
$p_{rx}(t)$	optische Momentanleistung des Signals am Empfänger
p_s	Symbolfehlerwahrscheinlichkeit
$p_{tx}(t)$	optische Momentanleistung des Sendesignals
$p(t)$	optische Momentanleistung
$p(y)$	Verteilungsdichte der gestörten Signalamplitude am Entscheider
P_{bg}	detektierte Störlichtleistung
P_{ook}	benötigte mittlere optische Signalleistung bei OOK
P_{req}	benötigte mittlere optische Signalleistung allgemein
P_{rx}	mittlere optische Signalleistung am Empfänger
$P_{rx,ook}$	benötigte optische Signalleistung am Empfänger bei OOK
$P_{rx,req}$	benötigte mittlere optische Signalleistung am Empfänger
\hat{P}_{rx}	optische Impulsleistung des Empfangssignals
P_{tx}	mittlere optische Signalleistung des Senders
$P_{tx,req}$	benötigte mittlere optische Signalleistung des Senders
\hat{P}_{tx}	optische Impulsleistung des Sendesignals
$P(f)$	Fouriertransformierte der Momentanleistung
q	Elementarladung, $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ As
R	spektrale Photodiodenempfindlichkeit
R_b	Bitrate
R_f	Rückkoppelwiderstand
R_{res}	wirksamer Rauschwiderstand
R_{sh}	Photodioden-Parallelwiderstand
R_s	Photodioden-Serienwiderstand
S	systemtheoretische Signalleistung
t	Zeit
T	absolute Temperatur
T_b	Bitdauer
T_1	Zeitkonstante
T_2	Zeitkonstante
T_{ch}	zeitliche Rasterung der Impulspositionen (Chipdauer)
T_d	Zeitkonstante
T_{imp}	Sendepulsbreite
T_s	Symboldauer bei PPM
v_1	Verstärkung der ersten Verstärkerstufe
v_2	Verstärkung der zweiten Verstärkerstufe

v_e	Driftgeschwindigkeit der Elektronen
v_p	Driftgeschwindigkeit der Löcher
w	Anzahl der „1“-Chips eines PPM-Symbols, Codegewicht
w_M	Anzahl der verschiedenen Wellenlängen eines Symbols
W_g	Bandabstand eines Halbleiters
$x_{b,n}$	zu übertragene Binärwerte der Quelle
x_{ch}	zu übertragene Binärwerte nach Codierung
y_{max}	Amplitudenhub am Entscheider
$y(t)$	Amplitude des Signals am Entscheider
$y_{pd}(t)$	Ausgangssignal des Phasendetektors entsprechend des linearen PLL-Modells
α	Absorptionskoeffizient
γ	Tastverhältnis
γ_{tx}	Öffnungswinkel des Senders (halber ebener Winkel)
$\delta(t)$	Delta-Funktion, Diracstoß
ϵ_0	elektrische Feldkonstante
ϵ_r	Dielektrizitätszahl
η	Quantenwirkungsgrad
η_{ext}	externer Quantenwirkungsgrad
η_d	differentieller Quantenwirkungsgrad
$\theta_{ch}(t)$	Nullphase des VCO-Takts
$\theta_{vco}(t)$	Nullphase des VCO-Takts
λ	Wellenlänge
λ_g	Grenzwellenlänge einer Photodiode
λ_{tx}	Signalwellenlänge
ρ	Reflexionsfaktor
ρ_{edge}	relative Häufigkeit von Flanken im Chipsignal
ϱ	SNR
ϱ_{ch}	SNR bzgl. Chips (PPM-Übertragung)
ϱ_{nrz}	SNR beim NRZ-Format
ϱ_{rz}	SNR beim RZ-Format
ϱ_{req}	benötigtes SNR
σ_{noise}	Rauschvarianz am Entscheider
τ	zeitlicher Fehler
ϕ	Richtungswinkel (sendeseitig)
ϕ_{hp}	ebener Halbwertswinkel des Senders
ψ	Empfangswinkel
Ψ_{rx}	FOV (halber, ebener Winkel)
ω_n	natürliche Schwingungsfrequenz
$\Delta\lambda$	spektrale Durchlaßbreite des Empfängers
$\Delta\theta(t)$	Phasendifferenz
Δf	Frequenzoffset, $\Delta f = f_{vco,0} - f_{ch}$
$\Theta_{ch}(p)$	Laplace-Transformierte von $\theta_{ch}(t)$
$\Theta_{vco}(p)$	Laplace-Transformierte von $\theta_{vco}(t)$
Ω	Raumwinkel

ATM Asynchronous Transfer Modus

BER	Bit Error Ratio
CDMA	Code-Division Multiple Access
CPC	Compound Parabolic Concentrator
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSMA	Carrier-Sense Multiple Access
CTS	Clear-to-Send
FOV	Field-of-View (definiert über den ebenen Halbwinkel)
HD	Hard-Decision
IHDN	In-Home Digital Network
IrDA	Infrared Data Association
IR	Infrarot
ISI	Intersymbol Interferences
LAN	Local Area Network
Laser	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LED	Light-Emitting Diode
LOS	Line-of-Sight
MAC	Medium Access Control
MPPM	Multipulse PPM
NRZ	Non Return-to-Zero
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplex
OOK	On-Off Keying
OPPM	Overlapping PPM
PIN	Positive-Intrinsic-Negative
PLL	Phase-Locked Loop
PPM	Pulse-Position Modulation
RMS	Root-Mean Square (Standardabweichung)
QAM	Quadrature-Amplitude Keying
QPSK	Quadriphase-Shift Keying
RC	Repetition-Coding
RF	Radio Frequency
RTS	Request-to-Send
RX	Synonym für Empfänger
RZ	Return-to-Zero
SCMA	Subcarrier-Multiple Access
SDMA	Space-Division Multiple Access
SD	Soft-Decision
SNR	Signal-zu-Störleistungsverhältnis
TDMA	Time-Division Multiple Access
TX	Synonym für Sender
VCO	Voltage-Controlled Oszillator
WDM	Wavelength-Division Multiplex
WLAN	Wireless Local Area Network
WSK	Wavelength-Shift Keying

Sicherheitsnorm IEC 825-1

C_4 , C_6 Korrekturfaktoren

d	Blendendurchmesser
D	scheinbarer Quellendurchmesser
GSZ	Grenzwert der zugänglichen Strahlung
$I_{0,max}$	maximaler zulässige Strahlstärke
$P_{0,max}$	maximaler zulässige Sendeleistung
R	Meßabstand
α_{max}	maximaler Sehwinkel
α_{min}	minimaler Sehwinkel
α	Sehwinkel
Θ	durch Blende aufgespannter Meßkonus

Transistormodellierung

- siehe Tabelle B.1, Seite 133

Hinweis:

Dezimale Teilungen werden in der amerikanischen Schreibweise durch einen Punkt, nicht durch ein Komma gekennzeichnet. Beispiel: 1.5 dB

Kapitel 1

Motivation

Über ein einzelnes Glasfaserkabel können heute Datenraten von 1000 Gbit/s und mehr übertragen werden; auch stark gerichtete optische Freiraumsysteme, z. B. zur Verbindung von Satelliten oder zur Vernetzung von Gebäuden untereinander eingesetzt, lassen Übertragungsgeschwindigkeiten von einigen Gbit/s zu. Aber welches Potential bietet das optische Medium zur drahtlosen, ungerichteten Indoor-Kommunikation?

Offensichtlich ist die Technologie optischer Sende- und Empfangsbaulemente weit fortgeschritten, zumindest wenn es sich um Komponenten für faseroptische Anwendungen handelt. Deren „Breitbandigkeit“ in Verbindung mit dem unreglementierten optischen Frequenzspektrum suggeriert deutliche Vorteile gegenüber der Mobilfunkübertragung — Funkfrequenzen sind ein bekanntermaßen knappes Gut.

Allerdings hat die optische Nachrichtenübertragung im Bereich drahtloser, lokaler Netzwerke z. Z. keine ernstzunehmende Bedeutung. „Massenhafte“ Verbreitung haben Infrarot-Schnittstellen nur in Fernbedienungen oder als IrDA-Module — bei letzteren vor allem aufgrund des sehr geringen Preises und nicht aus Gründen einer besonders hohen Funktionalität.

Das Argument der enormen Bandbreite, die das optische Medium bietet, ist die Motivation der wichtigsten internationalen Forschungsaktivitäten. Hervorzuheben sind vor allem die Arbeiten der Berkeley-University und der British-Telecom.

Auch in der vorliegenden Arbeit steht die ungerichtete Infrarot-Breitbandübertragung im Mittelpunkt. Einen ganz wesentlichen Teil nimmt die Vorstellung einer experimentellen 16-Mbit/s-Schnittstelle ein. Diese Schnittstelle wurde für ein „Inhome Digital Network“ — nachfolgend nur noch mit IHDN bezeichnet — konzipiert und aufgebaut. Das Entwicklungsziel bestand nicht ausschließlich in einer hohen Datenrate, sondern auch und vor allem im niedrigen Preis, den ein potentiell Produkt aufweisen soll: Er soll den einer Funklösung unterbieten.

Aufgrund des inkohärenten Übertragungsprinzips ist der notwendige Aufwand bzgl. der Signalverarbeitung bei Infrarot i. allg. deutlich geringer als bei Funk: Die sendeseitige LED oder Laserdiode beinhaltet die Funktionalität eines (Intensitäts-) Modulators und einer Antenne; die empfangsseitige Photodiode wirkt sowohl als Antenne als auch als Direktempfänger, sie impliziert noch dazu räumlichen Diversity-Empfang.

Die Parameter beider Komponenten bestimmen ganz wesentlich die Eigenschaften einer Verbindung. Dementsprechend nimmt die Technologie — besonders die des Empfängers — in der vorliegenden Arbeit einen breiten Raum ein. Es sind gerade technologische Fortschritte oder Maßnahmen, durch die eine höhere Datenrate, aber auch eine leistungseffizientere Übertragung möglich wird.

Die effiziente Unterdrückung von Störlicht stellt eine der größten technologischen Herausforderungen der optischen Indoor-Übertragung dar. Umgebungslicht, das zum Photostrom beiträgt, reduziert die Empfängerempfindlichkeit — bei einer hohen Datenrate fällt die Bilanz bzgl. der aufzubringenden Signalleistung deshalb u. U. sehr schlecht aus. Bezüglich der Störlichtunterdrückung wird ein neuer, vielversprechender Ansatz vorgestellt, der in seiner einfachsten Variante auch mit den Möglichkeiten, die die heutige Technik bietet, umgesetzt werden kann.

Als besonders hartnäckige Störquelle erweist sich die Sonne; deren spektrale Intensität ist im sichtbaren Teil der optischen Strahlung am größten. Bei erster Betrachtung scheint deshalb der nahe Infrarot-Bereich, in dem z. B. IrDA-Schnittstellen arbeiten, falsch oder zumindest ungünstig. Auch auf diesen Aspekt wird eingegangen — schließlich favorisiert(en) andere Forschergruppen alternative Wellenlängen.

Wichtige übertragungstechnische Fragen werden vor allem in den Kapiteln zur Modulation und zum Kanal diskutiert. Beispielsweise wird geklärt, welche Vorteile bzgl. der notwendigen Signalleistung durch Modulations- bzw. durch Codierverfahren im Grenzfall überhaupt zu erreichen sind, wenn von der praktisch besonders wichtigen Binärübertragung ausgegangen wird. Aktuelle faseroptische Übertragungssysteme profitieren in hohem Maße von der Anwendung des „Wellenlängenmultiplex“; aber führen ähnliche Maßnahmen auch bei drahtlosen optischen Verbindungen zu Vorteilen?

Die Betrachtungen zum Kanal ermöglichen eine Beurteilung der verschiedenen Übertragungskonzepte. Eine detaillierte Bewertung, durchgeführt anhand der Gütekriterien Sendeleistung oder mögliche Übertragungsrate, kann aus Gründen des Umfangs dieser Arbeit nicht für jede erdenkliche Sender-Empfänger-Konfiguration erfolgen. Notwendig waren die Untersuchungen aber in jedem Fall, um das richtige Übertragungskonzept für die IHDN-Schnittstelle zu abzuleiten.

Das folgende Kapitel dient dem Überblick. Es zeigt, daß die wesentlichen Unterschiede zwischen Funk- und optischer Übertragung vor allem eine Ursache haben: die Detektionscharakteristik der Photodiode.

Kapitel 2

Überblick und Stand der Technik

2.1 Vergleich von Funk- und Infrarotübertragung

Drahtlose Datenübertragung auf der Basis von Infrarot (IR) besitzt eine Reihe von Vorteilen gegenüber Funk: Ganz wesentlich ist die Verfügbarkeit eines nicht reglementierten Spektralbereichs mit enormer Bandbreite, der prinzipiell Breitbandverbindungen im GHz-Bereich ermöglicht. Mit der zunehmenden Zahl drahtloser Indoor-Applikationen bzw. dem Wunsch, leitungsgebundene Lösungen durch drahtlose zu ersetzen, ergibt sich ein ständig wachsender Bedarf an nutzbaren Frequenzen, der durch das optische Medium befriedigt werden kann. Dem kommt zugute, daß IR-Systeme gleicher Wellenlänge in benachbarten Räumen durch die räumliche Begrenzung der Strahlung interferenzfrei koexistieren können. Zudem kann IR auch in sensiblen Umgebungen eingesetzt werden, in denen sich die Verwendung von Funk verbietet oder mit Schwierigkeiten verbunden ist; Beispiele sind Krankenhäuser, Flugzeuge oder Produktionsumgebungen mit starken elektromagnetischen Störfeldern.

Im Gegensatz zu Funksystemen, die häufig Überlagerungsempfänger nutzen, setzt IR-Übertragung im Indoor-Bereich Direktempfang und damit Intensitätsmodulation des Lichts voraus¹. Mit diesem einfachen Übertragungsprinzip und der zunehmenden Verbreitung optischer Standardkomponenten wie Photo- und Laserdioden sind generell sehr kostengünstige Lösungen möglich.

Multipath-Fading (Fast Fading) des Trägersignals als ein wesentliches Problem der Funkübertragung tritt in IR-Systemen durch den im Vergleich zur Wellenlänge großen Detektor nicht auf; die Photodiode als Intensitätsdetektor realisiert implizit räumlichen Diversity-Empfang [1]. — Im allgemeinen verhindert aber schon die spektrale Charakteristik des Senders solche Feldstärkeinterferenzen. Ist die Kohärenzzeit des Senders klein gegenüber der Bitdauer, können sich reflektierte und gegebenenfalls direkte Signalkomponenten nur bezüglich der Intensität überlagern.

Den genannten Vorteilen stehen allerdings auch Nachteile gegenüber: Vordergründig ist neben der Gefahr der Abschattung die Sensibilität gegenüber Umgebungslicht. Das erste Problem kann durch redundante Lichtausbreitungspfade zwischen Sender und Empfänger auf Kosten der übertragbaren Bitrate reduziert werden. So ermöglichen diffuse IR-Systeme sehr robuste Verbindungen, weil aufgrund nichtspiegelnder Reflexionen des Signals an der Zimmerdecke, an Wänden oder an Einrichtungsgegenständen viele unabhängige Ausbreitungswege entstehen. Das zweite Pro-

¹Bei optischem Überlagerungsempfang wäre allein die Frequenzstabilisierung der Sende- und Lokallaser sehr aufwendig, selbst wenn Zwischenfrequenzen im GHz-Bereich akzeptiert würden. Das Hauptproblem bestünde allerdings in der konstruktiven Überlagerung des elektrischen Feldes reflektierter Signalkomponenten (unterschiedliche Polarisationszustände, Nullphasenwinkel) mit dem Feld des Lokallasers.

blem muß im Zusammenhang mit der aktuellen Detektortechnologie gesehen werden. Das optische Empfangsspektrum verfügbarer Detektoren ist derartig breit, daß der empfangene Umgebungslichtanteil bzw. der damit verbundene Photostrom mehrere Größenordnungen über dem des eigentlichen Signals liegen kann. Der Photostrom wird aufgrund der korpuskularen Natur des Lichts aber unweigerlich von Schrotrauschen begleitet, so daß die Empfindlichkeit des optischen Empfängers i. allg. weit unter der eines Funkempfängers zurückbleibt. Deshalb benötigen zumindest ungerichtete IR-Systeme bei ökonomisch vertretbaren Empfängerflächen vergleichsweise hohe Sendeleistungen bzw. unterstützen nur geringe Reichweiten.

Auch der oben genannte Vorteil der räumlichen Begrenzung erweist sich dann als Nachteil, wenn große Versorgungsbereiche bei geringen Bandbreiteforderungen abzudecken sind (z. B. schnurlose Telefonie). Hier müßte, im Unterschied zum Funk, jeder Raum mit einem eigenen Netzzugriffspunkt versehen werden.

An dieser Stelle muß auch das Problem der Modulationsverzerrung durch Mehrwegedispersion erwähnt werden. Während bei stark gerichteten optischen Freiraumsystemen die erreichbare Übertragungsbandbreite allein durch die elektronischen Komponenten bestimmt wird, verursacht bei ungerichteten Varianten die zeitliche „Verschmierung“ des Empfangssignals infolge der schon erwähnten Reflexionen eine Bandbreitebegrenzung. Um hohe Datenraten ($> 10 \dots 20$ Mbit/s) zu erreichen, müssen bei solchen Systemen entweder aufwendigere optische Sende- bzw. Empfangskomponenten eingesetzt oder zusätzliche Signalverarbeitungsalgorithmen implementiert werden.

2.2 IR-Kanal

2.2.1 Modellierung

Im vorigen Abschnitt wurde bereits angesprochen, daß kohärente optische Übertragung als Basis von Indoor-Systemen unzweckmäßig ist. Die Überlagerung der optischen Signalkomponenten erfolgt aufgrund der zeitlich und räumlich eingeschränkten Kohärenz (im Normalfall) bezüglich der Lichtintensität bzw. -leistung. Unter diesen Voraussetzungen kann die Wellennatur des Lichts vernachlässigt und der optische Kanal als lineares, zeitinvariantes System hinsichtlich der Momentanleistung $p(t)$ aufgefaßt werden. Im Sinne der Systemtheorie wird $p(t)$ als Amplitude behandelt, entsprechend folgt für die spektrale Amplitudendichte $P(f)$ des Signals $p(t)$ durch Fouriertransformation

$$P(f) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t)e^{-j2\pi ft} dt . \quad (2.1)$$

Im physikalischen Sinne ist $P(0)$ allerdings die optische Energie des Vorgangs $p(t)$. Mit den transformierten $P_{tx}(f)$ und $P_{rx}(f)$ des Sendesignals $p_{tx}(t)$ bzw. des Empfangssignals $p_{rx}(t)$ wird der optische Kanal durch die Übertragungsfunktion

$$H_{ch}(f) = \frac{P_{rx}(f)}{P_{tx}(f)} \quad (2.2)$$

bzw. dessen Impulsantwort $h_{ch}(t)$ beschrieben, wobei für $H_{ch}(0)$ im gesamten weiteren Text die Notation

$$H_0 = H_{ch}(0) \quad (2.3)$$

verwendet werden soll. H_0 entspricht dem Verhältnis der mittleren optischen Signalleistungen

$$P_{rx} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T p_{rx}(t) dt \quad \text{und} \quad P_{tx} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T p_{tx}(t) dt \quad (2.4)$$

am Empfänger und Sender. Die Kanaldämpfung a_0 ist demnach durch $a_0 = -10 \lg(H_0)$ dB gegeben.

Es ist leicht möglich, dieses Modell der optischen Übertragungsstrecke um das der Photodiode als optisch-elektrischer Wandler zu ergänzen. Die Photodiode konvertiert die empfangene Strahlungsleistung des Signals nicht wie eine Funkantenne in eine proportionale elektrische Signalleistung, sondern in einen proportionalen Signalstrom — negative Signalamplituden sind damit unmöglich. Demnach liegt Direktempfang vor; zudem ist die elektrische Signalleistung proportional zum Quadrat der optischen Leistung. Für den Photostrom gilt unter Vernachlässigung des dynamischen Verhaltens der Diode die Beziehung

$$i_{rx}(t) = R \cdot p_{rx}(t) = R \cdot p_{tx}(t) * h_{ch}(t), \quad (2.5)$$

wobei der Proportionalitätsfaktor R als spektrale Diodenempfindlichkeit bezeichnet wird. Er hängt u. a. von der Betriebswellenlänge ab.

Der Signalstrom $i_{rx}(t)$ ist infolge der Teilchennatur des Lichts in jedem Fall von einem Schrot-rauschstrom $i_{noise}(t)$ überlagert. Die Leistungsdichte von $i_{noise}(t)$ wird jedoch i. allg. nur zu einem Bruchteil vom Signalstrom selbst bestimmt. Hauptursache ist vielmehr ein durch zusätzlich detektiertes Umgebungslicht hervorgerufener Strom I_{bg} , der häufig mehrere Größenordnungen stärker ausfällt als der des Signals. (Zur Vereinfachung wird I_{bg} als Gleichstrom angesehen, was praktisch zumindest bei natürlichem Umgebungslicht gegeben ist.)

Unter der Bedingung $I_{bg} \gg i_{rx}(t)$ ist der Schrot-rauschstrom $i_{noise}(t)$ signalunabhängig; seine spektrale Leistungsdichte (zweiseitig) ist konstant

$$N(f) = N_0 = qI_{bg} \quad (q: \text{Elementarladung}) \quad , \quad (2.6)$$

wobei anzumerken bleibt, daß $i_{noise}(t)$ aufgrund der großen Anzahl der Elementarereignisse, die zum Photostrom beitragen, in präziser Weise als normalverteilt modelliert werden kann.

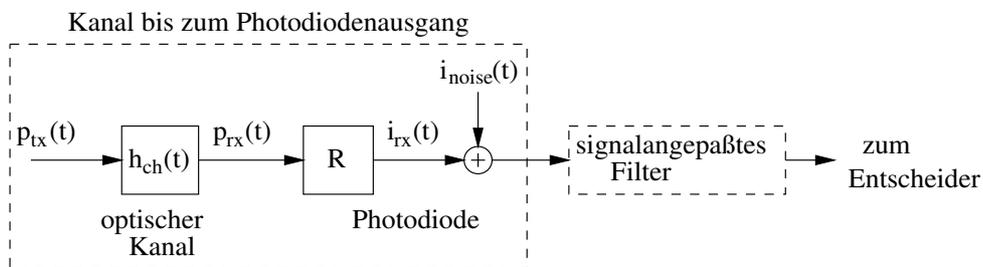


Abbildung 2.1: Modell der IR-Überstrecke, ergänzt durch ein signalangepaßtes Filter: Das dynamische Verhalten der Photodiode wird zunächst vernachlässigt. Der Photostrom $i_{rx}(t)$ wird durch additives, normalverteiltes Rauschen $i_{noise}(t)$ gestört. Es ist zu beachten, daß die Impulsantwort $h_{ch}(t)$ des optischen Kanals auch an die winkelabhängige Ausstrahlcharakteristik des Senders sowie an die winkelabhängige Empfangscharakteristik des Detektors gebunden ist; $h_{ch}(t)$ wird also durch Sender- und Empfängerparameter mitbestimmt.

2.2.2 Besonderheiten durch Intensitätsmodulation und Direktempfang

Durch den quadratischen Zusammenhang zwischen der elektrischen und der optischen Signalleistung am Empfänger wird auch das Signal-zu-Störleistungsverhältnis (SNR) am Entscheider vom Quadrat der optischen Signalleistung bestimmt. Dadurch ergeben sich im Vergleich zum Funk andere Zusammenhänge zwischen Sendeleistung, Reichweite und Bitrate.

Um den grundsätzlichen Einfluß von Intensitätsmodulation und Direktempfang auf das SNR zu berücksichtigen, wird das dynamische Verhalten der Übertragungstrecke zunächst vernachlässigt. Neben der Impulsantwort der Photodiode sei demnach auch die des optischen Kanals durch einen gewichteten Diracstoß gegeben. Es gilt also

$$H_{ch}(f) = H_0 \quad \text{bzw.} \quad h_{ch}(t) = H_0 \delta(t) \quad . \quad (2.7)$$

Schließt sich, wie in Abb. 2.1 dargestellt, an den Photodiodenausgang ein signalangepaßtes Filter an, dessen Bandbreite bei gegebenem Modulationsverfahren und gegebener Signalform proportional mit der Bitrate R_b wächst, so führt die Rauschkomponente $i_{noise}(t)$ des Photostroms am Ausgang des angepaßten Filters zu einer Rauschvarianz proportional zu R_b . Für das Verhältnis ϱ aus Signalleistung und Störleistung gilt demnach bei gegebenem Modulationsverfahren und gegebener Signalform die Beziehung

$$\varrho = k \frac{(RP_{rx})^2}{I_{bg}R_b} = k \frac{(H_0RP_{tx})^2}{I_{bg}R_b} \quad k : \text{Konstante.} \quad (2.8)$$

Ausdruck (2.8) verdeutlicht bemerkenswerte Eigenheiten der IR-Übertragung. So entspricht eine Variation der Leistung des optischen Nutzsignals um 3 dB einer Variation des SNR am Entscheider um 6 dB. Erhöht sich die Kanaldämpfung a_0 infolge einer größeren Übertragungsdistanz um den Betrag Δa_0 , so reduziert sich das SNR demnach um $2\Delta a_0$ (in dB). Soll allerdings für ein konstantes SNR ein um Δa_0 erhöhter Pfadverlust durch Variation der Sendeleistung ausgeglichen werden, gilt der gleiche Zusammenhang wie bei linearen Empfängern, nämlich $\Delta P_{tx}[\text{dB}] = \Delta a_0$.

Interessant ist auch der Zusammenhang zwischen der Datenrate und optischer Nutzsignalleistung. Bei Erhöhung der Bitrate um eine Oktave wächst die benötigte Signalleistung nur um 1.5 dB, so daß die zur Übertragung eines Bits erforderliche optische Energie um 1.5 dB sinkt, solange keine Quanteneffekte zu berücksichtigen sind. Die Energieeffizienz als Reziprokwert der benötigten optischen Energie je Bit nimmt theoretisch also mit steigender Bitrate zu! In der Praxis stehen einer beliebigen Erhöhung der Datenrate zur Senkung des Energiebedarfs allerdings Bandbreitebegrenzungen, quadratisches Verstärkerrauschen und eine eingeschränkte Sendeleistung entgegen.

Zur Veranschaulichung werden in Abb. 2.2 die relativen Abhängigkeiten einiger Parameter bei idealer LOS-Übertragung (LOS: Line-of-Sight) dargestellt und mit denen einer Funkverbindung verglichen.

2.3 Systemkonzepte

IR-Verbindungen können sowohl über direkte Lichtausbreitungspfade als auch über indirekte realisiert werden. Indirekte Verbindungen werden hauptsächlich durch Reflexionen an Wänden oder der Zimmerdecke ermöglicht. Dabei wird die Eigenschaft vieler Umgebungsmaterialien ausgenutzt, IR-Strahlung unabhängig vom Einfallswinkel diffus zu reflektieren. Indirekte Signalkomponenten werden immer dann detektiert, wenn sich deren Reflexionsgebiete innerhalb des Empfänger-FOV (FOV: Field-of-View) befinden.

Ein weiteres wichtiges Unterscheidungsmerkmal von IR-Konfigurationen ist die Richtcharakteristik des Senders bzw. des Empfängers. Die winkelabhängige Abstrahlcharakteristik und der FOV sind — neben dem praktischen Gesichtspunkt, ob eine Ausrichtung notwendig ist oder nicht — entscheidende Parameter für den Pfadverlust einer Verbindung oder deren Anfälligkeit gegenüber Mehrwegeausbreitung. Ein großer Akzeptanzwinkel des Empfängers führt außerdem zu einem hohen Anteil an detektiertem Hintergrundlicht und der Gefahr, direkter Sonnenausstrahlung ausgesetzt zu sein.

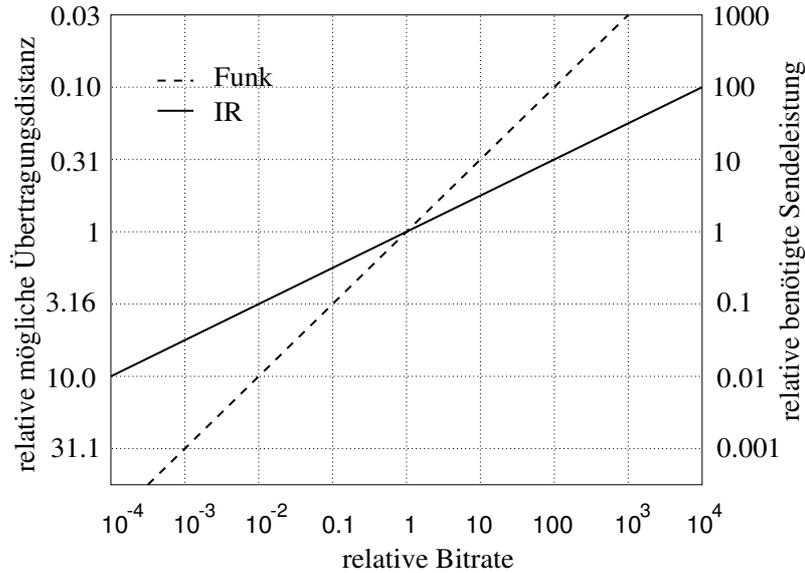


Abbildung 2.2: Vergleich von Funk- und Infrarot-Übertragung: Dargestellt sind die relativen Abhängigkeiten der optischen Sendesignalleistung und der Übertragungsdistanz von der Bitrate. Hinsichtlich der Reichweite wurde von LOS-Verbindungen ausgegangen, so daß die Empfangsleistung mit dem Quadrat der Entfernung sinkt.

Aktuelle Systemvorschläge setzen aufgrund der Probleme ungerichteter Verbindungen häufig auf segmentierte Sender oder Empfänger, die eine Vielzahl gerichteter Subkanäle aufbauen. Sie profitieren dabei von der prinzipiellen Eigenschaft, daß sich Licht bzw. infrarote Strahlung mit Hilfe von Linsen verhältnismäßig einfach bündeln läßt. Durch die gezielte Auswahl einzelner Kanäle bzw. deren Wichtung können erhebliche Verbesserungen z. B. hinsichtlich des SNR erreicht werden. Bezahlt werden diese Verbesserungen allerdings oft durch deutlich komplexere und damit teurere optische bzw. optoelektronische Komponenten. Prinzipiell zielen die Entwicklungen damit in eine ähnliche Richtung wie Funk-Systeme mit intelligenten Antennen bzw. wie MIMO-Techniken (MIMO: Multiple Input Multiple Output).

Nachfolgend werden einige wichtige Systemvorschläge und Realisierungen vorgestellt.

2.3.1 Systeme mit gerichteten LOS-Verbindungen

Solche Punkt-zu-Punkt-Verbindungen profitieren von niedrigem Pfadverlust, geringer Mehrwegedispersion sowie einem kleinen Anteil an detektiertem Hintergrundlicht. Verbunden mit dem geringen Empfänger-FOV können außerdem effektive optische Konzentratoren eingesetzt werden, die sich bei gegebener Photodiodenfläche durch vergleichsweise große Wirkflächen auszeichnen². Beispielsweise wurde in einem Experiment von Eardley [2] eine Datenrate von 1 Gbit/s erreicht. Die Divergenz des 8-mW-Senders betrug nach einer Übertragungsdistanz von 40 m zwischen 0.5 und 2 m, der Empfänger-FOV maß $\pm 0.35^\circ$. Als optischer Konzentrador diente ein Teleobjektiv mit einem eingangsseitigen Durchmesser von 10 cm.

Interessant sind solche Verbindungen u. a. im Zugangsnetz zum Anschluß einzelner Gebäude an

²Ähnlich dem Richtgewinn einer Funkantenne äußert sich eine erhöhte Richtwirkung des optischen Empfängers in der Möglichkeit, die zur Strahlungsdetektion wirksame Fläche mit Hilfe einer Optik gegenüber der bloßen Photodiodenfläche zu erhöhen. Eine solche Optik wird i. allg. als „Konzentrator“ bezeichnet.

ein Festnetz oder im Indoor-Bereich zur Verbindung einzelner Basisstationen, wie von Acampora [3] vorgeschlagen.

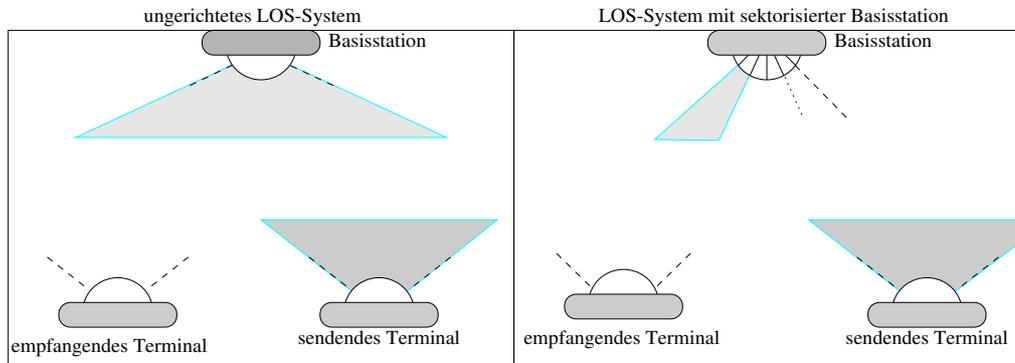


Abbildung 2.3: Systemkonzepte mit LOS-Verbindungen zwischen den Terminals: Das linke Bild zeigt eine Konfiguration mit ungerichteten Transceivern. Up- und Downlink können z. B. durch unterschiedliche Wellenlängen getrennt werden. Rechts ist ein System dargestellt, dessen Basisstation sektorisierte Send- und Empfangskomponenten besitzt.

2.3.2 Ungerichtete und zellulare LOS-Systeme

Abb. 2.3 links zeigt schematisch ein ungerichtetes LOS-System, bei dem Verbindungen drahtloser Terminals³ grundsätzlich über eine Basisstation aufgebaut werden. Im Fall von Multiplex-Übertragung steuert die Basisstation auch den Zugriff der drahtlosen Stationen auf den gemeinsamen Kanal.

Je nach Applikation muß die Basisstation einen bestimmten Raumbereich — im Idealfall eine wohldefinierte Zelle — abdecken. Das gleiche gilt für die Terminals, allerdings wird hier für ein gutes Leistungsbudget häufig eine höhere Richtwirkung der Transceiver (und damit ein mehr oder weniger aufwendiges Ausrichten) toleriert.

Die eben genannten Parameter bestimmen wesentlich die Übertragungseigenschaften eines solchen Systems und können stark variieren. Durch kleine Zellen läßt sich eine gute Leistungsbilanz bei geringer Mehrwegedispersion erreichen, allerdings muß dann u. U. eine Versorgung durch mehrere gekoppelte Basisstationen erfolgen. Ein solcher Vorschlag wurde durch Pakravan/Kavehrad [4] gemacht. Grundsätzlich bleibt zu bemerken, daß sowohl der Pfadverlust als auch die Anfälligkeit gegenüber Mehrwegedispersion geringer als bei diffusen Systemen ausfallen.

Als praktisches Beispiel sei wiederum ein Demonstrator der British-Telecom genannt, der den Downlink realisiert [5]. Dort können innerhalb einer 2.2 m x 2.2 m großen und durch einen holographischen Transmitter definierten Zelle 50 Mbit/s übertragen werden. Der (Halbwinkel-) FOV des Empfängers beträgt 10° , die Sendeleistung 40 mW.

2.3.3 LOS-Systeme mit sektorisierten Send-/Empfangskomponenten

Ein großer Empfänger-FOV oder ein breites Abstrahlverhalten kann auch durch mehrere gerichtete Einzelelemente mit unterschiedlicher Orientierung realisiert werden, siehe Abb. 2.3 rechts.

³Der Begriff „Terminal“ wird allgemein für drahtlose Geräte verwendet — unabhängig davon, ob diese portabel sind (Laptops, Handhelds etc.) oder nicht (Drucker, PC).

Wird der Empfänger der Basisstation beispielsweise sektorisiert aufgebaut, muß im Idealfall nur ein einzelnes Detektorelement für den Empfang des vom Terminal gesendeten Signals aktiviert werden. Da sich in diesem Fall einerseits der Umfang des detektierten Hintergrundlichts reduziert — das Einzelelement deckt ja einen entsprechend geringeren Winkelbereich ab — und andererseits der Einfluß der Mehrwegedispersion sinkt, können äußerst leistungseffiziente Verbindungen realisiert werden. Außerdem ist die Implementierung von räumlichem Vielfachzugriff (Space-Division Multiple Access, SDMA) möglich. Allerdings erhöht sich mit zunehmender Anzahl der Sektoren auch der technologische Aufwand.

Eine schon 1993 von Kavehrad [6] im Zusammenhang mit einem non-LOS-System vorgeschlagene Realisierungsmöglichkeit eines Empfängers mit sehr vielen Einzelelementen sieht die Kombination eines Objektivs mit einem Photodiodenarray, ähnlich einer CCD-Kamera, vor. Solche als „Imaging-Receiver“ bezeichneten Lösungen werden derzeit von der University of Berkeley [7, 8], der British-Telecom [9] und der Oxford-Universität [10] favorisiert.

Hinsichtlich des Kostenaspekts und der Einbaugröße sind Lösungen mit hohem Diversity-Gewinn sicher vorwiegend für Basisstationen interessant. Daß sich allerdings Varianten, bei denen die Basisstation für das „einfache“ Zustandekommen von Sichtverbindungen an der Decke installiert wird, tatsächlich etablieren werden, ist aus Sicht des Autors fraglich. In diesem Zusammenhang muß auch bedacht werden, daß aktuelle Entwicklungen im Mobilfunk durch die Anwendung hochwertiger Übertragungsverfahren, wie z. B. OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplex), oder durch die Implementierung adaptiver Antennen auch Datenraten bis zu 155 Mbit/s ermöglichen und hier — auf lange Sicht — eine Integration der Transceiver möglich ist. Als Beispiel sei ein Demonstrator im 5/24 GHz Bereich der Firma SONY genannt, der über eine Entfernung von 80 m eine Datenrate von 40 Mbit/s ermöglicht [11].

2.3.4 Diffuse Systeme

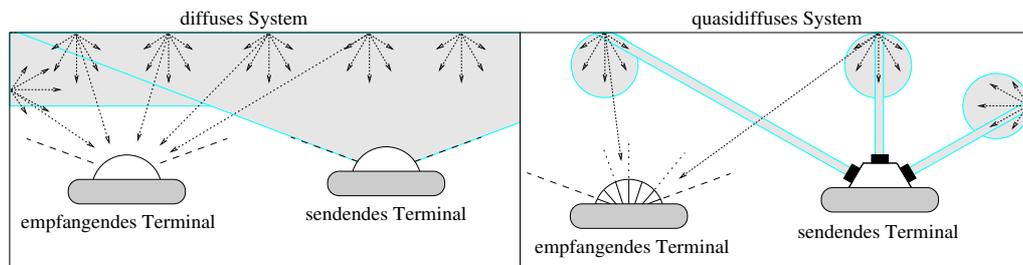


Abbildung 2.4: Non-LOS Systemkonzepte am Beispiel eines diffusen Systems (links) und eines quasidiffusen Systems mit sektorisierten Empfängern und sogenannten Multibeam-Sendern, die mehrere Reflexionsspotte erzeugen

Abb. 2.4 links zeigt ein diffuses IR-System. Durch die Vielzahl der aus unterschiedlichen Richtungen empfangenen Reflexionskomponenten erweisen sich solche Systeme als sehr robust gegenüber Abschattung⁴ und lassen — weitgehend unabhängig von den Einrichtungsbedingungen — eine freizügige Platzierung bzw. Orientierung der Transceiver zu. Außerdem sind ad-hoc-Verbindungen zwischen drahtlosen Endgeräten möglich.

⁴Dafür müssen allerdings genügend Systemreserven bestehen, d. h., ein gefordertes SNR muß auch beim Fehlen einzelner Empfangspfade erreicht werden.

Diese großen Vorteile werden durch einen hohen Pfadverlust und Anfälligkeit gegenüber Hintergrundlicht erkauft. Außerdem begrenzt Mehrwegedispersion ökonomische Lösungen derzeit auf etwa 10 Mbit/s. Zwar wurden experimentell auch 50 Mbit/s erreicht [12] — dabei betrug aber die Reichweite trotz der hohen optischen Sendeleistung von 475 mW nur 2.9 m.

Ein besonders hoher Pfadverlust tritt dann auf, wenn der Sender eine Lambert'sche Abstrahlcharakteristik besitzt. In diesem Fall ist die Strahldichte des reflektierten Signals über der gesamten Deckenfläche sehr inhomogen⁵. Dadurch sinkt die Empfangsleistung u. U. mit der vierten Potenz des horizontalen Sender-Empfänger-Abstands. Verbesserungen hinsichtlich der Dämpfung bzw. Reichweite lassen sich konsequenterweise dann erreichen, wenn durch den Sender innerhalb des Empfänger-FOV eine konstante Strahldichte — oder allgemeiner — eine konstante Signalleistung erzeugt werden kann. Durch Tavares [13] wird deshalb vorgeschlagen, anstatt eines Senderbauelements mit breiter Abstrahlcharakteristik mehrere unterschiedlich orientierte Emittoren mit schlanker Charakteristik zu verwenden. Kavehrad [14, 15] propagiert, solche „Multibeam-Transmitter“ mit Hilfe holographischer Diffusoren zu realisieren. Bei der in [15] vorgestellten Variante werden dabei an der Decke bis zu 100 kleine Reflexionspunkte, die auch als Spots bezeichnet werden, erzeugt, welche jeweils eine identische Leistung abstrahlen.

2.3.5 Quasidiffuse Systeme mit Multibeam-Sendern und sektorisierten Empfangskomponenten

Auch bei Übertragung ohne direkte Sichtverbindung lassen sich mit sektorisierten Empfängern Vorteile gegenüber Einzeldetektoren erzielen. Und zwar dann, wenn zur Signaldetektion nur wenige Einzelsektoren aktiviert werden müssen. In diesem Fall reduziert sich entsprechend dem kleineren Raumwinkelbereich, den die aktiven Sektoren abdecken, wieder der Anteil des empfangenen Störlichts; außerdem sinkt die Anfälligkeit gegenüber Mehrwegedispersion. Demnach muß ein Sender, der sinnvoll mit einem sektorisierten Empfänger kombiniert werden soll, einige wenige⁶ Reflexionsspots erzeugen, die sich (aus Sicht des Empfängers) durch entsprechend geringe Winkelausdehnungen auszeichnen. Im Idealfall muß für die Detektion eines dieser Spots nur ein einzelner Empfangssektor aktiviert werden⁷, vgl. Abb. 2.4. Jeder der Reflexionsspots — erzeugt durch einen Multibeam-Sender — kann demnach als passive Basisstation mit der Abstrahlcharakteristik eines idealen Lambertstrahlers aufgefaßt werden. Um eine ähnlich robuste Übertragung wie bei diffusen Verbindungen zu gewährleisten, müssen sich innerhalb des Empfänger-FOV allerdings mehrere Spots mit möglichst unabhängigen Übertragungswegen befinden, die auf unterschiedliche Empfangselemente abgebildet werden.

Als problematisch kann sich bei Spot-Diffusing-Konfigurationen die maximal zulässige Sendeleistung der Einzel-Beams erweisen; mit zunehmender Richtwirkung — also abnehmender Winkelausdehnung der Spots — sinkt die zulässige Sendeleistung deutlich, vgl. dazu auch Abb. A.3, Anhang A. Soll die Verbindung aber auch dann zustande kommen, wenn nur ein einzelner Spot empfangen wird, muß eine vergleichsweise große Sendeleistung zur „virtuellen Basisstation“ (in Form des Reflexionsspots) transportiert werden.

Erstmals erfolgte der Vorschlag eines Spot-Diffusing-Übertragungssystems von Yun/Kavehrad

⁵Die Zimmerdecke ist i. allg. der wichtigste diffuse Reflektor.

⁶mindestens einen

⁷Das Hintergrundlicht wird als isotrop angenommen, was bei (mehrfach) reflektierter, also indirekter Störstrahlung recht gut erfüllt ist. Trifft Störlicht mit geringer Winkelausdehnung den Empfänger — z. B. direktes Sonnenlicht —, führt auch die Kombination aus „normalen“ Sendern mit breiter Abstrahlcharakteristik und kaskadierten Empfängern zu Vorteilen hinsichtlich des SNR — schließlich können einzelne Empfangssektoren deaktiviert werden. Die Gewinne sind allerdings mit Multibeam-Sendern i. allg. ungleich höher.

1993 [6]. Als aktuelles Realisierungsbeispiel sei ein Prototyp genannt, der derzeit an der Berkeley-University aufgebaut wird [8]. Der Sender besteht aus 8 mit einer Elevation von 70° angeordneten, stark gebündelten Lasern, die insgesamt 600 mW optische Leistung emittieren. Für den Empfänger wird eine Kombination aus drei abbildenden Linsen und einem Photodiodenarray verwendet, siehe Abb. 2.5. Diese Anordnung erreicht bei einem eingangsseitigen Durchmesser von 30 mm und einem Photodiodenarray mit (beachtlichen) 23 mm Durchmesser einen FOV von annähernd 45° . Das Array besteht aus 37 Elementen, deren Ausgangssignale getrennt weiterverarbeitet werden. Es wird eine Datenrate von 100 Mbit/s erwartet. Die horizontale „Zielreichweite“ wird mit 4.5 m angegeben.

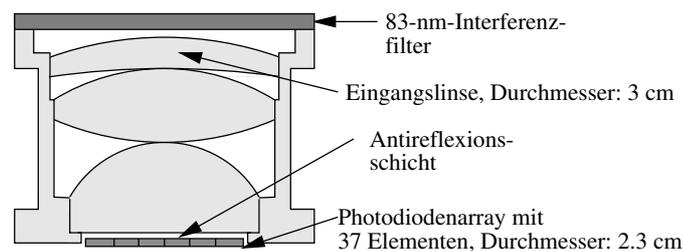


Abbildung 2.5: „Imaging Receiver“ der Berkeley University [8]: Die Photodioden haben hexagonale Flächen, um das Blickfeld des Empfängers möglichst effizient in einzelne Sektoren aufteilen zu können. Für den FOV werden 45° Halbwinkel angegeben. Die Darstellung ist nahezu im Verhältnis 1:1.

2.4 Infrarot-Standardisierungen

2.4.1 IrDA

Die Infrared Data Association (IrDA) wurde 1993 gegründet, um für die IR-Datenkommunikation einen offenen Standard zu etablieren. Dabei sollten Lösungen für einfache, gerichtete Punkt-zu-Punkt-Verbindungen zwischen Geräten wie Computern, Druckern oder LAN-Zugriffspunkten entwickelt und spezifiziert werden (LAN: Local Area Network).

IrDA-Produkte lassen derzeit Punkt-zu-Punkt-Verbindungen bei einer maximalen Datenrate von 4 Mbit/s zu. Im sogenannten IrPHY-Standard (IrPHY: Infrared Physical Layer [16]) sind für den Sender und Empfänger minimale Halbwertswinkel von 15° vorgeschrieben. Arbeiten zwei Transceiver im „Standard-Modus“, muß dabei eine minimale Übertragungsdistanz von 1 m erreicht werden, die sich im „Low Power-Modus“ auf 0.2 m reduziert. Als Modulationsverfahren ist für Datenraten kleiner 4 Mbit/s RZ-OOK (Return-to-Zero On-Off Keying) spezifiziert. Die Übertragung bei 4 Mbit/s basiert auf 4-PPM (Pulse-Position Modulation). Durch einen Vorschlag von IBM-Zürich wurde die Spezifikation kürzlich um einen 16 Mbit/s Modus erweitert. Obwohl die IrDA-Architektur prinzipiell auch Punkt-zu-Multipunkt-Verbindungen ermöglichen würde, wurde diese Eigenschaft nie im Link Access Protocol implementiert [17], so daß die Übertragung auf Punkt-zu-Punkt-Verbindungen beschränkt bleibt. Es existiert eine Reihe von Applikationsprotokollen, die beispielsweise den Zugriff auf LAN nach dem IEEE 802-Standard (IrLAN) oder den Austausch von Bildern zwischen digitalen Fotoapparaten, Druckern oder PCs (IrTRAN-P) ermöglichen.

2.4.2 Advanced Infrared

Der „Advanced Infrared Standard“ ist ein neuer Standard der IrDA, der die Funktionalität von IR-Schnittstellen auf ad-hoc-Kommunikation und größere Reichweiten erweitert. Die wesentlichen Beiträge bei der Schaffung dieses Standards lieferten die IBM-Forschungszentren in Zürich und in Toronto durch Arbeiten wie [18, 19].

Der Standard berücksichtigt durch eine variable Datenrate die stark schwankende Qualität des ungerichteten IR-Übertragungskanals (Anteil der Hintergrundlichts, aktuelle Kanalkonfiguration, Sender-Empfänger-Abstand). Die Datenrate kann in Binärschritten von maximal 4 Mbit/s auf minimal 250 kbit/s reduziert werden. Das entspricht bei LOS-Verbindungen einer möglichen Verdopplung der Übertragungsdistanz, siehe Abb. 2.2. So wird die nominale Reichweite für Transceiver der „Long Range Class“ auch mit 4 m im 4-Mbit/s-Modus und mit 8 m im 250-kbit/s-Modus angegeben, LOS-Verbindungen mit idealer Ausrichtung vorausgesetzt [20]. Da die Transceiver im Falle von implementierten „wide-angle ports“ jetzt auch Halbwertswinkel zwischen 60° und 75° aufweisen können, erlaubt der neuen Standard prinzipiell auch diffuse Verbindungen. Deren Reichweite ist allerdings nicht spezifiziert und wird deutlich geringer als die oben genannten LOS-Werte ausfallen.

Das MAC-Protokoll (MAC: Medium Access Control) basiert auf dem Austausch von RTS- und CTS-Mitteilungen (RTS: Request-to-Send, CTS: Clear-to-Send). Die Gefahr von Kollisionen, hervorgerufen durch verdeckte Terminals, soll durch möglichst symmetrische Übertragungskanäle zwischen den Transceiverpaaren reduziert werden. Für diese Funktionalität wird eine sogenannte „Transceiver-Parität“ gefordert. Dafür muß jeder Transceiver dasselbe Produkt aus emittierter Strahlstärke (Sender) und minimal benötigter Bestrahlstärke (Empfänger) aufweisen — und zwar winkelnunabhängig.

2.4.3 IEEE 802.11

Der Standard IEEE 802.11 für drahtlose WLAN (Wireless LAN) enthält drei unterschiedliche Physical-Layer-Spezifikationen, die einen gemeinsamen MAC-Layer nutzen. Der Physical-Layer für Infrarot-Übertragung wurde für diffuse Konfigurationen entwickelt [21]. Er unterstützt in Abhängigkeit des Modulationsverfahrens 16-PPM oder 4-PPM Datenraten von 1 Mbit/s bzw. 2 Mbit/s. Die optische Impulsleistung beträgt in beiden Fällen 2 W. Die Abstrahlcharakteristik ist für diffuse Übertragung optimiert und kann durch Arrays mit unterschiedlich orientierten LEDs erreicht werden.

Der MAC-Layer beruht auf CSMA/CA (Carrier-Sense Multiple Access with Collision Avoidance); die Reservierung des Kanals wird wiederum durch den Austausch von RTS und CTS-Mitteilungen bewirkt. Um eine Datenübertragung mit falscher Synchronisation zu vermeiden, ist der Header eines Zeitrahmens mit einem Feld zur Fehlererkennung (CRC-Feld, CRC: „Cyclic Redundancy Check“) versehen.

Kapitel 3

Modulationsverfahren

Im Indoor-Bereich setzt IR-Übertragung Intensitätsmodulation und Direktempfang voraus. Dem optischen Sendesignal wird die Information durch Variation der Momentanleistung aufgeprägt; negative Signalamplituden sind damit unmöglich. Aufgrund der schon im letzten Abschnitt angesprochenen Auswirkungen des Direktempfangs auf das Signal-Rausch-Verhältnis gelten auch für das Modulationsverfahren besondere Gegebenheiten.

In diesem Kapitel werden Varianten mit binärem¹ Sendesignal besonders ausführlich vorgestellt und hinsichtlich ihres Leistungs- und Bandbreitebedarfs analysiert. Das Sendesignal besteht dabei aus einer Folge von logischen „0“ und „1“-Impulsen mit den zugeordneten Leistungen Null und \hat{P}_{tx} , die aber nur im einfachsten Fall — dem von On-Off Keying (OOK) — mit den zu übertragenden Binärwerten der Quelle korrespondieren. Binäre Verfahren sind aufgrund der einfachen Realisierung von Sender und Empfänger sehr attraktiv. Die entsprechenden Gegebenheiten bei Mehrpegelübertragung oder solcher mit elektrischen Unterträgern werden beispielsweise in [22, 23, 24] detailliert dargestellt.

Wird Binärcodierung vorausgesetzt und angenommen, daß die maximale Zeichenfrequenz allein durch die Grenzfrequenz des Kanals — und nicht etwa durch die konkreten spektralen Eigenschaften des Modulationsverfahrens bzw. der Codierung — bestimmt wird, dann ist NRZ-OOK das Modulationsverfahren mit der höchsten Bandbreiteeffizienz. Andere Verfahren besitzen jedoch, bei erhöhtem Bandbreitebedarf, eine bessere Effizienz bezüglich der optischen Signalleistung.

In diesem Zusammenhang soll in Abschn. 3.4.1 die Frage beantwortet werden, welcher Gewinn hinsichtlich der Leistung durch Binärcodierung überhaupt erreicht werden kann — auf Kosten einer erhöhten Bandbreite. Danach werden die wichtigsten Modulationsverfahren vorgestellt, die ohne zusätzliche Kanalcodierung² tatsächlich einen Vorteil gegenüber OOK versprechen. Dazu zählen drei Varianten der Pulse-Position Modulation (PPM), die neben OOK potentielle Kandidaten für das IHDN-System sind.

Die bisherigen Aussagen bezogen sich auf einen einzelnen IR-Kanal, über den die Verbindung realisiert wird. In Abschn. 3.5 soll geklärt werden, ob die Nutzung verschiedener Trägerwellenlängen, wie sie bei faseroptischen Systemen sehr verbreitet ist, Vorteile gegenüber Einträgervarianten in sich birgt. Abschließend wird auf das Problem der ratenadaptiven Übertragung eingegangen.

¹und notwendigerweise unipolarem

²im Sinne einer fehlerkorrigierenden oder fehlererkennenden Codierung

3.1 Anforderungen und Einordnung verschiedener Verfahren

Zunächst sollen die wesentlichen Anforderungen diskutiert werden:

- Leistungs- bzw. Energiebedarf: Durch die quadratische Detektionscharakteristik der Photodiode sind besonders Basisbandverfahren mit niedriger Impulsdichte geeignet.
Elektrische Unterträger müssen mit einem zusätzlichen redundanten Gleichanteil versehen werden, damit die Bedingung $p_{tx}(t) \geq 0$ erfüllt wird. So muß die mittlere optische Signalleistung bei „Single-Subcarrier Modulation“ mit QPSK (Quadriphase-Shift Keying) gegenüber OOK um ca. 1.5 dB erhöht werden [22]. Da Laserdioden erst ab einem bestimmten Schwellstrom effizient arbeiten, sind in diesem Fall sogar noch höhere Verluste in Kauf zu nehmen.
Besonders ineffizient sind sogenannte „Multiple-Subcarrier Modulations“, die N Unterträger nutzen ($N > 1$). Da jedem einzelnen Unterträger nur $1/N$ -tel der gesamten optischen Leistung zur Verfügung steht und es sich beim Detektor um eine quadratische Variante handelt, resultiert gegenüber einer Einträgervariante ein zusätzlicher Verlust von $5 \lg N$; identische Verfahren zur Modulation der bzw. des Unterträgers vorausgesetzt.
- Bandbreitebedarf: Bandbreitebegrenzungen treten sowohl durch Mehrwegedispersion als auch durch die Sende- und Empfangsbauelemente auf. Eine Reduzierung des Bedarfs gegenüber OOK ist durch Mehrpegelübertragung, durch mehrstufige Unterträgermodulationen (z. B. L-ary QAM, Quadrature-Amplitude Modulation) oder durch die Verwendung verschiedener optischer Trägerwellenlängen (bzw. Kanäle) möglich. In Bezug auf die Multiple-Subcarrier-Verfahren muß beachtet werden, daß zwar Intersymbolinterferenzen mit zunehmender Anzahl von Unterträgern reduziert werden können, die Unterträger selbst aber mit steigender Frequenz gedämpft werden [22, 25]. Anders ausgedrückt: Der benötigte Gesamtbandbreitebedarf bleibt bei Ausführungen mit mehreren Unterträgern gegenüber solchen mit nur einem einzelnen Unterträger gleich, wenn der oder die Unterträger mit identischen Verfahren moduliert werden.
- Berücksichtigung von Hochpaßfilterung bzw. Hochpaßcharakteristik: Leuchtstoffröhren, insbesondere aber Energiesparlampen, führen zu additiven Störungen im Photodiodenstrom, die bis in den Bereich einiger 100 kHz reichen und entsprechend unterdrückt werden müssen. Auch der Gleichstrom, der durch das Hintergrundlicht erzeugt wird, muß durch Wechselspannungskopplung der Diode an den Verstärker beseitigt werden³. Modulationsverfahren wie PPM besitzen bei Soft-Decision vorteilhafterweise eine inhärente Hochpaßcharakteristik. Unproblematisch sind auch Unterträgerverfahren.
- Implementierungsaufwand: Da bei Mehrpegel- oder Unterträgerverfahren höhere Anforderungen an die Linearität von Sender- und Empfänger gestellt werden, sind Varianten mit binärem Sendesignal zu favorisieren. Auch die Ansteuerung einer Laserdiode oder LED gestaltet sich für binäre Signale deutlich einfacher. Bzgl. der Linearität ist bei nicht-binären Verfahren insbesondere die mögliche Amplitudenbegrenzung am Verstärkerausgang des Empfängers kritisch, die bei — zum Zwecke eines niedrigen Rauschbeitrags — groß dimensionierten Lastwiderständen und hohen Eingangspegeln eintreten kann.
- Eignung für Vielfachzugriff (Multiple Access): Verfahren mit mehreren Unterträgern lassen sich leicht mit dem Kanalzugriff kombinieren. Der Wegfall der zeitlichen Synchronisation

³sonst ist mit einer Sättigung des Verstärkers zu rechnen

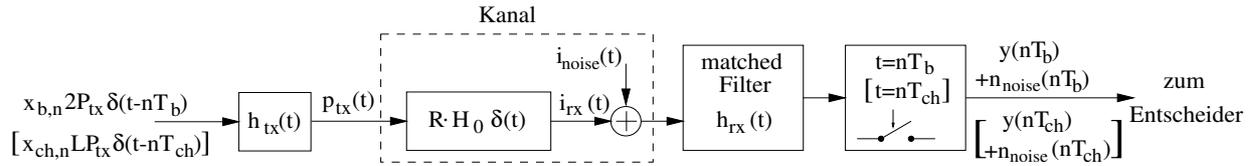


Abbildung 3.1: Modell der Strecke zwischen Nachrichtenquelle und Senke für NRZ-OOK und L-PPM (Ausdrücke in eckigen Klammern): Definitionsgemäß treten keine Intersymbolinterferenzen auf.

bei Verzicht auf TDMA (Time-Division Multiple Access) wird bei „Subcarrier Multiple Access“ (SCMA) durch eine dann notwendige Frequenzsynchronisation erkauft. Durch den in Abschn. 2.2.2 angesprochenen „Energiespareffekt“ bei Erhöhung der Datenrate ist aber z. B. ein OOK-TDMA System erheblich energieeffizienter als ein vergleichbares QPSK-System mit N -Unterträgern⁴. Außerdem müßten die Kanäle bei „reinem“ SCMA auch während evtl. Sendepausen aufrechterhalten werden, was wenig effizient ist.

Aus der faseroptischen Übertragung ist bekannt, daß sich PPM recht gut mit CDMA (Code-Division Multiple Access) kombinieren läßt. Zwar wurde durch Elmighani [26] eine Adaption auf die drahtlose Übertragung vorgeschlagen, aus Sicht des Autors ist CDMA für die drahtlose optische Übertragung aber generell wenig attraktiv. Einerseits steht einer Nutzung das Near-Far-Problem entgegen, das im Zusammenhang mit dem eingeschränkten Regelungsbereich der Ausgangsleistung optischer Sendebauelemente gesehen werden muß und im zitierten Artikel ignoriert wird. Andererseits ist die spektrale Spreizung zumindest bei ungerichteter IR-Übertragung durch den Tiefpaßcharakter des optischen Kanals problematisch; und Fast-Fading, eine der größten Herausforderungen im Funk, gilt es bei inkohärenter optischer Übertragung ohnehin nicht zu „bekämpfen“.

3.2 Modalitäten

Für die nachfolgenden Analysen wichtiger binärer (unipolarer) Modulationsverfahren sollen zunächst die gleichen Randbedingungen wie in Abschn. 2.2.2 gelten:

- Die Übertragung erfolgt bei einer Nettobitrate R_b und ist kontinuierlich.
- Es treten keine Intersymbolinterferenzen (ISI) auf.
- Das Empfangssignal wird durch additives, weißes Rauschen mit Gauß'scher Amplitudenverteilung gestört.

Der Kanal wird demnach durch die Parameter H_0 , R und N_0 beschrieben. Abb. 3.1 zeigt die verwendeten Symbole anhand von OOK und der später behandelten PPM-Variante L-PPM.

Die Gegenüberstellung der verschiedenen Verfahren erfolgt im wesentlichen nach der Methodik von Barry [22]; Vergleichsparameter sind die erforderliche mittlere optische Sendesignalleistung P_{req} und die benötigte Bandbreite B_{req} . OOK dient als Referenz, wobei die entsprechenden Bezugsgrößen mit P_{ook} und B_{ook} bezeichnet werden. Obwohl OOK und L-PPM auch in [22] vorgestellt werden, ist eine ausführliche Behandlung u. a. für das Verständnis der für die Konzeption des IHDN-Systems durchgeführten numerischen Analysen unumgänglich.

⁴Hier wird im einfachsten Fall jeder Station ein einzelner Unterträger zugeordnet.

Allgemein werden die Sendesignale durch den Ausdruck

$$p_{tx}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_{ch,n} \hat{P}_{tx} h_{tx}(t - nT_{ch}) \quad \text{mit} \quad x_{ch,n} \in \{0, 1\} \quad (3.1)$$

dargestellt, wobei zu berücksichtigen ist, daß die Binärwerte $x_{ch,n}$ nur im Fall uncodierter OOK-Übertragung mit den Binärwerten $x_{b,n}$ der Quelle übereinstimmen; das gleiche gilt für den Zusammenhang zwischen dem zeitlichen Raster T_{ch} der Binärzeichen und dem Bitintervall $T_b = 1/R_b$. \hat{P}_{tx} ist die Impulsleistung des Senders. Als Trägersignale sollen Rechteckimpulse der Breite T_{imp} , $T_{imp} \leq T_{ch}$ dienen

$$h_{tx}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_{imp}} - \frac{1}{2}\right) \quad \text{mit} \quad \text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } |t| \leq 1/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} . \quad (3.2)$$

Entsprechend Abb. 3.1 wird das Sendesignal in der Modellvorstellung erzeugt, indem ein Pulsformfilter, dessen Stoßantwort durch (3.2) gegeben ist, mit der Stoßfolge $x_{ch,n} \hat{P}_{tx} \delta(t - nT_{ch})$ angeregt wird. Beim Empfangsfilter soll es sich in diesem Abschnitt um ein bzgl. der sendeseitigen Rechteckimpulse angepaßtes Filter mit der Stoßantwort

$$h_{rx}(t) = \frac{1}{T_{imp}} \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_{imp}} - \frac{1}{2}\right) \quad (3.3)$$

handeln. Die benötigte Bandbreite B_{req} eines Verfahrens wird über die Einzelimpulsbreite T_{imp} definiert

$$B_{req} = \frac{1}{T_{imp}} \quad \text{mit} \quad T_{imp} \leq T_{ch} . \quad (3.4)$$

Im vorliegenden Fall ist B_{req} also äquivalent mit der zweiseitigen Rauschbandbreite des Empfangsfilters. Außerdem entspricht B_{req} für $T_{imp} = T_{ch}$ der Binärzeichenfrequenz (wobei synonym auch der Begriff „Rasterfrequenz“ benutzt wird).

Der Wert für die benötigte Signalleistung P_{req} wird für jedes Verfahren durch die geforderte Bitfehlerwahrscheinlichkeit festgelegt.

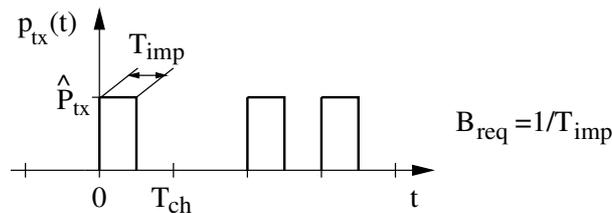


Abbildung 3.2: Zur Definition der Impulsleistung \hat{P}_{tx} , der Impulsbreite T_{imp} und des Binärzeichenintervalls T_{ch}

3.3 Referenzverfahren NRZ On-Off Keying

OOK ist ein grundlegendes und einfach zu implementierendes binäres Modulationsverfahren. Bei NRZ-Format entsprechen die Impulsbreite und die Rasterung der Binärzeichen dem Bitintervall T_b , folglich ist der Bandbreitebedarf

$$B_{req} = B_{ook} = R_b \quad \text{mit} \quad T_{imp} = T_{ch} = T_b = 1/R_b . \quad (3.5)$$

Im vorliegenden Fall stimmen die Binärwerte $x_{ch,n}$ in (3.1) mit den zu übertragenden Binärwerten $x_{b,n}$ der Quelle überein; es gilt: $x_{ch,n} = x_{b,n} \forall n$. Die Impulsleistung des Senders beträgt $\hat{P}_{tx} = 2P_{tx}$. Mit dem signalangepaßten Filter nach (3.3) ergibt sich am Entscheider zu den Abtastzeitpunkten $t = (n+1)T_b$ ein Amplitudenhub y_{max} von $R\hat{P}_{rx} = 2RP_{rx}$ und somit ein SNR von

$$\varrho = \frac{(y_{max}/2)^2}{\sigma_{noise}^2} = \frac{(R\hat{P}_{rx}/2)^2}{B_{req}N_0} = \frac{(RP_{rx})^2}{R_bN_0}. \quad (3.6)$$

Der Term σ_{noise} ist gemäß Abb. 3.1 der Effektivwert der Rauschstörung $n_{noise}(t)$ am Ausgang des signalangepaßten Filters, also der gefilterten Rauschkomponente des Photostroms. Die minimal notwendige optische Signalleistung am Empfänger $P_{rx,req}$ ist an die geforderte Bitfehlerwahrscheinlichkeit $p_{e,req}$ bzw. das notwendige SNR

$$\varrho_{req} = 2[\operatorname{erfc}^{-1}(2p_{e,req})]^2 \quad (3.7)$$

gebunden. Für $P_{rx,req}$ folgt

$$P_{rx,req} = P_{rx,ook} = \frac{\sqrt{\varrho_{req}R_bN_0}}{R}. \quad (3.8)$$

Der Ausdruck $\operatorname{erfc}^{-1}(\cdot)$ ist die inverse komplementäre Fehlerfunktion.

3.4 Leistungseffiziente binäre Verfahren

3.4.1 Kanalkapazität und minimale Leistung beim NRZ-Format

Ein linearer Kanal der Grenzfrequenz f_g (idealer Tiefpaß) mit additiven Störungen durch weißes, normalverteiltes Rauschen am Kanaleingang, besitzt bei einer mittleren Signalleistung⁵ S eine Kanalkapazität von $C^* = f_g \operatorname{ld}[1 + S/(2f_gN_0)]$. Bei inkohärenter optischer Übertragung ist diese grundlegende Formel Shannon's nicht anwendbar; denn einerseits setzt ein mittlerer Transinformationsgehalt von $0.5 \operatorname{ld}[1 + S/(2f_gN_0)]$ Bit pro Zeichenintervall bei einer Signalleistung S ein mittelwertfreies Signal mit Gauß'scher Amplitudenverteilungsdichte voraus, das über den Intensitätskanal nicht übertragen werden kann. Andererseits ist die Zeichenfrequenz $2f_g$ an $\operatorname{si}(\cdot)$ -Funktionen als Trägersignal gebunden. Auch deren Übertragung ist ohne zusätzlichen Amplitudenoffset nicht möglich.

In diesem Abschnitt sollen keine Untersuchungen zur Kanalkapazität des optischen Intensitätskanals im Sinne eines Grenzwertes bei optimierter Signalform und -verteilungsdichte erfolgen. Vielmehr wird nach der Kanalkapazität gefragt, die sich im praktisch besonders wichtigen Fall eines binären Sendesignals ergibt, dessen maximale Zeichenfrequenz durch den Übertragungskanal begrenzt ist. Aus der Kanalkapazität kann — bei gegebenen Werten für die Zeichenfrequenz, die Nettobitrate und die Bitfehlerwahrscheinlichkeit $p_{e,req}$ — der theoretische untere Grenzwert der benötigten Signalleistung P_{req} relativ zur benötigten Leistung bei uncodierter OOK-Übertragung berechnet werden. Variationsparameter ist dabei wie in den folgenden Teilabschnitten die Binärzeichenfrequenz bzw. der Bandbreitebedarf nach der Codierung.

Für die Analysen wird mit $T_{imp} = T_{ch}$ vom NRZ-Format ausgegangen. Außerdem wird angenommen, daß die maximale Binärzeichenfrequenz $B_{req} = 1/T_{ch}$ allein vom Kanal und nicht auch durch die spektrale Charakteristik der Codierung bestimmt wird. Die relative Häufigkeit der logischen „1“-Impulse sei durch p_1 , $0 < p_1 < 1$, gegeben.

⁵Für die signaltheoretische Leistung wird hier zur Abgrenzung von der optischen Leistung P absichtlich das Symbol S verwendet.

Bei einem Binärsignal ist der mittlere Transinformationsgehalt $H(x; y)$ pro Raster T_{ch} der Zeichenfolge auf ein Bit begrenzt. Dieser Wert wird für $p_1 = 0.5$ bei störungsfreier Übertragung erreicht. Wird das Sendesignal allerdings durch additives Rauschen gestört, ist der Gehalt niedriger. Allgemein ist $H(x; y)$ durch den Ausdruck

$$H(x; y) = H(y) - H(y/x) \quad (3.9)$$

gegeben. Für die Ausgangsentropie $H(y)$ gilt in Abhängigkeit der Verteilungsdichte

$$p(y) = \frac{1 - p_1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{noise}} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_{noise}^2}\right) + \frac{p_1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{noise}} \exp\left(-\frac{(y - RP_{rx}/p_1)^2}{2\sigma_{noise}^2}\right)$$

des gestörten (und abgetasteten) Signals y am Entscheider⁶ definitionsgemäß

$$H(y) = \int_{-\infty}^{\infty} p(y) \text{ld}[p(y)] dy ,$$

wobei $\sigma_{noise}^2 = B_{req}N_0$ für die Rauschvarianz steht. Mit dieser Rauschvarianz korrespondiert nach [27] eine Irrelevanz $H(y/x)$ von

$$H(y/x) = 0.5 \text{ld}(2\pi e \sigma_{noise}^2) .$$

Die obere Kurve in Abb. 3.3 zeigt den mittleren Transinformationsgehalt $H(x; y)$ je Impulsintervall für $B_{req} = R_b$ und $P_{rx} = P_{rx,ook}$ als Funktion der Impulsdichte p_1 . Für $p_1 = 0.5$ erreicht $H(x; y)$ (nahezu) 1 Bit. Wird die Impulsdichte beibehalten, die Binärzeichenfrequenz aber verdoppelt, genügt eine mittlere optische Leistung von $P_{rx} = P_{rx,ook}/4.2$ für einen mittleren Transinformationsgehalt von etwa 0.5 Bit pro Impulsintervall, also 1 Bit pro Bitintervall. Gemäß der Darstellung kann die mittlere optische Leistung bzw. die im Mittel zur Übertragung eines Bits aufzubringende Energie bei verdoppelter Binärzeichenfrequenz aber sogar um den Faktor 8.3 gegenüber den Werten bei uncodierter OOK-Übertragung gesenkt werden, wenn die Impulsdichte entsprechend einer maximalen Transinformation optimiert wird.

Allgemein entspricht die Kanalkapazität C^* bei unipolarer Binärübertragung dem Produkt aus der Binärzeichenfrequenz B_{req} und dem Extremwert des mittleren Transinformationsgehalts $\max_{p_1} \{H(x; y)\}$

$$C^* = B_{req} \max_{p_1} \{H(x; y)\} = B_{req} \left[\max_{p_1} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} p(y) \text{ld}[p(y)] dy \right\} - \frac{1}{2} \cdot \text{ld}(2\pi e \sigma_{noise}^2) \right] . \quad (3.10)$$

In Analogie zu (3.7) muß der Kanal bei gegebener Nettobitrate R_b und Bitfehlerwahrscheinlichkeit $p_{e,req}$ mindestens eine Kapazität von

$$C_{req}^* = R_b [1 + p_{e,req} \text{ld}(p_{e,req}) + (1 - p_{e,req}) \text{ld}(1 - p_{e,req})] \quad (3.11)$$

aufweisen, wobei für praktisch interessierende Fehlerwahrscheinlichkeiten $C_{req}^* \approx R_b$ angesetzt werden kann. Aus dieser Näherung resultiert auch die im obigen Beispiel für $B_{req} = 2R_b$ verwendete Beziehung $H_{req}(x; y) \approx R_b/B_{req}$ für den notwendigen mittleren Transinformationsgehalt pro Impulsintervall.

⁶Zur Vereinfachung der Schreibweise wird hier für das gestörte und abgetastete Signal die Bezeichnung y verwendet. Gemäß Abb. 3.1 steht y für den Ausdruck $y(nT_{ch}) + n_{noise}(nT_{ch})$.

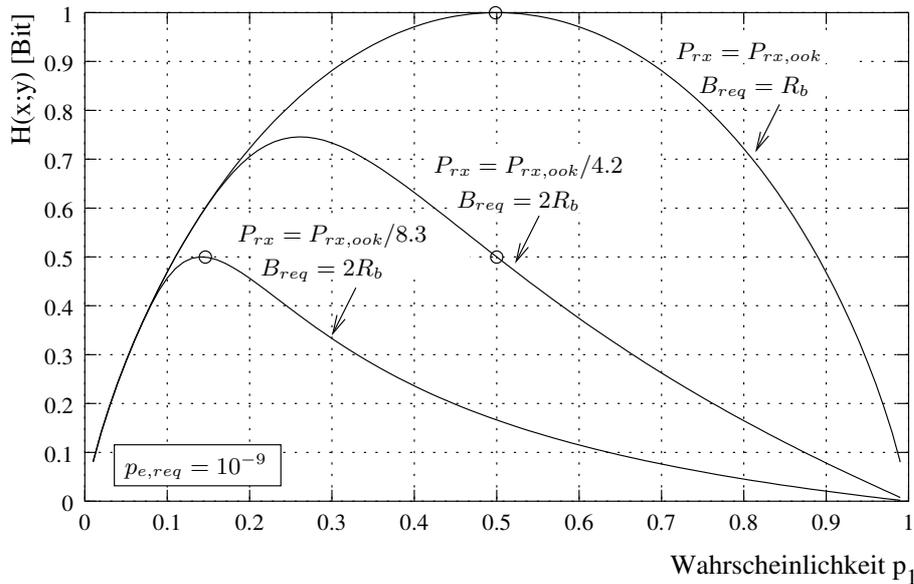


Abbildung 3.3: Mittlerer Transinformationsgehalt je Impulsintervall: Die obere Kurve entspricht der Transinformation, die sich mit OOK erreichen läßt. Die unteren beiden Kurven stellen die Verhältnisse bei verdoppelter Binärzeichenfrequenz dar. Die zusätzlichen kleinen Kreise symbolisieren diejenigen Wahrscheinlichkeiten, bei denen eine mittlere Transinformation von etwa 1 Bit pro Bitintervall erreicht wird.

Wie bereits erwähnt, sollen die informationstheoretischen Betrachtungen dieses Abschnitts der Evaluierung des möglichen Gewinns bzgl. der optischen Leistung dienen, der durch optimale Binärcodierung auf Kosten einer erhöhten Bandbreite (theoretisch) erreicht werden kann. Da eine analytische Umstellung von (3.9) nach P_{rx} recht aufwendig ist, wurde die erforderliche Signalleistung numerisch ermittelt. Dazu wurde P_{rx} solange variiert, bis der Extremwert $\max_{p_1} \{H(x; y)\}$ tatsächlich den geforderten Wert $H_{req}(x, y) \approx R_b/B_{req}$ erreicht. Die Ergebnisse sind relativ zu den Gegebenheiten bei uncodierter OOK-Übertragung in Abb. 3.6 für den Bandbreite-Variationsbereich $B_{req} = R_b \dots 4R_b$ dargestellt. Bei Verdopplung der Binärzeichenfrequenz läßt sich in Übereinstimmung mit Abb. 3.3 ein Gewinn von maximal 9.2 dB (Faktor 8.3) erreichen, bei Vervielfachung beträgt der Gewinn 11.8 dB.

An dieser Stelle soll noch ein besonderes Phänomen angesprochen werden, das seine Analogie in der (lt. dem hier verwendeten Modell) unbegrenzt möglichen Energiereduzierung durch Erhöhung der Datenrate findet. Im Gegensatz zu linearen Kanälen, bei denen der mögliche Gewinn mit zunehmender Bandbreitespreizung einen Grenzwert erreicht, wächst der Gewinn beim vorliegenden quadratischen Kanal mit B_{req}/R_b unbeschränkt. Dieser Sachverhalt läßt sich leicht anhand der Gegebenheiten bei Anwendung des RZ-Formats nachvollziehen.

3.4.2 Gewinn durch das RZ-Format

Wird die Impulsbreite bei konstanter mittlerer optischer Signalleistung von ursprünglich T_{imp} auf γT_{imp} (γ : Tastverhältnis, $0 < \gamma \leq 1$) reduziert, wächst die optische Impulsleistung um den Faktor $1/\gamma$, die elektrische Nutzleistung also um den Faktor $1/\gamma^2$. Da sich bei signalangepaßter Filterung die Rauschbandbreite des Empfangsfilters um den Faktor $1/\gamma$ erhöht, ist das SNR ϱ_{rz} bei

Anwendung des RZ-Formats Faktor $1/\gamma$ größer als das bei Nutzung des NRZ-Formats

$$\varrho_{rz} = \varrho_{nrz} \frac{1}{\gamma}, \quad (3.12)$$

was einem Gewinn von $-5 \lg \gamma$ dB bezüglich der optischen Signalleistung entspricht. Die Verkürzung der Impulsbreite ist demnach eine einfache Möglichkeit zur Ausnutzung der quadratischen Detektorcharakteristik. Speziell für OOK gelten für ein konstantes elektrisches SNR die folgenden Zusammenhänge

$$P_{rx,req} = \sqrt{\gamma} \cdot P_{rx,ook} \quad \text{und} \quad B_{req} = \frac{1}{\gamma} \cdot R_b. \quad (3.13)$$

3.4.3 Pulse-Position Modulation

PPM ist ein schon in der faseroptischen oder in der Satellitenübertragung etabliertes mehrstufiges Modulationsverfahren (L -ary signaling), siehe z. B. [28]. Auch bei PPM wird die quadratische Detektionseigenschaft der Photodiode zur Reduzierung der mittleren Signalleistung genutzt, indem Pulse mit niedriger Impulsdichte, aber hoher Impulsleistung erzeugt werden. Die Information der Quelle wird bei PPM allerdings durch die Zeitlage eines oder mehrerer Impulse innerhalb eines Symbolintervalls bestimmt. Von der Fülle der Möglichkeiten der Codierung über eine Zeitlage werden hier nur L-PPM, Multipulse-PPM sowie Overlapping-PPM untersucht, die sich durch einen konstanten Durchsatz auszeichnen.

Grundsätzlich werden dabei im Mittel $N_{bin} = \text{ld}L$ ($L \in \mathcal{N}$, $L \geq 2$) aufeinanderfolgende Binärwerte $x_{b,n}$ der Quelle zu einem neuen Zahlenwert m_k zusammengefaßt und durch ein bestimmtes von L möglichen Trägersignalen übertragen. Die Trägersignale bzw. Symbole unterscheiden sich durch die Position eines oder mehrerer Impulse innerhalb des Symbolintervalls $T_s = N_{bin}T_b$. Jedes Symbol ist in N_{ch} ($N_{ch} \in \mathcal{N}$, $N_{ch} \geq 2$) sogenannte Chips gleicher Länge $T_{ch} = T_s/N_{ch}$ unterteilt, an deren Positionen der oder die Impulse in Abhängigkeit von m_k angeordnet werden. Nachfolgend wird zur Vereinfachung grundsätzlich von NRZ-Pulsen ausgegangen, so daß $T_{imp} = T_{ch}$ gilt.

3.4.3.1 L-PPM

In diesem werden L orthogonale Trägersignale verwendet, die sich durch die Position eines einzelnen Impulses unterscheiden⁷. Da die Anzahl der verschiedenen Positionen N_{ch} dem Symbolumfang entspricht, folgt für die benötigte Bandbreite

$$B_{req} = \frac{1}{T_{ch}} = R_b \frac{L}{\text{ld}L} \quad \text{mit} \quad L = N_{ch}. \quad (3.14)$$

Die Binärwerte aus Gl. (3.1) sind für das k -te PPM-Symbol durch folgenden Ausdruck gegeben

$$x_{ch,n} = \begin{cases} 1 & \text{für } n = m_k + kL \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{mit} \quad m_k \in \{0 \dots L-1\}, \quad n = kL \dots (k+1)L-1;$$

für die Impulsleistung gilt $\hat{P}_{tx} = LP_{tx}$. Abbildung 3.4 a) zeigt das Sendesignal $p_{tx}(t)$ für 4-PPM. Bei signalangepaßter Filterung ergeben sich demnach zu den L Abtastzeitpunkten $t = kT_s +$

⁷2-PPM wird auch als Manchester-Coding bezeichnet.

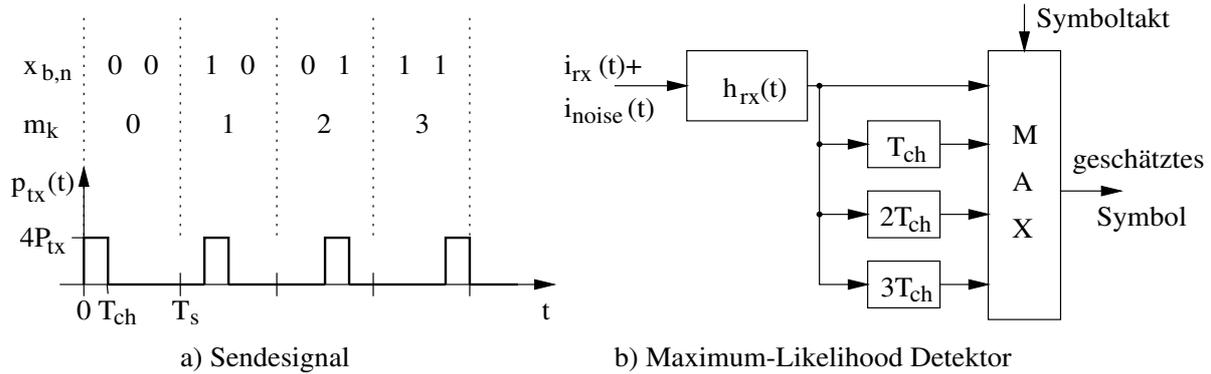


Abbildung 3.4: Prinzip der L-PPM Modulation am Beispiel von 4-PPM. Der Maximum-Likelihood Detektor realisiert prinzipiell L verschiedene und hinsichtlich der orthogonalen Symbole angepaßte Filter, deren Ausgangssignale im Symboltakt untereinander verglichen werden.

$T_{ch} \dots kT_s + LT_{ch}$ des k -ten Symbols am Entscheider die von additiven Störungen der Varianz $N_0 B_{req}$ überlagerten Signalamplituden RLP_{rx} oder 0. Das SNR wird hier äquivalent zu (3.6) als

$$\varrho_{ch} = \frac{(R\hat{P}_{rx}/2)^2}{B_{req}N_0} = \frac{(RP_{rx})^2}{R_b N_0} \cdot \frac{LdL}{4} \quad (3.15)$$

definiert, wobei der Index „ ch “ auf das SNR bzgl. der Chips hinweisen soll. Hinsichtlich der Bitfehlerwahrscheinlichkeit bzw. der erforderlichen Leistung muß zwischen Empfängern mit Soft-Decision (SD) und Hard-Decision (HD) unterschieden werden. Bei der ersten Variante handelt es sich um einen Maximum-Likelihood Detektor, der durch Amplitudenvergleich aller empfangenen Chips eines Symbols das Symbol mit der größten Wahrscheinlichkeit ermittelt. Demgegenüber wird bei HD mit Hilfe eines Komparators mit fester Entscheiderschwelle versucht, die Position des logischen „1“-Chips zu bestimmen.

Bei HD wird ein Symbol richtig detektiert, wenn alle L Binärentscheidungen fehlerfrei getroffen werden. Damit folgt bei einer Entscheiderschwelle von $LP_{rx}/2$ für die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit

$$\begin{aligned} p_{s,hd} &= 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\varrho_{ch}}{2}}\right)^L \\ &\approx L \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\varrho_{ch}}{2}}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Abb. 3.5 demonstriert die Güte der Näherungsbeziehung und zeigt, daß die Näherung für nicht zu geringe SNR und moderate L eine hohe Übereinstimmung mit der exakten Lösung besitzt. In jedem Fall ergibt sich eine zu pessimistische Schätzung der Symbolfehlerwahrscheinlichkeit.

Bei SD erfordert eine fehlerfreie Detektion des Symbols, daß der paarweise Vergleich der Empfangsamplitude des sendeseitigen „1“-Chips mit den $(L-1)$ übrigen Amplituden der „0“-Chips das richtige Ergebnis liefert. Mit $\sigma_{noise}^2 = B_{req}N_0$ lautet die Lösung dann

$$p_{s,sd} = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{noise}} \exp \left[-\frac{(y - R\hat{P}_{rx})^2}{2\sigma_{noise}^2} \right] \left[1 - \operatorname{erfc} \left(\frac{y}{\sqrt{2\sigma_{noise}^2}} \right) \right]^{L-1} dy$$

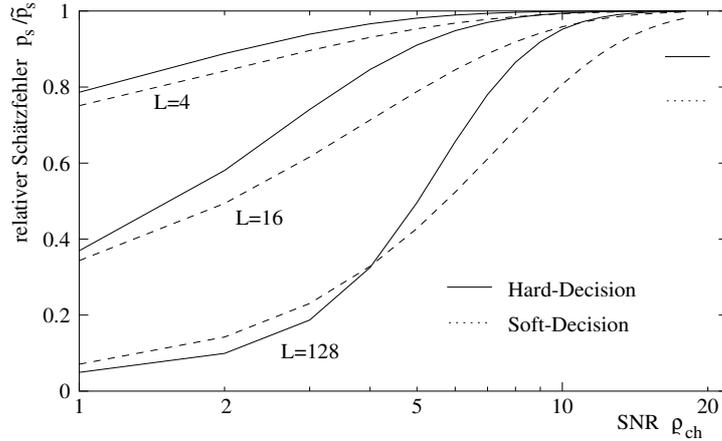


Abbildung 3.5: Relative Abweichung der exakten Symbolfehlerwahrscheinlichkeit p_s von Schätzwert \tilde{p}_s in (3.16) und (3.17). Durch den „Wasserfallverlauf“ der Fehlerfunktion $\text{erfc}(\cdot)$ kann bei gegebener (und nicht zu geringer) Symbolfehlerwahrscheinlichkeit der Schätzfehler hinsichtlich des SNR bzw. der Signalleistung vernachlässigt werden.

$$\approx (L-1) \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{R\hat{P}_{rx}}{\sqrt{4\sigma_{noise}^2}} \right) = (L-1) \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{2Q_{ch}}{2}}. \quad (3.17)$$

Die Näherung nach (3.17) ist einleuchtend, weil sich für jeden Vergleich der effektive Amplitudenhub, aber auch die Rauschvarianz gegenüber HD verdoppelt. Der Vergleich von (3.16) und (3.17) zeigt, daß SD einen ca. 1.5 dB niedrigeren optischen Leistungsbedarf als HD besitzt.

Die benötigte Leistung $P_{rx,req}$ läßt sich durch die Umstellung von (3.16) bzw. (3.17) nach P_{rx} sehr akkurat abschätzen, wobei der Zusammenhang zwischen der BER und der Symbolfehlerwahrscheinlichkeit durch die Beziehung

$$p_e = \frac{L}{2(L-1)} p_s \quad (3.18)$$

[29] gegeben ist.

Für den unmittelbaren Vergleich mit den Gegebenheiten bei OOK sind jedoch die folgenden Näherungen geeigneter

$$P_{rx,req,hd} \approx P_{rx,ook} \frac{2}{\sqrt{L} \text{ld} L} \quad \text{und} \quad P_{rx,req,sd} \approx P_{rx,ook} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{L} \text{ld} L}. \quad (3.19)$$

3.4.3.2 Multipulse PPM (MPPM)

Bei dieser verallgemeinerten Variante einer Zeitlagencodierung enthält jedes Symbol w logische „1“-Impulse, die auf die N_{ch} verschiedenen Chippositionen aufgeteilt werden. Zur Charakterisierung dient das Wertepaar (N_{ch}, w) . L-PPM ist demnach ein Spezialfall von MPPM für ein Codegewicht $w = 1$. Entspricht die Rechteckimpulsbreite wiederum T_{ch} , erhöht sich die Bandbreite bei Verwendung aller Symbole mit festem Codegewicht w gegenüber OOK auf

$$B_{req} = 1/T_{ch} = R_b \frac{N_{ch}}{\text{ld} L} \quad \text{mit} \quad L = \binom{N_{ch}}{w}, \quad 1 \leq w \leq N_{ch} - 1. \quad (3.20)$$

Mit dem modifizierten Chip-SNR von

$$\varrho_{ch} = \frac{(R\hat{P}_{rx}/2)^2}{B_{req}N_0} = \frac{(RP_{rx})^2}{R_bN_0} \cdot \frac{N_{ch} \text{ld}L}{4w^2} \quad (3.21)$$

ergeben sich in guter Näherung die Symbolfehlerwahrscheinlichkeiten

$$p_{s,hd} \approx N_{ch} \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\varrho_{ch}}{2}} \quad \text{und} \quad p_{s,sd} \approx w(N_{ch} - w) \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{2\varrho_{ch}}{2}}. \quad (3.22)$$

Im Fall von SD wurde in (3.22) berücksichtigt, daß für alle enthaltenen „1“-Chips jeweils $(N_{ch} - w)$ richtige Entscheidungen getroffen werden müssen.

Daraus resultieren im Vergleich zu OOK wieder grob die minimalen Leistungen

$$P_{rx,req,hd} \approx P_{rx,ook} \frac{2w}{\sqrt{N_{ch} \text{ld}L}} \quad \text{und} \quad P_{rx,req,sd} \approx P_{rx,ook} \frac{\sqrt{2}w}{\sqrt{N_{ch} \text{ld}L}}. \quad (3.23)$$

3.4.3.3 Overlapping PPM (OPPM)

Hier sind im Gegensatz zu MPPM nur direkt aufeinanderfolgende logische „1“-Chips erlaubt, so daß die effektiv resultierende Impulsbreite grundsätzlich wT_{imp} ist. Der Symbolumfang ist jetzt aber nur $L = N_{ch} + 1 - w$.

Die ursprüngliche Intention von OPPM war es, bei faseroptischer Übertragung auch für technologisch auf wT_{imp} begrenzte Laserimpulsbreiten⁸ Datenraten größer $1/(wT_{imp})$ zu realisieren. Technisch möglich wird das mit Hilfe von Verzögerungsleitungen und mehreren Modulatoren [30].

Für die Detektion muß das Signal jedoch im T_{ch} -Raster verarbeitet werden, so daß die Bandbreitendefinition

$$B_{req} = 1/T_{ch} = R_b \frac{N_{ch}}{\text{ld}L} \quad \text{mit} \quad L = N_{ch} + 1 - w \quad (3.24)$$

weiterhin berechtigt ist⁹.

Zur Maximum-Likelihood Detektion können jeweils w aufeinanderfolgende Empfangsamplituden addiert und im zeitlichen Raster T_{ch} verglichen werden. Das Empfangsfilter besitzt dann weiter die Bandbreite $1/T_{imp}$ und ist durch (3.3) gegeben. Die Verwendung eines Filters der Bandbreite $1/(wT_{imp})$, dessen Ausgang ebenfalls im T_{ch} -Raster verglichen wird, führt zu einem äquivalenten Ergebnis¹⁰. Hier ergibt sich allerdings bei HD keine minimale Symbolfehlerwahrscheinlichkeit, weil im Gegensatz zu SD die Korrelation der Rauschamplituden während $(w - 1)$ aufeinanderfolgender Chips nicht ausgenutzt wird.

Bei einer Filterbandbreite nach (3.24) ist das chipbezogene SNR formal wieder durch (3.21) gegeben. Für die Berechnung der mittleren Symbolfehlerwahrscheinlichkeit müssen die unterschiedlichen Hammingdistanzen der Symbole untereinander Berücksichtigung finden, so daß für $p_{s,sd}$ gilt

$$p_{s,sd} \approx \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \sum_{j=1, j \neq i}^L \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{k \frac{2\varrho_{ch}}{2}} \quad \text{mit} \quad k = \begin{cases} |i - j| & \text{für } |i - j| < w \\ w & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.25)$$

⁸Der limitierende Faktor ist hier die Bandbreite des Modulators, nicht die der Übertragungsstrecke oder des Empfängers.

⁹Häufig wird in der Literatur die Bandbreite fälschlich als $B_{req} = 1/(wT_{imp})$ angegeben. Letztlich wird das dynamische Verhalten aber durch die geforderte zeitliche Auflösung, also T_{ch} bestimmt. Als Beispiel seien die aufeinanderfolgenden (5,2)-OPPM-Symbole „00011“ und „01100“ genannt.

¹⁰allerdings nur, wenn es sich tatsächlich um ein Matched-Filter für Rechteckimpulse handelt.

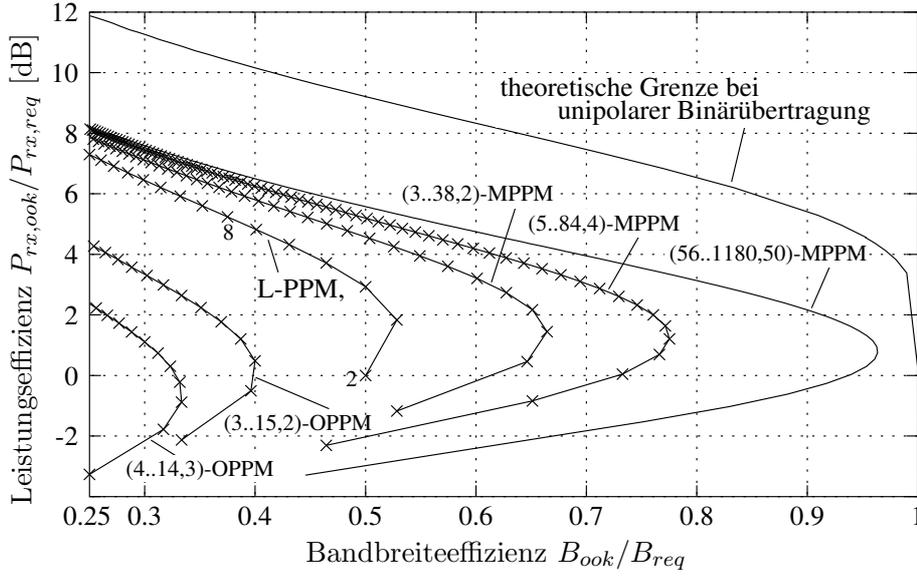


Abbildung 3.6: Bandbreite- und Leistungseffizienz von PPM bei Soft-Decision im Vergleich zu NRZ-OOK ($p_{e,req} \leq 10^{-9}$): Die Signalleistung von OOK, L-PPM oder MPPM kann durch Anwendung des RZ-Formats mit jeder Verdopplung der Bandbreite um 1.5 dB gesenkt werden. Die Klammerausdrücke haben folgende Syntax: $(N_{ch,min}..N_{ch,max}, w)$.

Bei hohen SNR genügt es allerdings, ausschließlich die Fälle mit $k = 1$ in die Summe einzubeziehen. Gl. (3.25) kann dann weiter zu

$$p_{s,sd} \approx \frac{2(L-1)}{L} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{2Q_{ch}}{2}}. \quad (3.26)$$

vereinfacht werden.

Die Annahme eines hohen SNR führt auch bei HD zu einem einfachen Ergebnis. Hier sind zwei Chipfehler innerhalb eines Symbols unwahrscheinlich. Bei nur einem Chipfehler ist die Decodierung (Entscheidung) dann nicht eindeutig, wenn ein äußerer Chip des „1“-Impulses oder ein unmittelbarer Nachbarchip falsch detektiert wird. Wird angenommen, daß ein Symbol in einem solchen Fall verworfen wird, ist die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit hier

$$p_{s,hd} \approx \left(\frac{2(L-1)}{L} + 2 \right) \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{Q_{ch}}{2}} \quad \text{für } w \geq 2. \quad (3.27)$$

Die benötigten Leistungen sind dann wieder etwa

$$P_{rx,req,hd} \approx P_{rx,ook} \frac{2w}{\sqrt{N_{ch}LdL}} \quad \text{und} \quad P_{rx,req,sd} \approx P_{rx,ook} \frac{\sqrt{2}w}{\sqrt{N_{ch}LdL}}. \quad (3.28)$$

3.4.4 Ergebnisse

Die bisherigen Untersuchungen können nur einordnender Natur sein. Wie in Abschn. 3.1 bemerkt, ist neben den Parametern Bandbreite- und Leistungsbedarf u. a. auch die Resistenz eines Verfahrens gegenüber Hochpaßfilterung wichtig. In diesem Zusammenhang sind bei PPM zwar die Symbollänge

(in Bit) oder das Leistungsdichtespektrum¹¹ ein Indiz, zufriedenstellend läßt sich dieser Aspekt — wie auch das konkrete Verhalten eines Verfahrens in tatsächlichen dispersiven IR-Kanälen — aber erst unter Einbeziehung des dynamischen Verhaltens der optischen Übertragungstrecke klären. Deshalb darf auch die bei optimaler unipolarer Binärcodierung theoretisch erreichbare Grenze nicht überbewertet werden.

Immerhin ermöglichen die bisherigen Analysen aber eine Abschätzung, welchen Leistungsge-
winn ein gegebenes Verfahren unter idealen Bedingungen überhaupt auf Kosten einer gegenüber
OOK erhöhten Bandbreite erreichen kann. Zur Veranschaulichung dient Abb. 3.6¹², in der ge-
genüber der Darstellung von Barry [22] auch OPPM, MPPM und sowie die theoretische Grenze
bei optimaler Binärcodierung aufgenommen wurden.

MPPM gewährleistet bei gegebenem Bandbreitebedarf im gesamten Bereich $B_{req} > R_b$ die
höchste Leistungseffizienz und erscheint deshalb als ein besonders attraktives Verfahren zur Redu-
zierung der Sendeleistung. Für $w \geq 4$ muß in einem weitem Bereich B_{req} etwa die 2.5-fache Leistung
gegenüber optimaler Codierung aufgebracht werden. Für größere Bandbreitendehnungen nähert sich
das Verhalten von „konventionellem“ L-PPM dem von MPPM. OPPM ist durch das schlechte
 L/N_{ch} -Verhältnis in dieser Darstellung wenig vorteilhaft. Tatsächlich bestätigen die nachfolgenden
Untersuchungen die hohe Anfälligkeit von OPPM gegenüber Mehrwegedispersion. Aufgrund relativ
seltener Symbolkonstellationen mit einer Hammingdistanz von zwei ist dieses Verfahren damit eher
im Zusammenhang mit trelliscodierter Modulation interessant.

Mit zunehmendem Gewicht w nähert sich die minimal benötigte Bandbreite von MPPM der
von OOK. Dabei sind auch für $B_{req}/R_b < 2$ deutliche Gewinne gegenüber uncodierter OOK-Über-
tragung möglich. Als Extrembeispiel ist MPPM für $w = 50$ dargestellt, das schon für $B_{req} \approx 1.22R_b$
einen Leistungsvorteil von 3 dB gegenüber OOK verspricht. Allerdings wird dieser Gewinn durch
eine Symbollänge von 152 Bit erkauft (siehe Abb. 3.7), was große Schwankungen des gleitenden Sig-
nalmittelwertes, das sogenannte „Transient Baseline Wander“, und damit eine schlechte Resistenz
gegenüber Hochpaßfilterung nach sich zieht.

Bei allen dargestellten PPM-Varianten existieren Bereiche, in denen die Energieeffizienz mit
steigendem Bandbreitebedarf sinkt. Verursacht wird dieser Effekt sowohl durch den geringen Sym-
bolumfang als auch durch die hohe Impulsdichte von PPM-Konfigurationen mit einer im Vergleich
Codegewicht w geringen Länge N_{ch} . I. allg. werden Bereiche mit diesem gegenläufigen Verhalten
von wenig Interesse sein, weil bei gegebenem Bandbreitebedarf das Optimum bzgl. der Energieeffi-
zienz bei größeren Symbolängen liegt. Hohe praktische Bedeutung hat als Ausnahmefall allerdings
2-PPM (Manchester-Codierung) erlangt. Dieses Verfahren zeichnet sich durch eine hohe Resistenz
gegenüber Hochpaßfilterung aus. Ein 2-PPM-SD-Detektor unterdrückt zudem in hervorragender
Weise niederfrequente Störungen.

In jedem Fall kann Entscheidung für oder gegen ein Verfahren aber erst bei Berücksichtigung
weiterer Faktoren wie der Datenrate in Verbindung mit der Kanalimpulsantwort getroffen werden.
Unter Umständen ist auch die Impulsleistung eines Senders begrenzt. — Diese steigt aber bei
allen PPM-Varianten etwa mit $\sqrt{B_{req}}$. (Die Berechnung ist durch die Multiplikation der mittleren
Leistung mit N_{ch}/w sehr einfach möglich.)

Abschließend soll noch kurz auf die Energieeffizienz eingegangen werden: Da die Energieeffi-
zienz eines Modulationsverfahrens direkt proportional zu dessen Leistungseffizienz ist, kann der
gegenüber OOK erreichbare Gewinn bzgl. der aufzubringenden optischen Energie unmittelbar aus

¹¹Die entsprechenden Ausdrücke für PPM finden sich in [31].

¹²In der Abbildung wurden die Leistungen mit Hilfe der $\operatorname{erfc}^{-1}(\cdot)$ -Funktion bestimmt, indem Gleichung (3.17),
(3.22) oder (3.25) entsprechend umgeformt wurden.

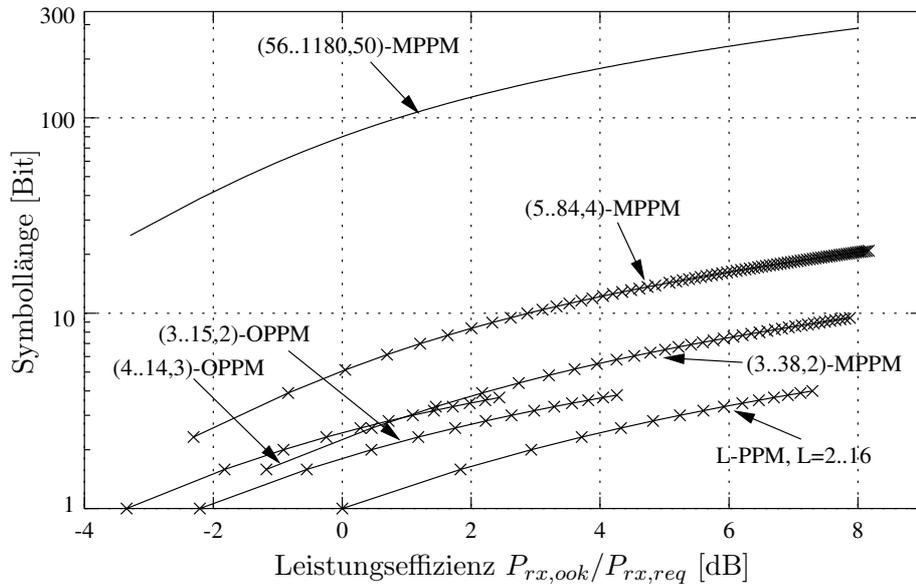


Abbildung 3.7: Symbollänge der PPM-Varianten aus Abb. 3.6: Die Symbollänge ist ein sehr gutes Indiz für die Hochpaß-Eigenschaften eines Verfahrens: Niederfrequente Störungen im Empfangssignal müssen bei HD durch einen Hochpaß unterdrückt werden. Dabei nimmt das Problem des „Transient Baseline Wander“ mit der Symbollänge zu. Ein SD-Detektor besitzt dagegen eine inhärente Hochpaßcharakteristik. Hier sinkt aber die Grenzfrequenz mit zunehmender Symbollänge, siehe dazu auch Abschn. 7.2.3.2.

Abb. 3.6 entnommen werden. So ist leicht nachvollziehbar, daß bei gegebenem Bandbreitebedarf die Energieersparnis durch Anwendung der Pulse-Position Modulation deutlich höher liegen kann, als der Gewinn bzgl. der Energie, der durch bloße Erhöhung der Datenrate erreicht wird (1.5 dB/Oktave, siehe Abschn. 2.2.2).

3.5 Mehrträgerverfahren für hohe Bandbreiteeffizienz

Die bisher besprochenen Verfahren lassen keine Bandbreitereduzierung gegenüber OOK zu. Häufig kann aber, verursacht durch das Tiefpaßverhalten der Übertragungsstrecke, selbst mit OOK und eventueller Kanalverzerrung eine gewünschte Bitrate nicht unterstützt werden.

Zu den Varianten, die eine höhere Bandbreiteeffizienz erreichen, gehören die Mehrpegelübertragung (L -stufige Pulse-Amplitude Modulation, PAM) oder Verfahren mit elektrischen Unterträgern. Durch den großen verfügbaren optischen Spektralbereich besteht aber eine offensichtliche Alternativlösung in der gleichzeitigen Nutzung verschiedener optischer Trägerwellenlängen. So kann weiterhin auf jeder verwendeten Wellenlänge mit unipolaren Signalen gearbeitet werden. Die Ergebnisse zur Mehrträgerproblematik, angepaßt auf die drahtlose optische Übertragung, wurden vom Autor in [25] vorgestellt.

Aufgrund des inkohärenten Übertragungsprinzips müssen zur Trennung von M Wellenlängen am Empfänger auch M Photodioden mit Bandpaßcharakteristik verwendet werden ($M \in \mathcal{N}$, $M \geq 1$). Zwar ist es prinzipiell möglich, mehrere Halbleiterdioden zu „stapeln“ (die Firma Hamamatsu bietet z. B. 2-Farben-Detektoren an), so daß die wirksame Fläche aller Dioden zusammengenommen genau der M -fachen Eintrittsfläche des Detektors entspricht, für den Vergleich mit „konventioneller“

Einträgerübertragung wird nachfolgend allerdings angenommen, daß die Gesamtdetektorfläche aller M Photodioden der eines Einträgersystems entspricht. Aufgrund des linearen Zusammenhangs zwischen Detektorfläche und empfangener optischer Leistung (siehe dazu auch Abschn. 5.1) soll danach für jeden Kanalübertragungsfaktor $H_{0,i}$ der $i = 1 \dots M$ Kanäle gelten

$$H_{0,i} = H_0/M \quad \text{bzw.} \quad (3.29)$$

$$N_{0,i} = N_0/M . \quad (3.30)$$

3.5.1 Wellenlängenmultiplex (WDM)

Zunächst lassen sich verschiedene optische Wellenlängen im Sinne von WDM (Wavelength-Division Multiplex) nutzen. Wird dabei vorausgesetzt, daß jeder der M Träger mit einem identischen Verfahren (z. B. OOK) moduliert wird, reduzieren sich die entsprechenden Subdatenraten jeweils auf R_b/M . Ist demnach B_{single} die benötigte Bandbreite für $M = 1$, folgt für M Träger

$$B_{req,i} = B_{single}/M . \quad (3.31)$$

Da weiterhin die Sendeleistung des einzelnen Kanals nur $P_{tx,i} = P_{tx}/M$ ist, ergibt sich mit (3.29) und (3.30) für das jeweilige SNR

$$\varrho_i \sim \frac{P_{rx,i}^2}{N_{0,i}B_{req,i}} = \frac{(P_{tx}/M)^2 H_0^2}{N_0 B_{single}} .$$

Damit erhöht sich die benötigte mittlere Gesamtsignalleistung am Sender $P_{tx,req}$ im Vergleich zur Nutzung nur eines Trägers — bezeichnet mit $P_{tx,single}$ — auf

$$P_{tx,req} = M P_{tx,single} ; \quad (3.32)$$

identische Gesamtdetektorflächen vorausgesetzt.

3.5.2 Wavelength-Shift Keying (WSK)

Ähnlich der Vorschrift bei L-PPM wird hier die Information von $\text{ld}M$ Datenbits durch M verschiedene Symbole übertragen, die sich durch ihre optische Frequenz unterscheiden. Bei einer Impulsbreite von $(1/R_b)\text{ld}M$ der Signale jedes Trägers reduziert sich die elektrische Bandbreite im Vergleich zu einem einzelnen, OOK modulierten Träger, auf

$$B_{req,i} = \frac{1}{\text{ld}M} R_b . \quad (3.33)$$

Da die Rauschprozesse der M Photodioden unkorreliert sind, folgt bei Anwendung eines Maximum-Likelihood-Detektors für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit

$$p_e \approx \frac{M}{2} \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{1}{2} \frac{(R P_{rx,i})^2}{2 N_{0,i} B_{req,i}}} = \frac{M}{2} \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{1}{2} \frac{\text{ld}M (R P_{tx} H_0)^2}{2 M N_0 R_b}}$$

und damit für die benötigte mittlere Signalleistung am Sender

$$P_{tx,req} = \sqrt{\frac{2M}{\text{ld}M}} \cdot P_{tx,ook} . \quad (3.34)$$

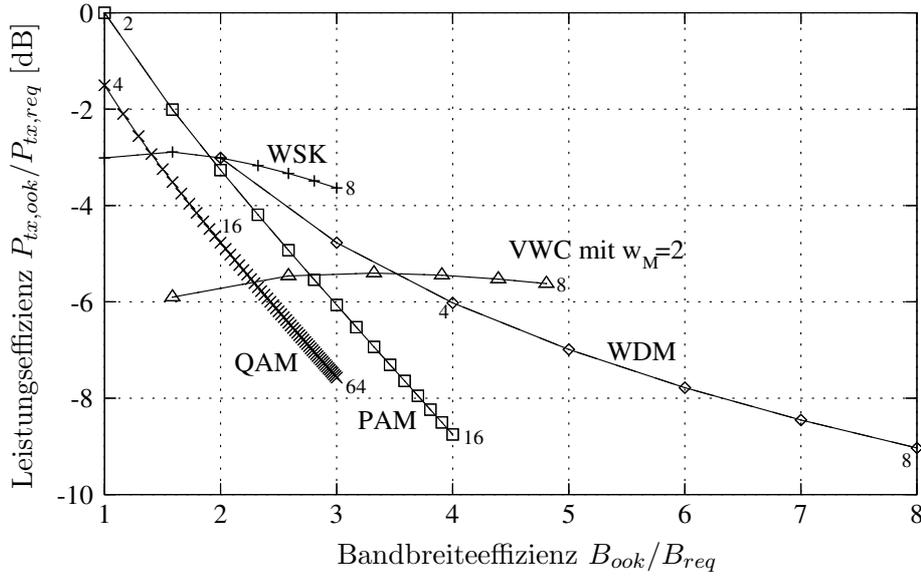


Abbildung 3.8: Bandbreite- und Leistungsbedarf von optischen Mehrträgerverfahren ($M \leq 8$) im Vergleich zu OOK bei nur einer Trägerwellenlänge: Jeder Träger bei M-WDM wurde als OOK moduliert angenommen. Die Beziehungen für QAM und PAM wurden aus [22] entnommen.

3.5.3 Verallgemeinerte Wellenlängencodierung (VWC)

Analog der Modifizierung und Verallgemeinerung von L-PPM zu Multipulse PPM kann auch WSK dahingehend erweitert werden, daß die verschiedenen Symbole nicht durch die Auswahl einer einzelnen Wellenlänge, sondern durch die Auswahl von w_M , $1 \leq w_M < M-1$, verschiedenen Wellenlängen gebildet werden. Durch den höheren Symbolumfang ist die benötigte elektrische Bandbreite jedes der M Träger jetzt durch den Ausdruck

$$B_{req,i} = \frac{1}{\text{ld} \left[\binom{M}{w_M} \right]} R_b \quad (3.35)$$

gegeben. Für die benötigte mittlere optische Signalleistung gilt nach Modifikation von (3.34)

$$P_{tx,req} = w \sqrt{\frac{2M}{\text{ld} \left[\binom{M}{w_M} \right]}} \cdot P_{tx,ook} \cdot \quad (3.36)$$

3.5.4 Ergebnisse und Einordnung

Da die Idee, verschiedene Wellenlängen zu nutzen, vor allem in einer gegenüber OOK reduzierten Bandbreite liegt, wurden in Abb. 3.8 neben den vorgestellten Mehrträgervarianten zusätzlich die wichtigsten „konventionellen“ Vertreter mit hoher Bandbreiteeffizienz — L-PAM und QAM — dargestellt. Auf die Berücksichtigung von Verfahren mit mehreren elektrischen Unterträgern wurde nach den Ausführungen in Abschn. 3.1 bewußt verzichtet. Das „Mehr“ an Bandbreite kann zur Steigerung des Durchsatzes, aber auch zur Kanalcodierung genutzt werden.

Unter der gegebenen Randbedingung einer im Vergleich zu Einträgerverfahren identischen Detektorfläche zeigen sowohl M-WSK als auch M-WDM — hier wurde von OOK-modulierten Trägern

ausgegangen — für $R_b/B_{req} > 2$ eine bessere Leistungseffizienz als PAM oder QAM. Naturgegeben erreicht WDM bei gegebener Trägerzahl die höchste Bandbreitereduzierung. Bei vierfacher Reduzierung des Bandbreitebedarfs beträgt der Leistungsunterschied gegenüber PAM zwar immerhin 3 dB, dennoch wird der Gewinn durch eine gegenüber einfacher OOK-Übertragung ($M=1$) vervierfachte Signalleistung erkauft. Die Ursache ist hier — wie bei „Multiple-Subcarrier“-Verfahren — die Aufteilung der Gesamtsendeleistung auf die einzelnen Träger. Ein besseres Verhalten hinsichtlich der benötigten Signalleistung erreicht M-WSK. Allerdings erfolgt in diesem Fall die Bandbreitereduzierung nur mit $\text{ld}M$. Die verallgemeinerte Wellenlängencodierung ordnet sich zwischen WSK und WDM ein. Im dargestellten Bereich mit bis zu 8 verschiedenen Trägerwellenlängen sind relevante Verbesserungen gegenüber WDM nur für $w_M = 2$ und $M \geq 6$ gegeben.

Weitaus besser wäre die Leistungseffizienz bei gegebenem Bandbreitebedarf, wenn es technologisch gelingen würde, die M (spektral schmalen) Detektoren zu stapeln. In diesem Fall würde sich die benötigte Leistung jedes Verfahrens um den Faktor \sqrt{M} reduzieren.

Leider gestaltet sich die praktische Umsetzung einer Mehrträgermodulation bei drahtlosen optischen Systemen selbst dann weitaus komplizierter als bei fasergebundenen, wenn die M Detektoren im Sinne eines Arrays nebeneinander angeordnet werden. Das größte Problem ist die Realisierung von Einzeldetektoren, die neben einer niedrigen spektralen Empfangsbreite auch über einen großen FOV verfügen. Diese Thematik wird im Abschn. 5.3 behandelt. Hinsichtlich der Umsetzung eines Mehrträgersystems kommt erschwerend hinzu, daß für die Generierung der verschiedenen Wellenlängen auch entsprechende Sendebaulemente existieren müssen. Der Wirkungsgrad des elektrisch/optischen Leistungsumsatzes, der bei drahtlosen Realisierungen i. allg. eine wesentlich höhere Bedeutung hat als bei faseroptischen, ist aber auch von der Wellenlänge bzw. vom Material des Emitters abhängig. Deshalb verschlechtert sich die Leistungseffizienz, bezogen auf die elektrische Verlustleistung, mit zunehmender Trägerzahl u. U. weit mehr, als Abb. 3.8 suggeriert.

Obwohl Mehrträgersysteme auch von anderer Seite (noch einmal) vorgeschlagen wurden [32], rechtfertigen die doch nur relativ geringen Gewinne gegenüber Einträgervarianten im Zusammenhang mit dem hohen Realisierungsaufwand nach Ansicht des Autors derzeit kaum eine weitere Inbetrachtung für kommerzielle Systeme. Außerdem kann das Problem einer begrenzten Kanalgrenzfrequenz als Folge von Mehrwegeausbreitung auch alternativ über verschiedene räumliche Kanäle gelöst werden kann. Ein realisierungsnaher Vorschlag dazu wurde vom Autor in [33] unterbreitet.

3.6 Ergänzung: Ratenadaptive Übertragung

Sowohl im Mobilfunk als auch im IR-Bereich unterliegt die „Qualität“ des Kanals starken Schwankungen. Häufig lassen sich deshalb bei hohen Bitraten und begrenzter Sendeleistung Parameter wie die maximale Bit- oder Paketfehlerwahrscheinlichkeit nicht einhalten. Statt die Verbindung in diesen Fällen völlig zu unterbrechen, kann durch adaptive Reduzierung der (Netto-) Datenrate auf die jeweiligen Bedingungen reagiert werden.

Besonders interessant sind dabei Lösungen, bei denen in Abhängigkeit der Kanaleigenschaften (genauer: des Empfänger-SNR) allein das Verhältnis aus Informations- und Kontrollbits geändert wird, Bruttobitrate (bzw. Impulsfrequenz) und Modulationsverfahren aber beibehalten werden¹³.

Die einfachste Variante einer solchen Codierung ist das „Repetition-Coding“ (RC), wie es z. B. im Advanced IrDA-Standard [20] vorgeschrieben ist. Dabei werden identische PPM-Symbole

¹³So bleiben beispielsweise spektrale Eigenschaften des Sendesignals erhalten. Zudem ändert sich auch das Verhältnis aus Impuls- und mittlerer optischer Leistung nicht.

mehrfach hintereinander übertragen. Mit jeder Halbierung der Datenrate kann so eine Degradation des SNR von 3 dB kompensiert werden. Das entspricht einem Gewinn von 1.5 dB bzgl. der optischen Leistung. Entsprechend Abb. 2.2 ermöglicht demnach eine 16-fache Reduzierung der Datenrate (im Advanced IrDA-Standard vorgeschriebener Maximalwert) bei LOS-Verbindungen eine verdoppelte Übertragungsdistanz.

Durch Diana/Kahn [34] wurde die Kombination von 4-PPM und 16-PPM mit punktierten Faltungscodes (HD-Decodierung) untersucht und mit den Ergebnissen bei RC verglichen. Bei Coderaten¹⁴ zwischen 1/2 und 1/5 erreichen danach Faltungscodes einen Vorteil von 1.5...2 dB (optisch) gegenüber RC. Eine gegebene Verschlechterung des SNR kann im Vergleich etwa mit der halben Ratenreduktion ausgeglichen werden.

In [35] wird die Kombination von RC und punktierten Faltungscodes vorgeschlagen. Bei sehr geringen SNR wird die „Hauptlast“ hier durch die Wiederholungscodierung getragen, bei höheren SNR durch den Faltungscode. Bei einer Coderate von 2/3 wird von einem 3-dB Gewinn bzgl. der optischen Leistung gegenüber uncodierter Übertragung berichtet, was sich recht gut mit den Darstellungen in [34] deckt. Ein solcher Gewinn wird mit RC erst bei vierfach reduzierter Datenrate erreicht.

Grundsätzlich bleibt zu bemerken, daß diese Untersuchungsergebnisse zumindest bei einfachen Systemen für die Anwendung des Repetition-Coding sprechen. Die relativ geringen Gewinne durch die anderen Verfahren können wieder mit der quadratischen Detektorcharakteristik begründet werden: Eine große Variation der Bitfehlerwahrscheinlichkeit entspricht einer — im Vergleich zu linearen Empfängern — nur kleinen Variation der optischen Signalleistung.

¹⁴Eine Coderate von x/y entspricht einer Reduzierung der Datenrate um den Faktor y/x .

Kapitel 4

Sender

Abb. 4.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Infrarotsenders. Im Mittelpunkt des Kapitels steht die eigentliche Strahlungsquelle, die als „Light-Emitting Diode“ (LED) oder Laserdiode (Laser: Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) realisiert werden kann. Zunächst werden grundlegende physikalische Aspekte geklärt; danach wird auf die Modellierung der Abstrahlcharakteristik und die Problematik holographischer Diffusoren eingegangen. Das Thema Augensicherheit wird im Anhang A berücksichtigt.

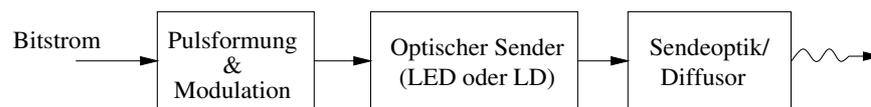


Abbildung 4.1: Schematischer Aufbau eines IR-Senders: Der Diffusor dient der „Aufweitung“ der Quelle — ursprünglich punktförmige Strahler erscheinen dem Betrachter durch die Zerstreuung des Lichts flächenhaft. So kann die Augensicherheit auch bei hohen optischen Sendeleistungen gewährleistet werden.

4.1 Strahlungsquellen

Als Strahlungsemitter stehen sowohl LED als auch Laserdioden zur Verfügung. LED beruhen auf der spontanen, strahlenden Ladungsträgerrekombination in flußgepolten Halbleiterübergängen. Je nach Bandlücke (Band-Band-Rekombination) oder Band-Störstellen-Abstand erfolgt eine wellenlängenselektive, aber spektral breite Emission. Als Material für die strahlungsempfindliche Zone kommen im nahen Infrarot-Bereich GaAs-Verbindungen in Betracht. Reines GaAs emittiert bei etwa 870 nm, GaAs mit Si-Störstellen (GaAs:Si) um 940 nm. Erwähnenswert ist der im Vergleich zu anderen LED-Materialien hohe externe Wirkungsgrad von GaAs:Si — nach [36] beträgt er 12-30%. Der Zusammenhang zwischen Diodenstrom I und optischer Sendeleistung P_{tx} ergibt sich in Abhängigkeit des externen Wirkungsgrades η_{ext} zu

$$P_{tx} = \eta_{ext} \frac{hc}{q\lambda} I = \eta_{ext} I \frac{1.24 \mu\text{m}}{\lambda} \text{W/A} . \quad (4.1)$$

Welche Spannung bzw. welche elektrische Leistung mit dem Diodenstrom I korrespondiert, hängt auch vom Halbleitermaterial ab. Grundsätzlich sinkt die Flußspannung (bei gegebenem Strom)

mit zunehmender Wellenlänge. Für obige GaAs-Materialien kann als Richtwert der Flußspannung 1.5...1.8 V angenommen werden.

Laserdioden beruhen auf — überwiegend — stimulierter Emission: Beim Durchlaufen der Inversionszone wächst die Photonenzahl lawinenartig; das Licht wird in Abhängigkeit von der Photonenenergie verstärkt. Im Zusammenwirken mit einem Resonator (Spiegelsystem) wirkt der Laser wie ein Oszillator. Resonator und Verstärker ermöglichen vielfach höhere Strahlungsleistungen als LED, außerdem wird nahezu monochromatisches bzw. kohärentes Licht erzeugt. Der Laserbetrieb setzt ab dem sogenannten „Schwellstrom“ I_{th} ein. Für $I > I_{th}$ gilt dann

$$P_{tx} = \eta_d \frac{hc}{q\lambda} (I - I_{th}) = \eta_d (I - I_{th}) \frac{1.24 \mu\text{m}}{\lambda} \text{W/A} . \quad (4.2)$$

Der Term η_d ist der differentielle Wirkungsgrad. Er gibt das Verhältnis aus der Anzahl der je Zeiteinheit stimuliert erzeugten Photonen zur Anzahl der je Zeiteinheit eingebrachten Ladungsträger an. Typischerweise liegt η_d bei etwa 50 % (nach Paul [37]).

Der Vergleich von (4.1) und (4.2) mit den entsprechenden Wirkungsgraden zeigt die im allgemeinen höhere Wandlungseffizienz von Lasern. Allerdings setzt diese erst oberhalb des Schwellstroms ein, was den Umfang einer Regelung der optischen Leistung begrenzt. Das kann bei Mehrpegelübertragung sowie bei Unterträgermodulationen durch den nicht nutzbaren Bereich niedriger Ausgangspegel kritisch sein; insbesondere gewinnt durch diesen Aspekt aber die Near-Far-Problematik bei CDMA- oder SCMA-Systemen an Bedeutung.

Der tatsächlich mögliche Regelumfang hängt stark vom Tastverhältnis des Sendesignals ab: Bei gegebener maximaler Verlustleistung (Mittelwert) sinkt die zulässige Impulsleistung praktisch linear mit dem Tastverhältnis. So ist für kontinuierliche Unterträgermodulationsarten nur eine Variation von wenigen dB realistisch.

Neben dem höheren Wirkungsgrad ist die niedrigere spektrale Breite der wichtigste Vorteil von Lasern gegenüber LED. Dadurch wird die Anwendung effizienter optischer Filter zur Störlichtunterdrückung oder zur Wellenlängenmultiplex-Übertragung erst ermöglicht. Tabelle 4.1 zeigt typische Kenngrößen.

Abschließend noch eine Bemerkung bzgl. des Wirkungsgrades: Funkantennen sind in der Lage, nahezu die gesamte eingekoppelte elektrische Leistung in Strahlungsleistung umzusetzen. Damit besitzen Funkantennen einen Wirkungsgrad, der auch durch Laserdioden nicht erreicht werden kann.

Eigenschaft	LED	Laser
Spektrale Halbwertsbreite	25 – 100 nm	$< 10^{-5} \dots 5$ nm
Modulationsbandbreite	≈ 10 kHz ... 100 MHz	≈ 10 MHz ... 100 GHz
Wirkungsgrad der el.-opt. Wandlung	< 0.2	0.3 – 0.8
Kosten	niedrig	i. allg. deutlich höher

Tabelle 4.1: Vergleich von Leucht- und Laserdioden: Für LED spricht vor allem der i. allg. viel niedrigere Preis.

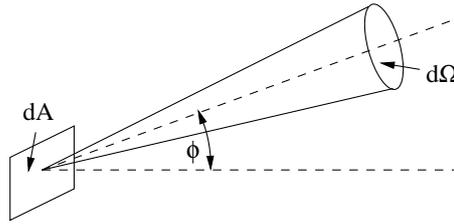


Abbildung 4.2: Zur Definition wichtiger Strahlungsgrößen

4.2 Abstrahlcharakteristik

4.2.1 Wichtige Strahlungsgrößen

Zunächst sollen einige elementare Strahlungsgrößen definiert werden.

Die Strahlstärke (Radiant Intensity) I_s ist die Leistung, die eine im Verhältnis zur Meßentfernung kleine Strahlungsquelle in eine bestimmte Strahlrichtung, bezogen auf das durchstrahlte Raumwinkelement $d\Omega$, emittiert

$$I_s = \frac{dP}{d\Omega} \quad \text{Einheit} \quad [I_s] = \frac{\text{W}}{\text{srad}} . \quad (4.3)$$

P ist die gesamte von der Quelle abgegebene Leistung.

Die Strahldichte (Radiance) L_s ist die durch ein Flächenelement in einer bestimmten Richtung hindurchtretende Leistung, bezogen auf das durchstrahlte Raumwinkelement $d\Omega$ und auf die zur Strahlrichtung senkrechte Projektion $dA_{\perp} = \cos(\phi) dA$ des durchstrahlten Flächenelements; definitionsgemäß gilt

$$L_s = \frac{d^2P}{dA_{\perp} d\Omega} = \frac{d^2P}{\cos(\phi) dA d\Omega} = \frac{dI_s}{\cos(\phi) dA} \quad \text{Einheit} \quad [L_s] = \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{srad}} . \quad (4.4)$$

Gemäß Abb. 4.2 ist ϕ der ebene Richtungswinkel zwischen Flächennormale und Strahlrichtung.

Die Bestrahlstärke (Irradiance) E_s ist der durch ein Flächenelement dA (z. B. des Empfängers) aufgenommene Strahlungsfluß

$$E_s = \frac{dP}{dA} \quad \text{Einheit} \quad [E_s] = \frac{\text{W}}{\text{m}^2} . \quad (4.5)$$

4.2.2 Modellierung

4.2.2.1 Modifizierter Lambertstrahler

Durch Gehäuse mit Reflektoren und Linsen oder die Bauform der Halbleiterdiode selbst läßt sich das winkelabhängige Abstrahlverhalten von optischen Sendern gezielt beeinflussen. Um eine Gefährdung des menschlichen Auges durch zu hohe Strahldichten auszuschließen, müssen die Dioden (LED oder Laser) im Normalfall zudem mit Diffusoren versehen werden; durch sie wird der (scheinbar) sichtbare Quelldurchmesser „aufgeweitet“, die Strahldichte sinkt. Die Abstrahlcharakteristik von

Sendebaulementen, die mit konventionellen Plastikdiffusoren (Plexiglas) versehen sind, kann recht gut als die modifizierter Lambertstrahler modelliert werden.

Emittiert ein solcher Strahler insgesamt eine Signalleistung P_{tx} , gilt für dessen Strahlstärke in Abhängigkeit des Richtungswinkels ϕ

$$I_{s,tx}(\phi) = I_{s0} \cos^n(\phi) \quad \text{mit} \quad I_{s0} = P_{tx} \frac{n+1}{2\pi}, \quad |\phi| \leq \gamma_{tx} \quad , \quad (4.6)$$

wobei vorausgesetzt wurde, daß der Sender einen ebenen Öffnungswinkel von $\gamma_{tx} = 90^\circ$ besitzt, die Leistung also in einen Halbraum abgestrahlt wird. $I_{s0} = I_{s,tx}(0)$ ist die Strahlstärke in Hauptstrahlrichtung.

Durch den sogenannten Lambert-Koeffizienten n wird die Richtwirkung der Quelle bestimmt. Zwischen n und dem Halbwertswinkel ϕ_{hp} besteht der Zusammenhang

$$n = \frac{\lg 0.5}{\lg(\cos \phi_{hp})} \quad \text{mit} \quad I_{s,tx}(\phi_{hp}) = 0.5 I_{s0} \quad . \quad (4.7)$$

Abbildung 4.3 zeigt die Abstrahlcharakteristik nach (4.6) an zwei Beispielen. Eine besondere Bedeutung besitzt dabei der Strahler mit $\phi_{hp} = 60^\circ$ bzw. $n = 1$, der i. allg. einfach als Lambertstrahler oder auch als idealer Lambertstrahler bezeichnet wird. So gehorcht z. B. die Abstrahlcharakteristik einer diffusen Reflexion näherungsweise der eines solchen idealen Lambertstrahlers. Ein ebener Lambertstrahler der Fläche A besitzt nach (4.4) und (4.6) eine vom Richtungswinkel unabhängige Strahldichte

$$L_{s,tx} = \frac{P_{tx}}{\pi A} \quad . \quad (4.8)$$

Diese Beziehung ist für die Analyse diffuser Systeme sehr wichtig.

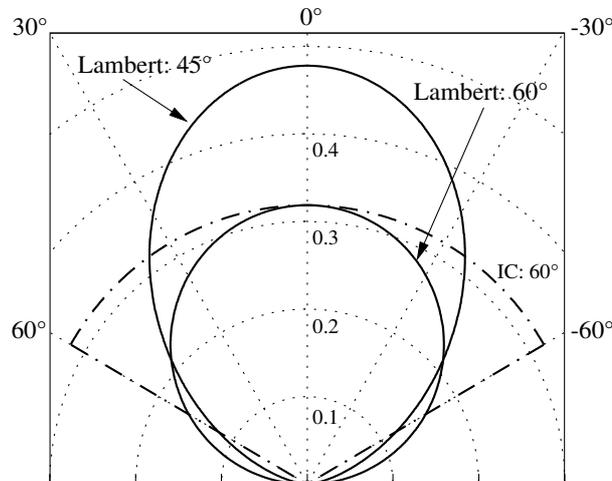


Abbildung 4.3: Vergleich der winkelabhängigen Strahlstärke modifizierter Lambertstrahler mit der eines Emitters, der innerhalb des Öffnungswinkels von 60° eine konstante Strahlstärke erzeugt. Die Sendeleistung wurde in allen Fällen auf „1“ normiert.

4.2.2.2 Optimierte Abstrahlcharakteristik

Mit Hilfe holographischer Sender oder durch die Anwendung von Diodenarrays lassen sich auch dem jeweiligen Übertragungskanal angepaßte Abstrahlcharakteristika realisieren, siehe dazu auch Abschn. 2.3.4. Hier sollen zwei idealisierte Varianten vorgestellt werden:

1. Die eines Strahlers, der innerhalb des Öffnungswinkels eine konstante Strahlstärke

$$I_{s,tx,IC}(\phi) = \begin{cases} \frac{P_{tx}}{2\pi(1-\cos \gamma_{tx})} & \text{für } |\phi| \leq \gamma_{tx}, \gamma_{tx} \leq 90^\circ \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (4.9)$$

abgibt (Index „IC“).

2. Die eines Emitters, der in der Ebene senkrecht zu Hauptstrahlrichtung eine konstante Bestrahlstärke (Index „EC“) erzeugt. Hier muß für die Strahlstärke die Beziehung

$$I_{s,tx,EC}(\phi) = \begin{cases} \frac{P_{tx}}{\pi \tan^2 \gamma_{tx}} \frac{1}{\cos^3 \phi} & \text{für } |\phi| \leq \gamma_{tx}, \gamma_{tx} < 90^\circ \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (4.10)$$

gelten.

4.2.3 Holographische Sender

Wie bereits erwähnt, werden LED, aber auch Laserdioden häufig mit Diffusoren aus durchscheinender Plastik kombiniert¹. Durch die diffuse Streuung des Lichts wird die Strahldichte des Senders reduziert, so daß Forderungen hinsichtlich der Augensicherheit erfüllt werden können.

Eine weit höhere Flexibilität in Bezug auf die Abstrahlcharakteristik bei gleichzeitiger Gewährleistung der Augensicherheit läßt sich durch die Kombination einer Laserdiode mit einem computergenerierten Hologramm erzielen.

In [38] wird beispielsweise ein binäres Phasenhologramm² vorgestellt, das entsprechend (4.10) bei einem Öffnungswinkel von $\gamma_{tx} = 20^\circ$ in der Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung eine nahezu konstante Bestrahlstärke realisiert. In den Winkelbereich außerhalb dieser 20° -Zelle werden zudem nur 10% der Gesamtleistung abgestrahlt.

Durch Kavehrad [4] wird von der Realisierung eines Hologramms berichtet, das — im Sinne eines Multibeam-Senders nach Abschn. 2.3.4 — sechs Einzelkeulen mit Halbwertswinkeln von 10° erzeugt. Außerdem wird eine Entwurfsmethode für Multibeam-Sender mit bis zu 100 sehr stark fokussierten Einzelkeulen vorgestellt [15], die auf mehrstufigen Hologrammen beruht und praktisch als eine diskretisierte Variante eines Strahlers nach (4.10) aufgefaßt werden kann. Die einzelnen Strahlen können jedoch in beiden Fällen nicht separat angesteuert werden.

Als nachteilig gegenüber konventionellen Diffusoren erweisen sich derzeit vor allem die höheren Herstellungskosten. Ein weiteres Problem besteht darin, daß ein sogenannter „Central Spot“ bestehen bleibt. Der Laserstrahl wird gedämpft, bleibt aber intensiver als die übrigen Bereiche der Ausstrahlung. Unter Umständen wird dann die Augensicherheit nicht mehr gewährleistet. Von Eardley [38] wird diesbezüglich angegeben, daß der Hauptstrahl bei der im Entwurf zugrundegelegten Wellenlänge um etwa 20 dB gedämpft wird.

¹Häufig besteht der Korpus einer LED aus einem solchen Diffusor.

²In diesem Fall kann die Phase einer einlaufenden Wellenfront durch jedes Zellpixel um 0 oder π verzögert werden.

Kapitel 5

Empfänger

Der prinzipielle Aufbau eines IR-Empfängers ist in Abb. 5.1 dargestellt. Das Hauptaugenmerk des Kapitels liegt auf denjenigen Komponenten, die in Funk-Empfängern nicht oder in prinzipiell anderer Form auftreten: Konzentrador, optisches Filter, Photodiode und Verstärker.

Vor der ausführlichen Behandlung der einzelnen Bestandteile wird jedoch geklärt, welchen Einfluß die wichtigsten Parameter, die die genannten Komponenten im statischen Sinn kennzeichnen, überhaupt auf das SNR bzw. auf die Sendesignalleistung haben.

Der optische Konzentrador hat die Funktion, die hinsichtlich der Strahlungsdetektion wirksame Fläche gegenüber der Fläche der eigentlichen Photodiode zu erhöhen. Ähnlich dem Richtgewinn einer Funkantenne geht mit einem „Flächengewinn“ im praktischen Fall aber immer eine Reduzierung des FOV einher. Die durch solche Konzentratoren erreichbaren Vorteile hängen also stark vom gewünschten FOV ab.

Die Realisierung eines optischen Filters mit geringer Durchlaßbreite stellt bei ungerichteter Freiraumübertragung eine große Herausforderung dar. Diesbezüglich wird eine neue Absorptionsfiltervariante vorgestellt, die auf einer dünnen Halbleiterschicht beruht; angeordnet z. B. auf der Oberfläche der Photodiode.

Für Photodioden, die in drahtlosen Applikationen eingesetzt werden sollen, gelten im allgemeinen andere Entwurfskriterien als für solche, die in der faseroptischen Übertragung Anwendung finden — schließlich können sich die benötigten Flächen um mehrere Größenordnungen unterscheiden. Im vorliegenden Fall kommen meist Silizium-Photodioden zum Einsatz, die sich trotz großer

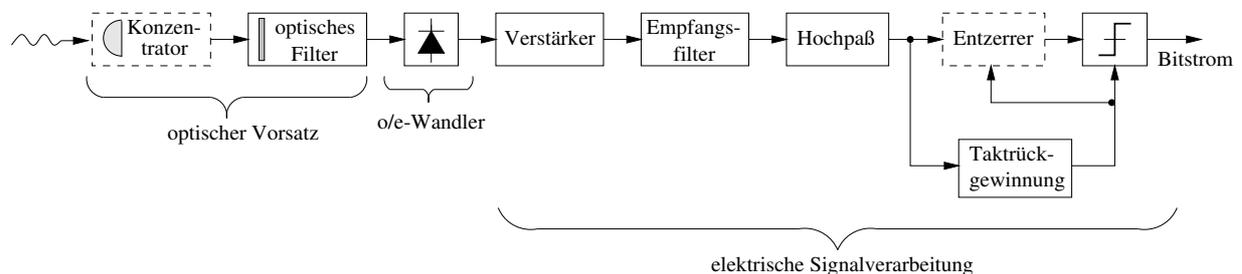


Abbildung 5.1: Schematischer Aufbau eines IR-Empfängers: Zur Vereinfachung wurde angenommen, daß dieser OOK-Signale zurückgewinnen soll. Optionale Blöcke sind mit einer durchbrochenen Umrandung versehen. Durch den Konzentrador und das optische Filter soll möglichst viel Signalleistung bei gleichzeitiger Unterdrückung von Störlicht detektiert werden.

Fläche kapazitätsarm herstellen lassen. In Bezug auf die Diodenkapazität können bei Detektoren aus Alternativmaterialien erhebliche Probleme auftreten; aber schon der deutlich höhere Preis spricht momentan gegen den Einsatz anderer Materialien.

Auch der optische Vorverstärker zeigt, aufgrund der prinzipiell anderen Detektionscharakteristik einer Photodiode gegenüber der einer Funkantenne, einen Aufbau, der von dem eines Funkempfängers abweicht. Es wird der Bootstrap-Transimpedanz-Verstärker vorgestellt und gezeigt, daß sich dieser Verstärkertyp bzgl. des Rauschens äquivalent zu verbreiteten Transimpedanz- oder Hochimpedanz-Realisierungen modellieren läßt.

Hinsichtlich der weiteren elektrischen Komponenten aus Abb. 5.1 werden keine allgemeinen Grundlagen herausgearbeitet. Der Einfluß des Hochpaßfilters sowie der Komponenten zur Synchronisation wird in Kapitel 7 untersucht; in Bezug auf die Entzerrung sei auf die Literatur verwiesen [39, 40].

5.1 Einfluß statischer Empfängerkenngößen

5.1.1 Nichtsektorsierte Empfänger

Im vorliegenden Abschnitt soll nur der Einfluß derjenigen Parameter auf das Entscheider-SNR bzw. die notwendige Sendesignalleistung untersucht werden, die den optischen Detektor bis zum Photodiodenausgang im statischen Sinne kennzeichnen — Bitrate, Modulationsverfahren, Signalform oder dynamischen Eigenschaften des Freiraumkanals sollen dagegen nur in Form einer konstanten Berücksichtigung finden. Dominiert am Entscheider das Schrotrauschen des Stroms I_{bg} (und nicht etwa das Rauschen des Verstärkers), so ist das SNR unter diesen Voraussetzungen durch den einfachen Ausdruck

$$\varrho = k \frac{(RP_{rx})^2}{I_{bg}} \quad k : \text{Konstante} \quad (5.1)$$

gegeben. Prinzipiell sind für das interessierende Verhältnis $(RP_{rx})^2/I_{bg}$ folgende Detektorkenngrößen ausschlaggebend (vgl. Abb. 5.2):

- die Empfängerfläche A_{rx} , die nicht notwendigerweise mit der eigentlichen Photodiodenfläche übereinstimmen muß, bzgl. der Modellierung aber zumindest als eben¹ und kreisrund vorausgesetzt wird;
- der FOV Ψ_{rx} , der sich als halber ebener Öffnungswinkel des Empfängers versteht;
- die wellenlängenabhängige optisch-elektrische Wandlungscharakteristik der Kombination aus optischem Filter und Photodiode — nachfolgend zwecks Vereinfachung durch die Photodiodenempfindlichkeit R in Höhe der Betriebswellenlänge sowie die spektrale Halbwertsbreite $\Delta\lambda$ des Detektors approximiert.

Um den Einfluß der genannten Parameter evaluieren zu können, müssen für Signal und Störung auch entsprechende radiometrische Kenngrößen bekannt sein bzw. definiert werden:

- Hinsichtlich des Störlichts wird von einer konstanten, richtungsunabhängigen Strahldichte $L_{s,bg}$ am Ort des Empfängers ausgegangen; bei indirektem Licht ist das zumindest näherungsweise der Fall. Außerdem wird angenommen, daß die spektrale Zusammensetzung des

¹Für Strahlung mit einem Einfallswinkel $\psi \leq \Psi_{rx}$ gegenüber der Flächennormalen soll demnach effektiv die Fläche $A_{rx} \cos(\psi)$ wirksam sein.

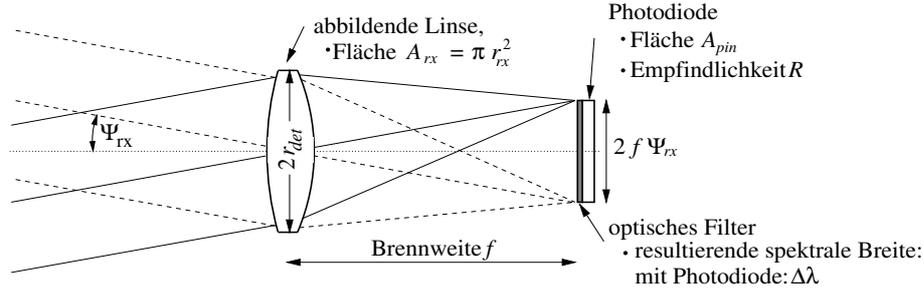


Abbildung 5.2: Zur Definition wichtiger Empfängergrößen: der FOV Ψ_{rx} ist der halbe ebene Öffnungswinkel des Empfängers. Dieser wird im Beispiel durch die Brennweite der Linse sowie den Photodiodendurchmesser bestimmt. Die Linse fungiert als (abbildender) Konzentrador und realisiert innerhalb des FOV eine gegenüber A_{pin} vergrößerte Detektorfläche A_{rx} .

Hintergrundlichts, erfaßt durch das Differential $L_{s,\lambda,bg} = dL_{s,bg}/d\lambda$, innerhalb der spektralen Empfangsbreite des Detektors wellenlängenunabhängig ist.

- Die Strahldichte des Signals, gemessen am Ort des Empfängers, kann in Abhängigkeit der Sender-Empfänger-Konfiguration erheblich variieren — zur strahlungsphysikalischen Beschreibung des Signals ist diese Größe deshalb wenig geeignet. Um trotzdem einfache Aussagen machen zu können, wird bzgl. des Signals mit der Bestrahlstärke $E_{s,rx}$ über dem Empfänger gearbeitet. Diese ist zwar unabhängig von der Fläche des Detektors, gegebenenfalls aber eine Funktion von Ψ_{rx} .

Unter diesen Voraussetzungen ist der Störstrom I_{bg} durch den Ausdruck

$$I_{bg} = RP_{bg} = R\Delta\lambda \int_0^{\Psi_{rx}} L_{s,\lambda,bg} A_{rx} \cos(\psi) 2\pi \sin(\psi) d\psi \quad (5.2)$$

$$= RL_{s,\lambda,bg}\Delta\lambda A_{rx} \sin^2(\Psi_{rx}) \pi \quad (5.3)$$

gegeben²; die optische Signalleistung P_{rx} dagegen durch

$$P_{rx} = A_{rx} E_{s,rx} . \quad (5.4)$$

Für das SNR folgt demnach in Abhängigkeit der statischen Empfängerparameter

$$\varrho = k \frac{(RP_{rx})^2}{I_{bg}} = k \frac{RA_{rx}}{L_{s,\lambda,bg}\Delta\lambda} \cdot \frac{E_{s,rx}^2}{\sin^2(\Psi_{rx})} . \quad (5.5)$$

In (5.5) wurde zur Verbesserung der Übersichtlichkeit auf die zusätzliche Berücksichtigung der Transmission aller optischen Komponenten bis zur strahlungssensitiven Photodiodenoberfläche verzichtet. Für die Transmission gilt hinsichtlich des SNR der gleiche Zusammenhang wie für R oder A_{rx} , so daß deren Einfluß gegebenenfalls durch die Modifikation dieser Größen berücksichtigt werden kann.

Werden die Empfängerparameter jeweils einzeln variiert, sind unter den gemachten Voraussetzungen folgende Zusammenhänge gültig:

²Der Anteil $2\pi \sin(\psi) d\psi$ in (5.3) korrespondiert mit dem Differential des Raumwinkels, der durch den FOV Ψ_{rx} aufgespannt wird.

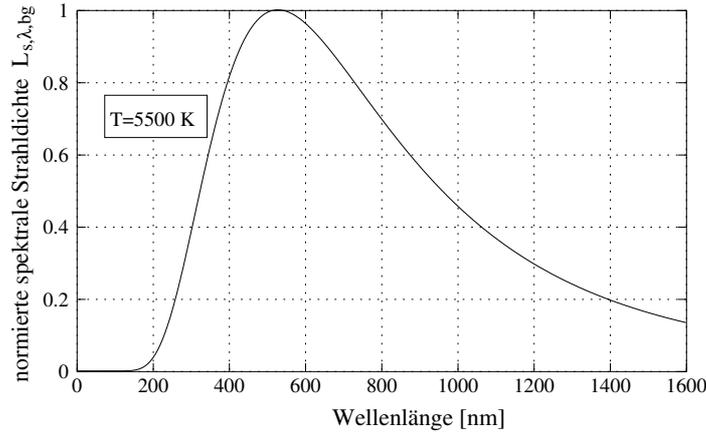


Abbildung 5.3: Die Sonne als Temperaturstrahler modelliert: In [41] werden Messungen präsentiert, die zeigen, daß das auf der Erde bei blauem Himmel meßbare Spektrum (zumindest dessen Hüllkurve) tatsächlich hohe Übereinstimmung mit dem eines Temperaturstrahlers bei $T = 5500$ K aufweist.

- Das SNR ist proportional zur **Empfängerfläche** A_{rx} . Demnach kann die optische Sendesignalleistung (bei ansonsten konstanten Bedingungen) durch Verdopplung der Empfängerfläche um 1.5 dB reduziert werden. Die tatsächlich realisierbare Größe der Fläche wird in Abhängigkeit der Anwendung durch technologische Gegebenheiten, die Einbaugröße oder den Kostenfaktor bestimmt, vgl. Abschn. 5.2.
- Zwischen der **spektralen Breite** $\Delta\lambda$ des optischen Filters und dem SNR besteht dagegen umgekehrte Proportionalität: Durch Halbierung der optischen Filterbreite kann die Sendesignalleistung um 1.5 dB gesenkt werden. Die technologische Umsetzung geringer Filterbreiten ist allerdings eine der großen Herausforderung bei optischer Indoor-Übertragung, vgl. Abschn. 5.3.
- Die wellenlängenabhängige **Diodenempfindlichkeit** R muß im Zusammenhang mit der spektralen Zusammensetzung des Hintergrundlichts betrachtet werden, denn bzgl. des SNR ist der Quotient $R/L_{s,\lambda,bg}$ entscheidend.

Zwischen λ und R besteht im Idealfall direkte Proportionalität — allerdings nur bis zur materialabhängigen Absorptionskante der Photodiode, vgl. Abschn. 5.4.2. Die spektrale Strahlendichte $L_{s,\lambda,bg}$ der Sonne (die als eindeutig größte Störquelle angesehen werden muß) besitzt dagegen ein Maximum bei etwa 480 nm, vgl. Abb. 5.3. Als Konsequenz sollte die optische Betriebswellenlänge deutlich größer als 480 nm ausfallen. Breitbandig modulierbare Photodioden aus Silizium sind bis etwa 1000 nm einsetzbar.

- Der **FOV** Ψ_{rx} bestimmt das SNR über den Quotienten $E_{s,rx}^2 / \sin^2(\Psi_{rx})$. Solange sich die Signalquelle (bzw. deren Reflexion, Stichwort „Spot-Diffusing“) komplett innerhalb des Empfänger-FOV befindet, $E_{s,rx}$ also unabhängig von Ψ_{rx} ist, besteht zwischen der notwendigen optischen Empfangssignalleistung $P_{rx,req}$ und dem FOV der Zusammenhang $P_{rx,req} \sim \sin(\Psi_{rx})$. Von dieser Eigenschaft, die für kleine FOV zu $P_{rx,req} \sim \Psi_{rx}$ vereinfacht werden kann, profitieren sektorisierte Empfänger.

In diffusen Szenarien mit breiter Ausstrahlcharakteristik der Sender ist $E_{s,rx}$ selbst eine

Funktion von Ψ_{rx} — eine Reduzierung des FOV würde auch die Nutzsignalleistung verringern. Erweist sich im konkreten Fall nicht nur die Strahldichte der Störung, sondern auch die des Signals am Ort des Empfängers als konstant — diese Annahme wurde z. B. von Gfeller [42] getroffen —, so besitzen die insgesamt detektierte optische Signalleistung und das detektierte Störlicht die gleiche Abhängigkeit vom FOV; das SNR erhöht sich demnach mit wachsendem FOV, es gilt $\rho \sim \sin^2(\Psi_{rx})$.

5.1.2 Sektorisierte Empfänger

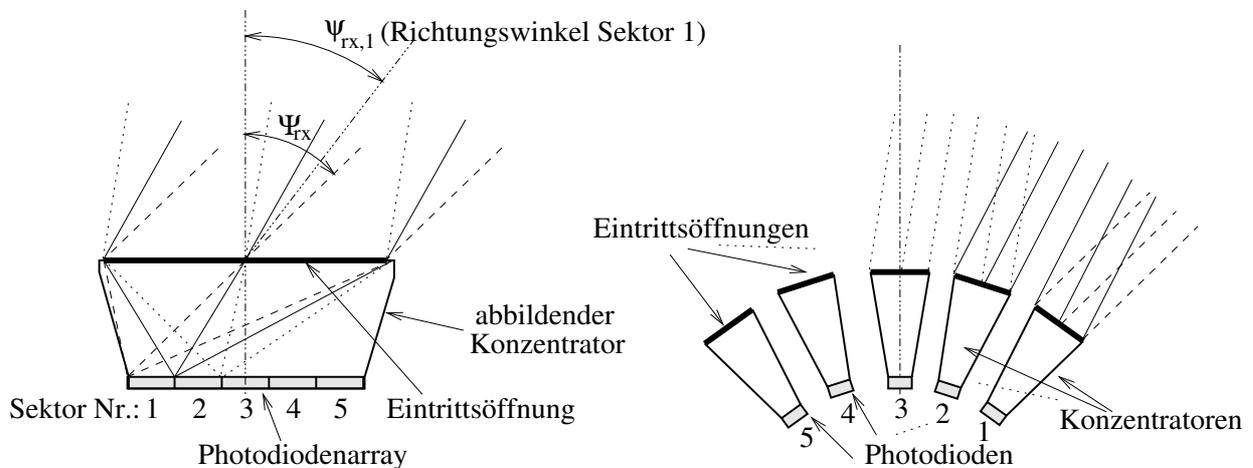


Abbildung 5.4: Realisierungsformen sektorisierter Empfänger (Prinzipischnissen): Links der Imaging-Receiver; rechts eine Variante, bei der für jeden Sektor eine separate Kombination aus Konzentrator und Photodiode zum Einsatz kommt. Obwohl die Sektoren mit gleicher Nummerierung jeweils einen identischen Winkelbereich abdecken, ist die wirksame Detektorfläche rechts deutlich kleiner — bei gleicher Gesamtfläche der Lichteintrittsöffnung(en). Imaging-Receiver werden mit Hilfe von abbildenden Optiken und Photodiodenarrays realisiert.

Bei sektorisierten Empfängern entscheidet die Art der Realisierung über die möglichen Vorteile gegenüber einfachen Empfängervarianten. Sogenannte „Imaging Receiver“ — in Abb. 5.4 links dargestellt — nutzen die Konzentratoroptik besonders effizient, weil sich alle Sektoren der gleichen Lichteintrittsöffnung bedienen. Dagegen steht bei der Alternativvariante jedem der Sektoren nur ein Bruchteil der gesamten Lichteintrittsfläche zur Verfügung; für jeden Sektor kommt eine separate Kombination aus Konzentrator und Photodiode zum Einsatz. Es ist allerdings anzumerken, daß die Lichteintrittsfläche — obwohl nachfolgend als Referenzparameter gewählt — nicht unbedingt das ausschlaggebende Kriterium beim Entwurf eines Detektors sein muß. Ebenso wichtig können beispielsweise auch die vertikale Abmessung des Empfängers, dessen FOV oder die Gesamtfläche der Photodioden sein.

Für die Abschätzung des Gewinns, der bzgl. der optischen Signalleistung erreicht werden kann, wird wiederum eine winkelunabhängige Strahldichte des Störlichts über dem Empfänger vorausgesetzt; die Gesamtfläche der Lichteintrittsöffnung(en) betrage A_{rx} . Für beide Varianten wird angenommen, daß das gesamte Blickfeld gleichmäßig in N_{pxl} verschiedene Sektoren aufgeteilt werden

kann, die bei einem Gesamt-FOV jeweils einen entsprechend verkleinerten Raumwinkel

$$\Omega_i = \frac{2\pi(1 - \cos(\Psi_{rx}))}{N_{pxl}} = \frac{4\pi \sin^2(\Psi_{rx}/2)}{N_{pxl}} \quad \text{mit } 1 \leq i \leq N_{pxl}$$

abdecken. Da eine so effiziente Aufteilung des Detektor-Blickfelds technisch kaum umsetzbar ist, verstehen sich die Ergebnisse als Grenzwerte³.

Im Fall des Imaging-Receivers ist die Annahme sehr vieler Sektoren legitim, weil technisch realisierbar. Dementsprechend kann davon ausgegangen werden, daß die Strahlstärke des Hintergrundlichts innerhalb jedes Sektors nahezu konstant ist. Wird weiterhin vorausgesetzt, daß bei Lichteinfall unter einem Winkel ψ gegenüber der Flächennormalen der Eingangsoptik eine Fläche der Größe $\cos(\psi)A_{rx}$ wirksam ist, so läßt sich der Störstrom am Ausgang des i -ten Sektors unter Zuhilfenahme von (5.2) für den Imaging-Receiver durch folgenden Ausdruck darstellen

$$\begin{aligned} I_{bg,i} &= R\Delta\lambda \int_{\Omega_i} L_{s,\lambda,bg} A_{rx} \cos(\psi) d\Omega \\ &= RL_{s,\lambda,bg}\Delta\lambda A_{rx} \cos(\psi_{rx,i}) \frac{4\pi \sin^2(\Psi_{rx}/2)}{N_{pxl}} \quad \text{mit } 0 \leq \psi_i < \Psi_{rx} . \end{aligned} \quad (5.6)$$

Der Winkel $\psi_{rx,i}$ ist der ebene Richtungswinkel des i -ten Sektors. Für das SNR, das jedem Sektor zugeordnet werden kann, folgt damit

$$\varrho_i = k \frac{RA_{rx}}{L_{s,\lambda,bg}\Delta\lambda} \cdot \frac{N_{pxl} E_{s,rx,i}^2}{4\pi \cos(\psi_{rx,i}) \sin^2(\Psi_{rx}/2)} \quad \text{mit } \sum_{i=1}^{N_{pxl}} E_{s,rx,i} = E_{s,rx} . \quad (5.7)$$

$E_{s,rx,i}$ ist die Bestrahlstärke, die aus jedem Sektor anteilig empfangen wird. Trifft das Signal nur aus einer einzigen Richtung den Empfänger, muß nur ein einzelner Sektor i mit $E_{s,rx,i} = E_{s,rx}$ aktiviert werden. In diesem Fall ist der Gewinn bzgl. der benötigten optischen Signalleistung gegenüber einer nichtsektorisierten Variante dann am größten, wenn entsprechend dem Signaleinfallswinkel ψ ein Sektor mit dem Richtungswinkel $\psi_{rx,i} \approx \Psi_{rx}$ aktiviert werden muß; Abb. 5.5 zeigt den Gewinn für diesen Spezialfall. Werden dagegen alle Sektoren aktiviert und alle Photoströme ungewichtet addiert, verhält sich der Imaging-Receiver wie ein nichtsektorisierte Empfänger mit gleicher Fläche A_{rx} und gleichem FOV. (Anmerkung: Gleichung (5.6) entspricht im Ergebnis den Angaben von Kahn in [7]. Nur erfolgt die Berechnung dort über den Umweg von Teil-FOV und ist damit eigentlich eine Näherungslösung. Denn letztlich ist eine überlappungsfreie Aufteilung des Blickfelds in rotationssymmetrische Sektoren mit identischem FOV nicht möglich.)

Die Gegebenheiten bei der Alternativvariante — von Kahn [8] wird die Bezeichnung „Angle-Diversity Receiver“ verwendet — sind für jeden einzelnen Sektor durch (5.5) gegeben. Für das SNR, das jedem der Sektoren zugeordnet werden kann, folgt also

$$\varrho_i = k \frac{RA_{rx,i}}{L_{s,\lambda,bg}\Delta\lambda} \cdot \frac{E_{s,rx,i}^2}{\sin^2(\Psi_{rx,i})} \quad \text{mit } 1 \leq i \leq N_{pxl} , \quad (5.8)$$

wobei für die Teilflächen $A_{rx,i}$ exakt und für die Teil-FOV $\Psi_{rx,i}$ in grober Näherung gilt

$$A_{rx,i} = \frac{A_{rx}}{N_{pxl}} \quad \text{und} \quad \sin^2(\Psi_{rx,i}) \approx 4 \sin^2(\Psi_{rx,i}/2) = \frac{\Omega_i}{\pi} = 4 \frac{\sin^2(\Psi_{rx}/2)}{N_{pxl}} . \quad (5.9)$$

³Theoretisch ist es zumindest beim Imaging-Receiver möglich, das Blickfeld so in Längen- und Breitengrade aufzuteilen, daß jeder der entstehenden Sektoren einen gleichgroßen Raumwinkel Ω_i abdeckt. Die Form der Photodioden des Arrays müßte entsprechend angepaßt werden.

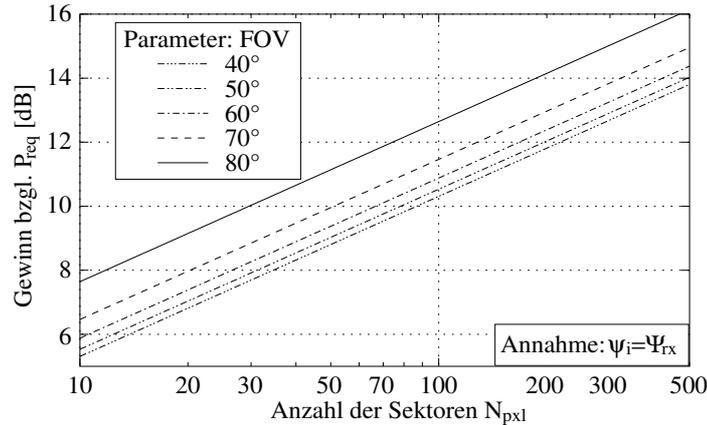


Abbildung 5.5: Maximaler Gewinn bzgl. der optischen Signalleistung, der durch Imaging-Receiver gegenüber einer nicht-sektorisierten Variante erreicht werden kann, wenn zur Signaldetektion nur ein einzelner Sektor aktiviert werden muß und das Störlicht über dem Empfänger eine winkelunabhängige Strahldichte besitzt. Zur groben Abschätzung genügt es, von einem Gewinn der Größe $\sqrt{N_{pxl}}$ auszugehen.

Unter den Prämissen einer zu einem nicht-sektorisierten Empfänger identischen Gesamtfläche, einer winkelunabhängigen Strahldichte $L_{s,bg}$ am Empfänger und nur eines zu aktivierenden Sektors kann also höchstens ein Gewinn aus der Tatsache resultieren, daß bei schrägem Lichteinfall des Signals eine höhere Bestrahlstärke über $A_{rx,i}$ entsteht (die Flächennormale hat ja den Richtungswinkel $\psi_{rx,i}$), als über der Fläche A_{rx} eines nichtsektorisierten Empfängers.

Trotzdem haben Detektorvarianten nach Abb. 5.4 rechts hohe Bedeutung: So lassen sich große FOV umsetzen; bei kleinen Teil-FOV $\Psi_{rx,i}$ ist es möglich, leistungsfähige optische Interferenzfilter einzusetzen. Zudem können sich durch die mögliche Unterdrückung von direktem Störlicht sowie durch die kleineren, im einzelnen Signalpfad wirksamen Diodenkapazitäten Vorteile ergeben. Unter Umständen werden auch Effekte durch die Mehrwegeausbreitung reduziert.

5.2 Optischer Konzentrator

In Abb. 5.2 ist eine Linsen-Photodioden-Kombination dargestellt, die eine gegenüber der bloßen Photodiodenfläche vergrößerte Detektorfläche realisiert, also die integrale Strahlungsleistung direkt über der photosensitiven Diodenoberfläche erhöht. Dazu muß die Strahlung allerdings unter Winkeln $\psi \leq \Psi_{rx}$ gegenüber der Flächennormalen der Diode einfallen.

Der Sinn eines Konzentrators besteht in der Minimierung der Fläche des eigentlichen Photodiodenchips — schließlich bestimmt deren Größe bzw. die zu ihr (praktisch) proportionale Kapazität die dynamischen, aber auch die Rauscheigenschaften des Verstärkers; außerdem ist die Fläche einer Diode eng mit ihrem Preis verknüpft.

Wird von Imaging-Receivern zur Realisierung sektorisierter Empfänger abgesehen, müssen solche Lichtkonzentratoren jedoch nicht wie im Beispiel abbildend sein; durch den zusätzlichen Freiheitsgrad nichtabbildender Varianten läßt sich häufig eine wesentlich geringere Komplexität des optischen Systems erreichen. Abbildende Konzentratoren sind nur für sehr kleine Ψ_{rx} aus einer einzelnen Linse herstellbar [43] — nichtabbildende Varianten, die FOV bis nahe 90° aufweisen können, bestehen dagegen häufig aus nur einem einzelnen Körper und sind damit vom Kosten-

aspekt zu favorisieren.

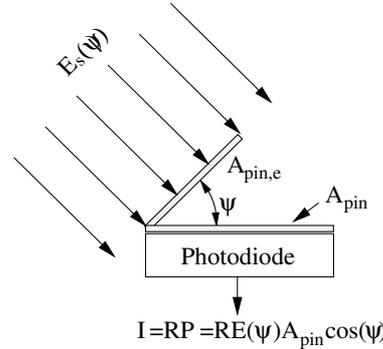


Abbildung 5.6: effektive Fläche am Beispiel einer Photodiode mit ebener Oberfläche

Das Verhältnis der detektierten Leistungen mit und ohne Konzentrator kann in Abhängigkeit des Einfallswinkels ψ der Strahlung formal als Konzentratorgewinn $C(\psi)$ definiert werden. Gleichwertig ist jedoch eine Darstellung über die in Richtung der einfallenden Strahlen wirksamen effektiven Flächen $A_{rx,e}$ und $A_{pin,e}$. Dann ist der Konzentratorgewinn

$$C(\psi) = \frac{A_{rx,e}}{A_{pin,e}} = \frac{A_{rx,e}}{A_{pin} \cos(\psi)} \quad \text{für } 0 \leq |\psi| \leq \pi/2. \quad (5.10)$$

Eine Photodiode mit der Fläche A_{pin} detektiert bei einer Bestrahlstärke $E_s(\psi)$ aus Richtung des Lichteinfalls eine Leistung $P = E_s(\psi)A_{pin} \cos \psi$, siehe Abb. 5.6. Mit Konzentrator wird dagegen bei gleichem $E_s(\psi)$ eine Leistung $P = E_s(\psi) A_{rx,e}$ empfangen. Ist der Konzentratorgewinn innerhalb des FOV konstant, gilt auch hier wie bei ebenen Detektorflächen $P = E_s(\psi)A_{rx,e}(0) \cos \psi$. Dieser Fall wurde im vorigen Abschnitt angenommen, wobei vereinfacht $A_{rx} = A_{rx,e}(0)$ geschrieben wurde.

Der theoretisch mögliche Gewinn optischer Konzentratoren ist in Abhängigkeit des FOV prinzipiell begrenzt. Eine Darstellung des Sachverhalts findet sich z. B. in Welford [44]. Danach ist das Flächen-Raumwinkelprodukt, die sogenannte Étendue, für jedes optische System eine Erhaltungsgröße. Diese führt zu einem maximal erreichbaren Konzentrationsgewinn von

$$C_{max}(\psi) = \begin{cases} \frac{n_c^2}{\sin^2(\Psi_{rx})} & \text{für } |\psi| \leq \Psi_{rx} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad (5.11)$$

wobei n_c die Brechzahl des Konzentrators ist. Diese bewegt sich zwischen 1.5 für Acrylate [43] und 1.8 für Quarzglas. In (5.11) wurde vorausgesetzt, daß es sich beim eingangsseitigen Medium des Konzentrators um Luft mit dem Brechungsindex $n_{luft} \approx 1$ handelt. C_{max} ist in Abb. 5.7 als Funktion des FOV dargestellt.

Durch Welford werden auch verschiedene Realisierungen nichtabbildender Konzentratoren vorgestellt. Mit sogenannten „Compound Parabolic Concentrators“ (CPC), die sich sowohl für geringe, als auch für große FOV zuschneiden lassen, können Gewinne nahe der theoretischen Grenze erreicht werden. Dabei besteht innerhalb des FOV nahezu Winkelunabhängigkeit. Ein Problem stellt allerdings die u. U. hohe Länge eines CPC dar. Von einer Realisierung wird durch Carruthers [46] berichtet. Bei einem FOV $\Psi_{rx} = 22^\circ$, einer Länge von 19.3 mm und $n_c = 1.44$ besitzt der dort vorgestellte CPC einen Eingangsdurchmesser von 19.3 mm und einen Ausgangsdurchmesser von 5 mm. Das Flächenverhältnis würde so C_{max} (11.5 dB) entsprechen. Angaben über den tatsächlichen Gewinn werden in [46] nicht gemacht.

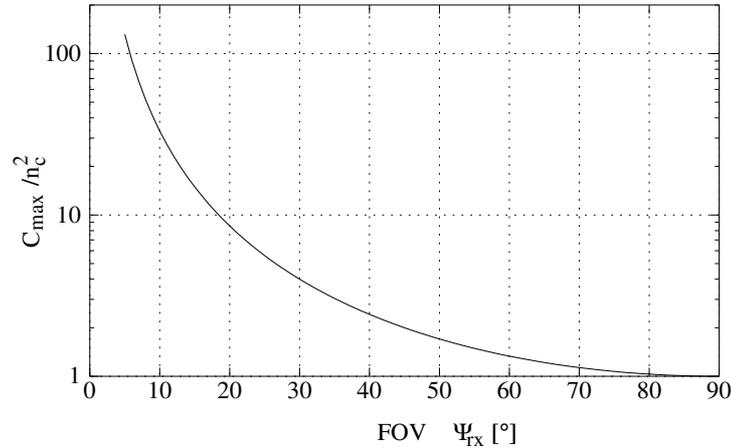


Abbildung 5.7: Normierter maximaler Konzentratorgewinn: Für kleine FOV lassen sich sehr hohe Gewinne erzielen. So wurde für ein eigenes Spot-Diffusing Experiment ein Objektiv mit einer Brennweite von 15 mm verwendet, das bei $\Psi_{rx} \approx 7.5^\circ$ einen Gewinn von nahezu 21 dB erreicht [45]. Über eine Tatsache soll ein hoher Konzentratorgewinn aber nicht hinwegtäuschen: Da die effektiv wirksame Fläche eines Konzentrators immer auch an dessen physikalische Fläche gebunden ist, wird A_{rx} — zumindest bei tragbaren Geräten — auch mit Konzentrator kaum größer als einige wenige cm^2 ausfallen können.

Ein CPC wurde vom Fraunhofer-Institut in Jena auch für das IHDN-System konzipiert [43], siehe Abb. 7.3. Dieser verspricht — in Kombination mit einem optischen Filter und nach Abzug von Verlusten durch Reflexion und Absorption — bei $\Psi_{rx} \approx 50^\circ$ einen effektiven Gewinn von ca. 4.5 dB.

Andere nichtabbildende Varianten sind die „Truncated Spherical Concentrators“, wie sie z. B. in [22] vorgestellt werden. Für den Spezialfall eines Halbkugelkonzentrators mit einem FOV von 78° wird in [12] ein realisierter Gewinn von etwa 4.5 dB angegeben. Der Konzentrator wurde in diesem Experiment allerdings mit einem Interferenzfilter kombiniert, so daß der FOV auf 70° und der Gewinn auf 1.5 dB sanken.

Wie bereits erwähnt, sind abbildende Konzentratoren für große FOV nicht aus einzelnen Linsen herstellbar; dabei ist es gleichgültig, ob der Konzentrator das Blickfeld auf einer einzelnen Photodiode oder auf einem Photodiodenarray abbilden soll. Sollen Imaging-Receiver mit großem FOV demzufolge durch die Kombination einer Optik mit einem planaren Photodiodenarray realisiert werden, müssen für die Optik Linsensysteme eingesetzt werden. In der von Kahn [8] vorgestellten Variante eines Imaging-Receiver werden drei Linsen verwendet, vgl. Abb. 2.5; durch Jungnickel wird von einer Realisierung mit einem fotografischen Weitwinkelobjektiv berichtet [47], allerdings ist das Array mit 24×1 Pixeln nur eindimensional. Technologisch einfach ist die Umsetzung von Imaging-Receiver mit überlappungsfreien Sektoren nicht: So wird in [8] angegeben, daß der Durchmesser der Abbildung bei Lichteinfall mit Winkeln nahe des FOV von 45° etwa 6.6 mm mißt — so müssen viele der insgesamt (nur) 37 Photodioden gleichzeitig aktiviert werden; der Empfänger arbeitet trotz der komplexen Optik nicht optimal.

5.3 Optisches Filter

Optische Filter lassen sich prinzipiell durch Interferenz- oder Absorptionsfilter realisieren. Interferenzfilter haben Bandpaßcharakteristik. Bei Anwendung von Absorptionsfiltern wird Bandpaßverhalten dagegen erst im Zusammenwirken mit der Photodiode erzielt: Das Absorptionsfilter realisiert die untere Grenzwellenlänge, die Photodiode die obere Grenzwellenlänge des Detektors. Die „Absorptionskante“ einer Photodiode ist materialabhängig, bei Silizium beträgt sie 1100 nm. Je näher die Filterflanke des Absorptionsfilters an die Kante der Dioden gerückt werden kann — darüber entscheiden sowohl die Wellenlänge des zu detektierenden Signals als auch technologische Kriterien —, desto geringer ist die resultierende spektrale Breite des Empfängers. Der Vorteil von Absorptionsfiltern besteht darin, daß ihre spektrale Filtercharakteristik unabhängig vom Einfallswinkel des Lichts ist; so können sie in jedem Fall planar realisiert werden.

5.3.1 Absorptionsfilter auf der Basis von Farbglas

Diese Variante hat einen besonders günstigen Preis — kommerzielle Systeme arbeiten deshalb ausschließlich mit Farbglasfiltern.

Standard-Farbglasfilter, die sich sinnvoll mit Silizium-Photodioden zur Detektion infraroter Strahlung kombinieren lassen, sind mit Übergangswellenlängen (Wellenlänge, bei der die Transmission 50% beträgt) von bis zu 850 nm erhältlich. Die Filterflanken verlaufen grundsätzlich relativ flach; so erreicht der Typ „RG850“ erst bei ca. 900 nm die volle Transmission, vgl. Abb. 5.8.

Besonders gut läßt sich das genannte Filter demnach mit einer Si-Photodiode kombinieren, deren Empfindlichkeitsmaximum sich bei einer Wellenlänge von etwa 900 nm oder höher befindet. Das ist nur bei vergleichsweise „dicken“ Si-Dioden der Fall; geschuldet wird dieses Verhalten dem sehr flachen Verlauf des Silizium-spezifischen Absorptionskoeffizienten, vgl. Abb. 5.11. Vorteilhafterweise kommt eine dickschichtige Photodiode aber auch einer niedrigen Diodenkapazität entgegen.

Kombinationen eines RG850-Filters und einer angepaßten Si-Photodiode erreichen Halbwertsbreiten von ca. 200 nm. Eine solche Variante wird auch für den IHDN-Demonstrator verwendet, das spektrale Detektionsverhalten ist in Abb. 5.9 dargestellt. Passend zum Empfangsbereich einer solchen Kombination stehen z. B. effiziente GaAs:Si-Strahlungsemitter zur Verfügung.

5.3.2 Absorptionsfilter auf der Basis direkter Halbleiter

Halbleiter mit direktem Bandübergang zeichnen sich durch einen besonders abrupten Übergang vom Absorptions- in den Transmissionsbereich aus — ihre „Absorptionskante“ ist vergleichsweise steil, vgl. Abb. 5.11. Gelingt es demnach, die Absorptionkante der Betriebswellenlänge λ_{tx} anzupassen, kann ein solcher Halbleiter zumindest als optimiertes Kantenfilter genutzt werden. Diese Idee floß in eine Patentanmeldung des Autors ein [48].

Ternäre Mischhalbleiter wie InGaAs gestatten eine Variation der Absorptionskante über das Mischungsverhältnis der jeweiligen Bestandteile. Sie sind damit besonders gut geeignet⁴. Bei InGaAs kann die Absorptionskante beispielsweise zwischen der von GaAs (870 nm) und der von InAs (3440 nm) variiert werden. Aber auch binäre Halbleiter lassen eine Anpassung der Absorptionskante zu, wenn auch in weit geringerem Umfang: durch Fremdatomdotierung. Abb. 5.8 zeigt die gemessene Filtercharakteristik von GaAs-Wavern mit verschiedenen „Beimischungen“. Reines

⁴Es existiert ein Patent, in dem vorgeschlagen wird, solche Halbleiter zur Realisierung von Wellenlängenduplex bei faseroptischer Übertragung zu nutzen [49].

GaAs besitzt eine Grenzwellenlänge von ca. 870 nm; durch entsprechende Dotierung verschiebt sich die Grenzwellenlänge in Richtung größerer Wellenlängen. Der spektrale Verlauf der Absorption wird dabei zwar etwas flacher — im Vergleich zu dem von Farbglass ist er aber immer noch weit günstiger⁵. Die Filterverläufe der beiden n-dotierten GaAs(Te)-Proben harmonisieren beispielsweise hervorragend mit der Emissionswellenlänge von GaAs:Si-Lasern, die bei 940 nm liegt. Zusammen mit der spektralen Charakteristik von Si-Photodioden sind so spektrale Halbwertsbandbreiten von ca. 100 nm denkbar⁶, siehe Abb. 5.9. Vorteilhafterweise könnte eine solche GaAs-Filterschicht nach einer dünnen Passivierung — z. B. SiO₂ — direkt auf die Oberfläche der Si-Photodiode aufgebracht werden. Der Preis wird sich dann in ähnlichem Rahmen wie der einer Farbglass-Dioden-Kombination bewegen. Nach Ansicht des Autors ist diese Variante vielversprechend.

Bisher konnte zwar der Absolutwert der Transmission im Durchlaßbereich nur mit nicht entspiegelten GaAs-Proben gemessen werden — der ermittelte Wert von 50% liegt aber nur ca. 2% unter dem theoretischen Wert, der aus den Brechungsverlusten Luft/GaAs bzw. GaAs/Luft resultiert. Bei Entspiegelung der Grenzflächen kann demnach von einer Transmission nahe 100% ausgegangen werden. Außerdem wiesen die Proben (es handelt sich um Waver-Material) hohe Dicken auf. Es ist aber davon auszugehen, daß die Filtercharakteristik auch bei Schichtdicken von wenigen μm einen ähnlichen Verlauf zeigt.

Nahezu ideales Bandpaßverhalten ließe sich allerdings erreichen, wenn das Halbleiterfilter mit einer Photodiode kombiniert wird, die selbst aus einem direktem Halbleiter besteht und deren Grenzwellenlänge nur geringfügig oberhalb von λ_{tx} liegt [48]. Aufgrund der steilen Absorptionskante direkter Halbleiter entspricht die spektrale Charakteristik einer solchen Diode weit mehr der einer idealen Photodiode, als es die einer Si-Diode tut, vgl. Abb. 5.9. So ist es möglich, die Betriebswellenlänge nahe der Absorptionskante zu wählen.

Kann die Grenzwellenlänge des Halbleiterfilters oder die der Diode variiert werden, sind Halbwertsbreiten zwischen 10 – 20 nm denkbar. Das würde, verglichen mit einer Kombination aus Si-Diode und Farbglassfilter, einem Gewinn von 5 – 6.5 dB bzgl. der mittleren optischen Signalleistung entsprechen. Beispielsweise könnte eine InP-Diode mit einem Filter aus GaAs oder InGaAs versehen werden. Eine andere Möglichkeit wäre, eine InGaAs-Photodiode mit einem entsprechenden Filter zu kombinieren. Allerdings existiert nach Wissen des Autors heute keine Herstellungstechnologie für dicke, d. h. kapazitätsarme, großflächige InGaAs-Dioden, vgl. Abschn. 5.4.5.

5.3.3 Interferenzfilter

Als optische Bandpässe lassen Interferenzfilter prinzipiell spektrale Breiten im Bereich weniger nm zu. Sie sind damit hinsichtlich des Systemverhaltens sehr attraktiv. Allerdings treten bei Realisierungen für Freiraumsysteme gravierende Nebeneffekte wie die Abhängigkeit der Filtermittenfrequenz vom Einfallswinkel oder der Polarisation des Lichts auf. Für FOV-Werte im Bereich von 10° ... 20° ist die Umsetzung von spektralen Halbwertsbreiten zwischen 25 und 50 nm mit ebenen Bandpaßfiltern relativ unproblematisch, vgl. [5]. Der technologische Aufwand zur Realisierung solcher $\Delta\lambda$ für größere FOV ist jedoch enorm.

Zur Lösung des Problems wurde das Interferenzfilter in einem Vorschlag von Lee und Kahn auf die (gekrümmte) Oberfläche eines Halbkugelkonzentrators gebracht. Dabei wurde ein $\Delta\lambda$ von

⁵Es ist zu berücksichtigen, daß auch die Filterflanke von Farbglass mit zunehmender Grenzwellenlänge deutlich flacher verläuft.

⁶Es existiert ein Patent für ein Freiraumübertragungssystem [50], in dem auch die Kombination eines GaAs-Filters mit einer Si-Photodiode propagiert wird — allerdings steht in [50] der Wellenlängenmultiplexgedanke im Vordergrund; der Kombination aus GaAs-Filter und Si-Photodiode ist nur einer von drei verschiedenen Detektoren.

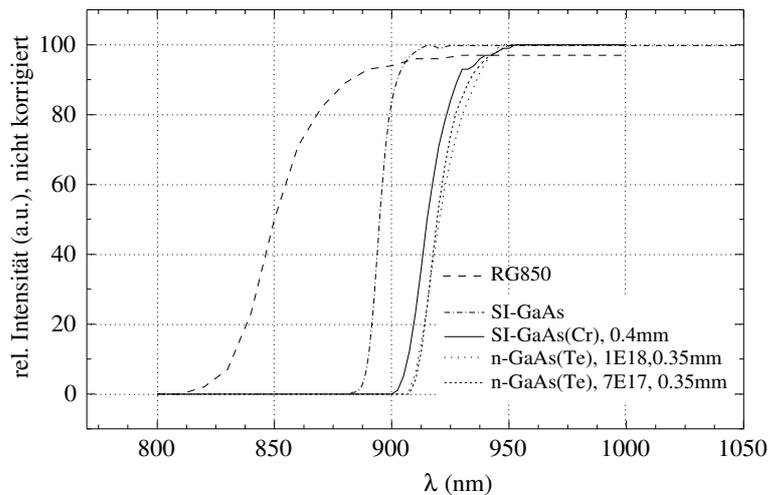


Abbildung 5.8: Vergleich der Filtercharakteristik von Farbglas mit der von GaAs-Wavern mit verschiedenen Fremdatomdotierungen: Die Übergangswellenlänge der n-dotierten Waver harmonisieren gut mit der Emissionswellenlänge von GaAs:Si-Sendebauerelementen (940 nm). Die Messungen wurden freundlicherweise von Herrn Prof. Behn, FH Schmalkalden, durchgeführt.

30 nm erreicht, allerdings auf Kosten einer Durchlässigkeit von nur 68 %, der den Gewinn gegenüber dem bloßen Konzentrador um ca. 3 dB schrumpfen läßt [12]. In einer anderen Variante werden zwei CPC mit dazwischenliegendem Interferenzfilter miteinander kombiniert. Der erste Konzentrador dient der Winkeltransformation, so daß das Licht das Filter mit einer geringeren Winkelstreuung trifft [51]. Eine solche Variante wurde vom Fraunhofer-Institut als Lösung für das IHDN-System verworfen, weil die Länge dieser Kombination fast 90 mm betragen hätte.

Abb. 5.9 zeigt die spektrale Charakteristik der im Demonstrator verwendeten Photodiode in Verbindung mit den drei vorgestellten Filtern. Für das Interferenzfilter wurde eine realistische spektrale Halbwertsbreite von $\Delta\lambda = 50$ nm gewählt. Werden die Filtercharakteristika mit dem Spektrum der Sonne nach Abb. 5.3 bewertet, zeigt sich, daß ein Interferenzfilter selbst bei gleicher Transmission nur einen Vorteil von ca. 1.5 dB gegenüber einem GaAs-Filter und von 2.7 dB gegenüber einem Farbglasfilter (850 nm) hinsichtlich der optischen Signalleistung verspricht. Bei LOS-Szenarien würde ein solches Filter demzufolge bei gleicher Sendeleistung eine um gerade $\sqrt[4]{2}$ bzw. $\sqrt[4]{3.5}$ erhöhte Übertragungsdistanz gewährleisten, was angesichts der deutlich höheren Kosten von Interferenzfiltern für die Anwendung von Absorptionsfiltern spricht.

5.4 Photodiode

Schon in den vergangenen Abschnitten wurde deutlich, daß die spektrale Empfangscharakteristik der Diode entscheidenden Einfluß auf das SNR haben kann. Nachfolgend werden neben diesem Parameter auch die dynamischen Eigenschaften der Diode untersucht.

5.4.1 Funktionsprinzip

Die Funktion der Photodiode beruht auf dem Photosperrschichteffekt. Dabei werden Ladungsträgerpaare, die durch Photonenabsorption generiert werden, im elektrischen Feld der Raumladungszone eines p-n-Übergangs räumlich getrennt. Das hohe elektrische Feld innerhalb der Sperr-

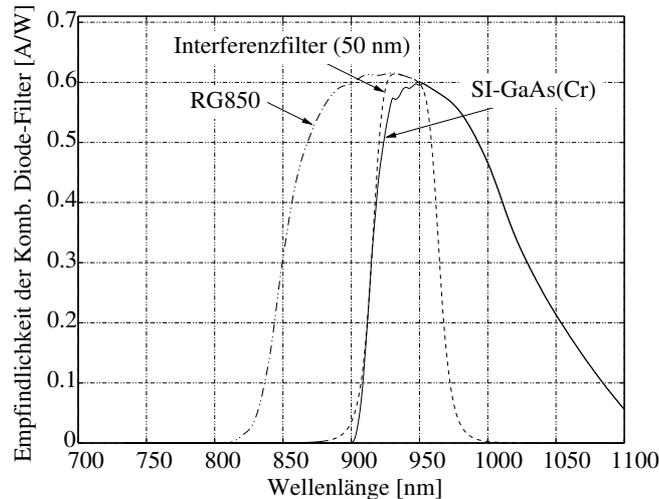


Abbildung 5.9: Spektrale Charakteristik der Photodiode „Silicon Sensor SSO-PD20-6“ in Kombination mit verschiedenen Filtern: Die Kurven für die Absorptionsfilter entstanden durch Verknüpfung der Meßergebnisse aus den Abb. 5.8 und 5.12. Die Kurve für das Interferenzfilter mit einer spektralen Breite von 50 nm nutzt ein Butterworth-Modell zur Approximation der Filtercharakteristik (nach Barry [22]), wobei hier senkrechter Lichteinfall angenommen wurde. Dieses „theoretische“ Filter wurde wiederum mit der gemessenen spektralen Charakteristik der Diode kombiniert. Als maximale Transmission wurde für alle Filter „1“ angenommen.

schicht ist die Ursache für das wesentlich bessere transiente Verhalten von Photodioden gegenüber Photoleitern.

Werden Photonen direkt in der Sperrschicht absorbiert, setzt unmittelbar eine schnelle Driftbewegung der erzeugten Ladungsträger ein. Dagegen müssen Elektronen, die im p-Gebiet, und Löcher, die im n-Gebiet generiert werden, erst zur Sperrschicht diffundieren, um zum Photostrom beizutragen. Der Photostrom enthält dadurch stark verzögerte Komponenten, die sich als sogenannter „Diffusionsschwanz“ äußern; dieser kann mehrere μs andauern.

Um kurze Schaltzeiten zu erreichen, muß deshalb der Großteil der Strahlung innerhalb der Sperrschicht absorbiert werden. Dafür eignen sich in besonderem Maße sogenannte PIN-Dioden (PIN: Positive-Intrinsic-Negative), bei denen zusätzlich eine i-Schicht (i: Intrinsic) zwischen die hochdotierten p- und n-Gebiete gebracht wird, siehe Abb. 5.10. Die Breite der Sperrschicht wird hier im wesentlichen von der Dicke d_i der i-Zone bestimmt und kann damit im Entwurfsprozeß

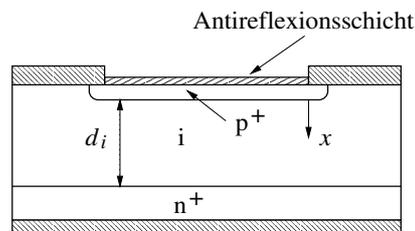


Abbildung 5.10: Schematischer Aufbau einer PIN-Photodiode: Die Antireflexionsschicht dient der Brechzahlanpassung von Luft und Diodenmaterial.

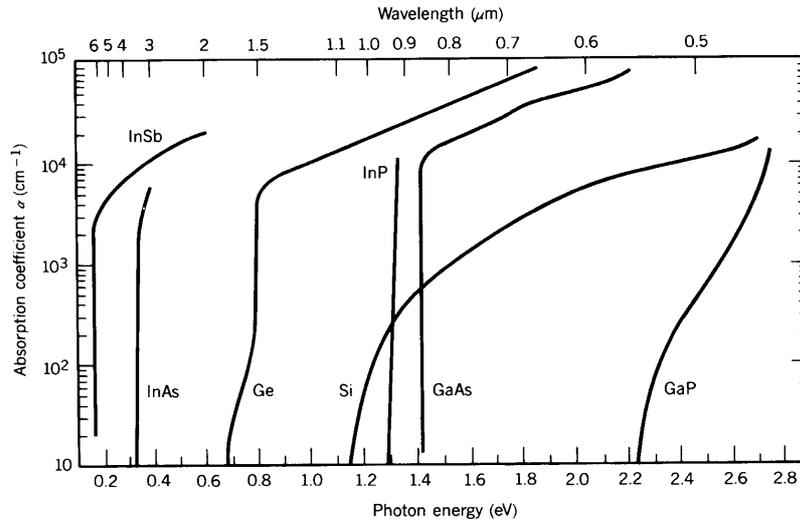


Abbildung 5.11: Absorptionskoeffizient α verschiedener Halbleiter: Für direkte Halbleiter wie InP, GaAs oder InAs verläuft der Absorptionskoeffizient in der Nähe der Grenzwellenlänge sehr steil. Bei Verbindungshalbleitern wird die Absorptionskante vom Mischungsverhältnis bestimmt (entnommen aus Saleh/Teich[52]).

festgelegt werden — zumindest bei Si-Photodioden. Für die weiteren Analysen wird von PIN-Dioden ausgegangen.

Anmerkung: Avalanche Photodioden werden nicht weiter betrachtet, weil diese nur in Empfängern, deren Empfindlichkeit vom Verstärkerrauschen bestimmt wird, Vorteile erzielen können. Das ist nur bei Freiraumsystemen mit sehr geringem FOV oder sehr kleinen Detektorflächen der Fall.

5.4.2 Spektrale Diodenempfindlichkeit

Photonenabsorption ist dann möglich, wenn die Photonenenergie mindestens dem Bandabstand W_g zwischen Leitungs- und Valenzband des jeweiligen Halbleitermaterials entspricht. Deshalb beträgt die obere Grenzwellenlänge λ_g einer Photodiode

$$\lambda_g = \frac{hc}{W_g} . \quad (5.12)$$

Die Konstanten c und h stehen für die Lichtgeschwindigkeit respektive das Planck'sche Wirkungsquantum. Der Bandabstand von Silizium korrespondiert mit einer Grenzwellenlänge von ca. 1100 nm.

Wird angenommen, daß keine Photonen an der Diodenoberfläche reflektiert werden — die Grenzfläche Luft-Photodiode also sehr gut entspiegelt ist — und der Großteil der Ladungsträger in der i-Zone absorbiert wird, gilt für die Wahrscheinlichkeit, daß ein einfallendes Photon ein Trägerpaar generiert, die einfache Beziehung

$$\eta = 1 - e^{-\alpha d_i} . \quad (5.13)$$

Der Term η wird als Quantenwirkungsgrad bezeichnet und hängt bei gegebenem Intensitätsabsorptionskoeffizient α des Halbleiters von der Schichtdicke d_i ab, vgl. Abb. 5.11. Unter Zuhilfenahme

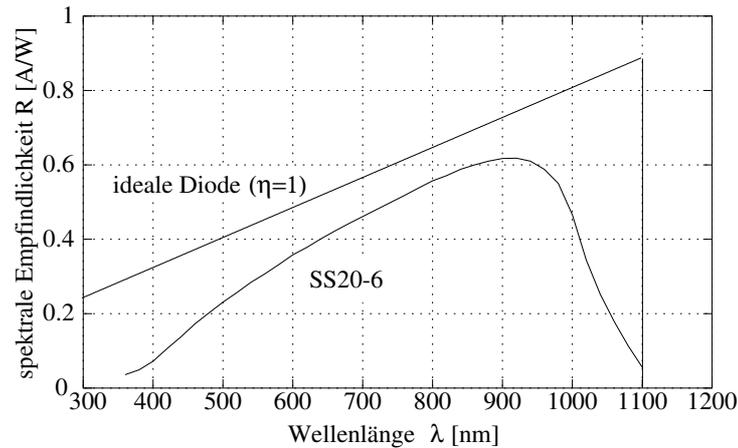


Abbildung 5.12: Spektrale Charakteristik der Diode „Silicon Sensor SSO-PD20-6“ im Vergleich zu einer idealen Diode mit $\eta = 1$ (das Meßergebnis wurde freundlicherweise durch die Silicon Sensor GmbH zur Verfügung gestellt)

des Planck’schen Strahlungsgesetzes ermöglicht (5.13) die Berechnung der Diodenempfindlichkeit⁷; für sie folgt

$$R(\lambda) = \eta \frac{q\lambda}{hc} = \eta \frac{\lambda}{1.24 \mu\text{m}} \text{ A/W} \quad \text{für} \quad \lambda \leq \lambda_c \quad . \quad (5.14)$$

Gl. (5.13) zeigt, daß die Dicke der i -Schicht für einen hohen Quantenwirkungsgrad etwa im Bereich der Eindringtiefe $1/\alpha$ der Betriebswellenlänge λ_{tx} bzw. darüber liegen sollte⁸. Für $d_i = 1/\alpha$ wird gerade $\eta = 0.63$ erreicht. In Abb. 5.12 ist $R(\lambda)$ für die im IHDN-Demonstrator verwendeten Diode im Vergleich zu einer „idealen“ Photodiode mit 100% Quantenwirkungsgrad dargestellt.

5.4.3 Dynamisches Verhalten

Werden wiederum die langsamen Diffusionsströme aus dem p- bzw. n-Gebiet vernachlässigt, sind die dynamischen Eigenschaften der Diode einerseits durch die Sperrschichtkapazität in Verbindung mit dem Lastwiderstand des Verstärkers und andererseits durch die Trägerlaufzeiten innerhalb der i -Schicht vorgegeben. Nach [36] ist für die Diodenkapazität folgende Näherungsbeziehung gültig

$$C_d = \frac{A_{pin}}{d_i} \epsilon_0 \epsilon_r \quad . \quad (5.15)$$

Sie setzt voraus, daß die Weite der Raumladungszone tatsächlich mit d_i übereinstimmt. Da die i -Schicht bei realen Dioden nicht wirklich eigenleitend, sondern schwach dotiert ist [36], erstreckt sich die Raumladungszone bei geringen Sperrspannungen oder sehr hohen Werten von d_i u. U. nicht über die gesamte i -Schicht. In diesem Fall ist die Kapazität größer.

Zur Abschätzung des Einflusses der Trägerlaufzeit wird angenommen, daß die Strahlung gleichmäßig innerhalb der i -Zone absorbiert wird. Diese Bedingung ist näherungsweise dann erfüllt, wenn d_i für die entsprechende Wellenlänge nicht wesentlich größer als die Eindringtiefe $1/\alpha$ ist; das trifft

⁷Das bisher verwendete Symbol R steht als Abkürzung für $R(\lambda_{tx})$.

⁸Allerdings kann nach Opielka [53] die Dicke durch einen Spiegel bei gleicher Quantenausbeute etwa halbiert werden.

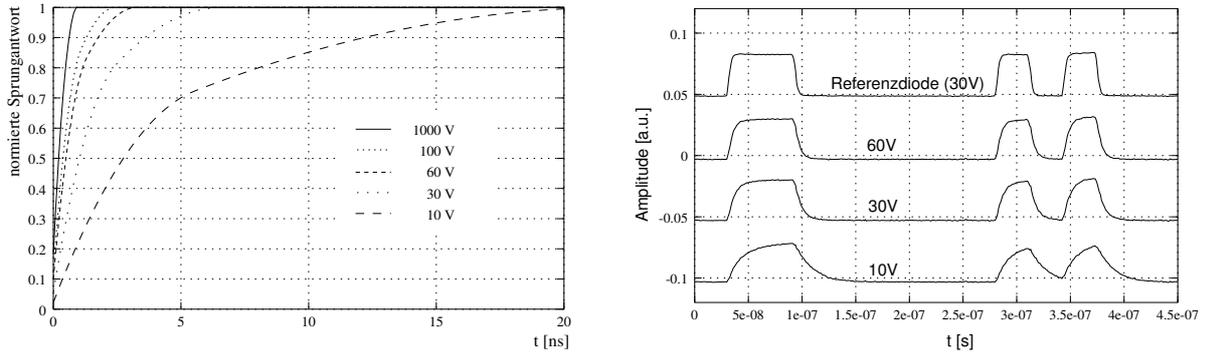


Abbildung 5.13: Links: Simulierte Sprungantwort einer Silizium-Diode für unterschiedliche Sperrspannungen bei einer angenommenen Schichtdicke $d_i = 100 \mu\text{m}$. Rechts: Antwort der Diode „Silicon Sensor SSO-PD20-6“ auf eine Rechteckimpulsfolge (Impulsbreite 31.25 ns) für unterschiedliche Sperrspannungen. Die Diodenkapazität beträgt etwa 20 pF, der Arbeitswiderstand 50 Ω .

bei Si-Dioden häufig zu. Nach Saleh [52] setzt sich die normierte Impulsantwort $\int_0^\infty g(t) dt = 1$ aus einem durch die Elektronen hervorgerufenen Anteil $g_e(t)$ und einem Löcheranteil $g_h(t)$ zusammen:

$$g(t) = g_e(t) + g_h(t) \quad (5.16)$$

mit

$$g_e(t) = \begin{cases} v_e/d_i(1 - tv_e/d_i) & \text{für } 0 \leq t \leq d_i/v_e \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.17)$$

$$g_h(t) = \begin{cases} v_h/d_i(1 - tv_h/d_i) & \text{für } 0 \leq t \leq d_i/v_h \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} .$$

Darin sind v_e und v_h die Driftgeschwindigkeiten der Elektronen bzw. Löcher, die vom Halbleitermaterial und der elektrischen Feldstärke des Driftfeldes abhängen. Die Dicke d_i hat demnach nicht nur über die zurückzulegende Wegstrecke, sondern auch über die Feldstärke Einfluß auf die Laufzeiten. Für elektrische Felder von $\approx 5 - 10 \text{ V}/\mu\text{m}$ innerhalb der Sperrschicht nähern sich v_h und v_e bei Silizium der thermischen Geschwindigkeit von $100 \mu\text{m}/\text{ns}$ [54]. Für niedrige Feldstärken können beide Komponenten mehrere Größenordnungen darunter liegen.

5.4.4 Dimensionierung einer Si-Photodiode

Mit (5.13),(5.15) und (5.16) entstehen widersprüchliche Forderungen hinsichtlich d_i . Eine hohe Empfindlichkeit auch bei großen Wellenlängen sowie eine niedrige Sperrschichtkapazität bedingen eine dicke i-Schicht, während kurze Ladungsträgerlaufzeiten ein schmales d_i verlangen. Tatsächlich sind Si-PIN-Photodioden mit Schichtdicken im Bereich einiger $100 \mu\text{m}$ herstellbar.

Zunächst soll eine Diode dimensioniert werden, die bei $\lambda_{tx} = 800 \text{ nm}$ eine Empfindlichkeit $R = 0.5 \text{ A/W}$ aufweist. Nach Abb. 5.11 beträgt $1/\alpha$ etwa $10 \mu\text{m}$, damit wird bei einer Schichtdicke von $15 \mu\text{m}$ die angestrebte Empfindlichkeit erreicht. Wird von einer leicht realisierbaren Sperrspannung von 30 V ausgegangen, beträgt selbst die langsamere Löcherdriftgeschwindigkeit bei einer Feldstärke von $2 \text{ V}/\mu\text{m}$ nach [54] etwa $50 \mu\text{m}/\text{ns}$ — damit kann die Trägerlaufzeit vernachlässigt werden. Eine solche Dioden wäre für die faseroptische Übertragung ideal geeignet. Allerdings ist mit $d_i = 15 \mu\text{m}$ ein Kapazitätsbelag von $700 \text{ pF}/\text{cm}^2$ verbunden⁹, der bei großflächigen Freiraumemp-

⁹Für Silizium beträgt ϵ_r etwa 11.8.

fängern und breitbandiger Übertragung außerordentlich problematisch ist, vgl. Abb. 5.19.

Wird d_i auf $100\ \mu\text{m}$ erhöht, reduziert sich nicht nur der Kapazitätsbelag auf ca. $100\ \text{pF}/\text{cm}^2$ — auch daß Empfindlichkeitsmaximum der Diode verschiebt sich in Richtung größerer Wellenlängen. Beispielsweise wird für $\lambda = 1000\ \text{nm}$ eine Empfindlichkeit von ca. $0.5\ \text{A}/\text{W}$ erreicht; eine solche Diode kann gut mit einem Absorptionsfilter kombiniert werden. Bei $30\ \text{V}$ Sperrspannung beträgt die Löcherdriftgeschwindigkeit durch die reduzierte Feldstärke jetzt aber nur noch etwa $15\ \mu\text{m}/\text{ns}$, so daß Trägerlaufzeiten von bis zu etwa $7\ \text{ns}$ auftreten. In Breitbandsystemen, die Si-Photodioden nutzen, ist die Betriebswellenlänge deshalb auf Werte von etwa $1000\ \text{nm}$ begrenzt.

Abb. 5.13 links zeigt die simulierte Impulsantwort für $d_i = 100\ \mu\text{m}$ bei verschiedenen Sperrspannungen. Im Bild rechts ist die reale Antwort der Diode „Silicon Sensor SSO-PD20-6“ mit einer strahlungsaktiven Fläche von $20\ \text{mm}^2$ auf eine Rechteckimpulsfolge dargestellt. Der Einfluß der Trägerlaufzeiten ist hier deutlich sichtbar.

5.4.5 Alternative Halbleitermaterialien für größere Wellenlängen

Für die optische Übertragung sind Betriebswellenlängen von nur wenigen $100\ \text{nm}$ aufgrund der prinzipiell geringen Photodiodenempfindlichkeit wenig attraktiv.

Faseroptische Übertragungssysteme arbeiten dagegen häufig bei Wellenlängen von $1.3\ \mu\text{m}$ oder $1.55\ \mu\text{m}$. I. allg. kommen $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ -Photodioden oder ähnliche Varianten aus ternären oder quaternären Mischhalbleitern zum Einsatz.

Zunächst suggerieren ähnlich hohe Wellenlängen auch bei optischer Indoor-Übertragung Vorteile: Der spektrale Anteil des Sonnenlichts fällt etwas niedriger aus als im nahen IR-Bereich, außerdem sinken die Anforderungen bzgl. der Augensicherheit — zumindest bei stark fokussierten Punktquellen [55].

Den beiden Hauptvorteilen stehen allerdings gravierende Nachteile entgegen, verursacht durch die Eigenschaften der entsprechenden Detektoren. An erster Stelle ist der vielfach höhere Preis zu nennen — das gilt auch für Ge-Photodioden¹⁰. Aber auch aus technischer Sicht treten bei großflächigen Dioden aus Si-Alternativmaterialien Hindernisse auf: in Form der deutlich höheren Diodenkapazität. So können bei InGaAs -PIN-Photodioden schon Kapazitätsbeläge von ca. $30\ \text{pF}/\text{mm}^2$ als gering eingestuft werden; entsprechend Abb. 5.19 ist die sinnvolle Detektorfläche bei breitbandiger Übertragung demnach im Bereich einiger weniger mm^2 angesiedelt; die Anwendung ist höchstens in Form von Diodenarrays interessant, die mit abbildenden Optiken zu Imaging-Receivern kombiniert werden. Ein entsprechender Experimentalaufbau wurde durch die British-Telecom vorgestellt [9].

Die Ursache des hohen Kapazitätsbelags entsprechender Dioden liegt in der geringen Dicke d_i ihrer Intrinsic-Schicht. Bei Glasfaserübertragung ist ja gerade eine besonders dünne Intrinsic-Schicht interessant, weil dadurch die Ladungsträgerlaufzeiten minimiert werden; der Kapazitätsbelag spielt dagegen durch den geringen Diodendurchmesser nur eine untergeordnete Rolle und kann durch spezielle Bauformen reduziert werden. Die heutige Herstellungstechnologie läßt praktisch nur Schichtdicken im Bereich weniger μm zu, weil die eigentlichen Diodenschichten epitaktisch (d. h. sehr langsam) einem Substrat aufgewachsen werden¹¹.

Aber selbst wenn höhere Schichtdicken realisiert würden, ist mit zunehmend schlechterem Wirkungsgrad¹² und einem zu hohem Dunkelstrom zu rechnen. Denn der Dunkelstrom I_d einer PIN-

¹⁰Diese sind in faseroptischen Empfängern aufgrund ihres hohen Dunkelstroms wenig verbreitet.

¹¹ InGaAs -Dioden haben deshalb die oben angegebene Zusammensetzung (die mit einer Grenzwellenlänge von $1.65\ \mu\text{m}$ korrespondiert), weil für solche Dioden Substrate aus InP genutzt werden. Eine Schicht aus $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ hat die gleiche Gitterkonstante wie InP [36].

¹²Bei Mischkristallen treten wesentlich stärkere Verunreinigungen als in Elementhalbleitern auf; dadurch ist bei

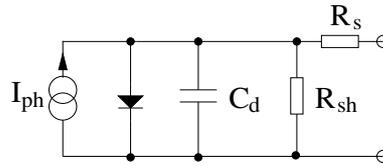


Abbildung 5.14: Ersatzschaltbild einer Photodiode

Photodiode hängt nach [57] nicht nur exponentiell von der Grenzwellenlänge ab, sondern auch linear von A_{pin} und d_i . Werden mit N_c und N_v die effektiven Zustandsdichten des Leitungs- und Valenzbandes bezeichnet, ist I_d durch

$$I_d = qn_i A_{pin} d_i / \tau_e \quad \text{mit} \quad n_i = \sqrt{N_c N_v} \exp\left(\frac{-hc}{2kT\lambda_g}\right) \quad (5.18)$$

gegeben. Beispielsweise besitzt eine Ge-Dioden unter gleichen Randbedingungen einen etwa 4 Größenordnungen größeren Dunkelstrom als eine Si-Diode [58] — Gewinne bzgl. des Stroms I_{bg} können so durch den erhöhten Dunkelstrom kompensiert werden.

5.4.6 Ersatzschaltbild

Abb. 5.14 zeigt das Ersatzschaltbild einer Photodiode. Bei Sperrbetrieb und unter Vernachlässigung des Sättigungsstroms kann die Diode entfallen. Der Parallelwiderstand R_{sh} liegt im Bereich mehrerer $M\Omega$ und kann demnach i. allg. gegen den Lastwiderstand vernachlässigt werden. Bei dynamischen Untersuchungen kann häufig auch der Serienwiderstand R_s entfallen. Dieser Ohmsche Widerstand hat allerdings erheblichen Einfluß auf das Empfängerrauschen. Sein Wert kann zwischen wenigen Ω und einigen 100Ω variieren. Besonders problematisch ist der schon in Abschn. 5.4.3 angesprochene Fall einer Raumladungszone, die sich nicht über die gesamte i-Schicht erstreckt. In diesem Fall ist ein Teil der i-Schicht feldfrei und wirkt als Ohmscher Serienwiderstand. Unkritisch sind bei Breitbandübertragung und hohen Diodenkapazitäten nur Werte von wenigen Ω .

5.5 Vorverstärker

5.5.1 Überblick

Die wichtigsten Eigenschaften eines Vorverstärkers sind Empfindlichkeit, Bandbreite, und Dynamikbereich. Hinsichtlich der Empfindlichkeit arbeitet er dann zufriedenstellend, wenn zumindest bei typischen Tageslichtverhältnissen und Detektorflächen im Bereich vieler mm^2 das Rauschen des Photostroms I_{bg} gegenüber dem des eigentlichen Verstärkers dominiert. Da I_{bg} sehr starken Schwankungen unterliegt (vgl. Abschn. 6.1) und bei künstlicher Beleuchtung auch relativ niedrig ausfallen kann, ist eine hohe Verstärkerempfindlichkeit¹³ in jedem Fall erstrebenswert.

Das Hauptentwurfproblem stellt die im Vergleich zu faseroptischen Detektoren große Diodenkapazität dar: Diese begrenzt nicht nur die Bandbreite, sondern auch die Empfindlichkeit des Verstärkers. In Bezug auf den Dynamikbereich muß berücksichtigt werden, daß die Signalpegel

dicken Dioden die Gefahr gegeben, daß die erzeugten Ladungsträger schon auf dem Weg durch die Verarmungszone rekombinieren[56].

¹³Nachfolgend wird der Begriff „Verstärkerempfindlichkeit“ für die theoretisch ohne Hintergrundlicht erreichbare Empfängerempfindlichkeit verwendet.

um mehrere Größenordnungen schwanken können. Werden zweistufige Signale wie bei PPM oder OOK empfangen, ist eine symmetrische Begrenzung bei großen Pegeln unkritisch. Für mehrstufige Verfahren wie PAM oder Subträger-Verfahren werden allerdings erhöhte Anforderungen an die Empfängerlinearität gestellt.

Optische Empfänger nutzen drei elementare Verstärkervarianten, deren Funktionsweise nicht im einzelnen dargestellt werden soll. Ein Überblick wird z. B. in Opielka [53] gegeben. Der *Hochimpedanzverstärker* ist für Freiraumsysteme durch seine begrenzte Dynamik [60] wenig attraktiv. Außerdem unterliegt die Zeitkonstante aus C_d und Lastwiderstand Schwankungen,¹⁴ so daß eine feste Entzerrfunktion problematisch ist. Diese Nachteile vermeidet der *Transimpedanzverstärker*. Die maximale Verstärkung, welche hier bei gegebenem Rückkoppelwiderstand die Bandbreite bestimmt, ist aus Stabilitätsgründen begrenzt. Unter Umständen ist so das Widerstandsrauschen hinsichtlich der Verstärkerempfindlichkeit maßgebend. Auch beim *Bootstrap-Verstärker*, bei dem die Diode zwischen dem Ein- und Ausgang eines „Eins“-Verstärkers arbeitet, bestimmen Stabilitätsforderungen die Größe des Lastwiderstandes bzw. die erreichbare Grenzfrequenz.

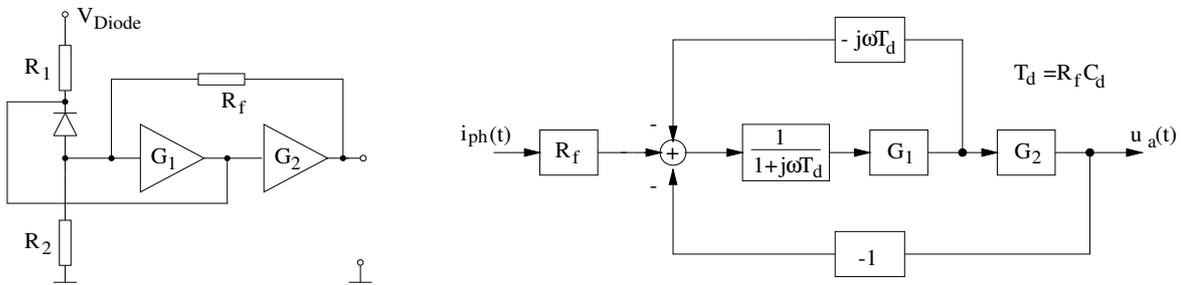


Abbildung 5.15: Schematischer Aufbau eines Bootstrap-Transimpedanz-Verstärkers (links) und äquivalente Darstellung als Regelkreis. Für die rechte Darstellung wurde die Diode als Stromquelle $i_{ph}(t)$ mit Parallelkapazität C_d modelliert. Die Diode arbeitet zwischen dem Ein- und Ausgang der ersten Verstärkerstufe, für die $G_1 \approx 1$ gilt. Durch den Bootstrap-Effekt wird so die Kapazität dynamisch verkleinert. Die zweite Stufe ist ein invertierender Verstärker und realisiert durch den Rückkoppelwiderstand den Transimpedanz-Anteil zur Erhöhung der Bandbreite.

5.5.2 Bootstrap-Transimpedanz-Verstärker

Aufgrund der i. allg. sehr hohen Detektorkapazität ist für Freiraumsysteme besonders die Kombination verschiedener Verstärkerlösungen interessant. Ein Bootstrap-Transimpedanz-Verstärker wurde schon 1982 von Araham [61] vorgestellt. Abb. 5.15 links zeigt das Prinzip.

Wird der Einfluß der Widerstände R_1 und R_2 , die nur der Vorspannung der Diode dienen, wie in Abb. 5.15 rechts vernachlässigt, ist die Übertragungsfunktion des Verstärkers durch

$$G_{ti}(f) = R_f \frac{G_1(f)G_2(f)}{1 - G_1(f)G_2(f)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j2\pi f T_d (1 - G_1(f))}{1 - G_1(f)G_2(f)}} \quad (5.19)$$

gegeben, wobei $T_d = R_f C_d$ die Zeitkonstante aus Diodenkapazität und Rückkoppelwiderstand R_f ist. $G_1(f)$ und $G_2(f)$ sind die Übertragungsfunktionen der ersten und zweiten Verstärkerstufe.

¹⁴So ändert sich die Sperrspannung und damit bei realen Dioden auch die Kapazität mit den Umgebungslichtverhältnissen.

Werden der Verstärker mit $G_1(f) = v_1$ ($v_1 \approx 1$) und $G_2(f) = -v_2$ ($v_2 \gg 1$) als ideal angesehen, folgt

$$G_{ti}(f) = -R_f \frac{v_1 v_2}{1 + v_1 v_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j2\pi f T_d (1 - v_1)}{1 + v_1 v_2}} \approx -R_f \cdot \frac{1}{1 + j2\pi f T_d (1 - v_1)/v_2}, \quad (5.20)$$

so daß die Grenzfrequenz der Schaltung durch die Rückkopplungen etwa um den Faktor $v_2/(1 - v_1)$ erhöht wird. Begrenzt wird der erreichbare Bandbreitengewinn $v_2/(1 - v_1)$ durch die einzuhaltende Stabilität der Schaltung. Für große Schleifenverstärkungen sind in jedem Fall hohe Grenzfrequenzen der beiden Verstärkerstufen anzustreben.

Die für den Demonstrator neu entwickelte Variante eines solchen Verstärkers [45], die in Abschn. 7.3.2 vorgestellt wird, erreicht bei einer Diodenkapazität $C_d = 23$ pF und einer Transimpedanz $R_f = 27$ k Ω eine Bandbreite von etwa 120 MHz, so daß die Empfängergrenzfrequenz praktisch ausschließlich von den Ladungsträgerlaufzeiten der Diode bestimmt wird. Der Verstärker arbeitet mit bipolarer Eingangstufe, deren (technologisch vorgegebene) Rauschanteile gegenüber dem Widerstandsrauschen von R_f dominieren. Damit wurde das Problem eines möglichst rauscharmen Arbeitswiderstandes hier zufriedenstellend gelöst.

5.5.3 Rauschmodellierung

Im Empfänger existiert eine Reihe von Rauschquellen, die — je nach physikalischer Ursache und Position in der Übertragungskette — einen unterschiedlichen Einfluß auf das Gesamt rauschverhalten haben. Üblicherweise erfolgt die Abschätzung der resultierenden Rauschleistungsdichte am Entscheider durch die Bewertung aller an den Verstärkereingang bzw. zur Photostromquelle transformierten Rauschanteile mit der Übertragungsfunktion des Empfangsfilters. Dabei wird eine ideale Übertragungscharakteristik zwischen Photodiode und Verstärkerausgang postuliert. Außerdem wird im Normalfall mit einseitigen Rauschleistungsdichten gearbeitet, die hier durch den hochgestellten Index „(ss)“ besonders gekennzeichnet werden sollen.

5.5.3.1 Eingangsbezogene Rauschleistung

Im Anhang B wird die Eingangstransformation der Rauschquellen eines Bootstrap-Transimpedanzverstärkers nach Abbildung 5.15 bei bipolarer und unipolarer Eingangsstufe dargestellt¹⁵. Die Ergebnisse entsprechen denen eines Hoch- oder Transimpedanzempfängers (siehe z. B. [60]), wenn für den wirksamen Rauschwiderstand R_{res} die Parallelschaltung von R_2 und R_f berücksichtigt wird. Demnach gilt — unabhängig von der Verstärkervariante — für die eingangsbezogene Leistungsdichte bei bipolarer Eingangsstufe

$$N_{bjt}^{(ss)}(f) = 2qI_{bg} + 2qI_b + \frac{4k_b T}{R_{res}} + \frac{2qI_c (2\pi C_t)^2}{S^2} f^2 + 4k_b T (R_s + R_{bb}) (2\pi C_d)^2 f^2 \quad (5.21)$$

$$= 2qI_{bg} + 4k_b T \left(\frac{S}{2\beta} + \frac{1}{R_{res}} + \frac{(2\pi C_t)^2}{2S} f^2 + (R_s + R_{bb}) (2\pi C_d)^2 f^2 \right) \quad (5.22)$$

und bei unipolarer Eingangsstufe

$$N_{fet}^{(ss)}(f) = 2qI_{bg} + 4k_b T \left(\frac{1}{R_{res}} + \frac{\Gamma(2\pi C_t)^2}{S} (f_c f + f^2) + R_s (2\pi C_d)^2 f^2 \right). \quad (5.23)$$

¹⁵Dabei mußte im Gegensatz zum vorigen Abschnitt auch der Diodenserienwiderstand R_s berücksichtigt werden.

Die in den Gleichungen verwendeten Symbole sind in Tabelle B.1 mit den für die weiteren Betrachtungen angenommenen Parametern enthalten. Gl. 5.22 dient der besseren Vergleichbarkeit des Rauschverhaltens von bipolaren oder unipolaren Eingangsstufen.

Im Widerspruch zu diesen Ergebnissen enthalten die Analysen von Elmighani [62] zum Bootstrap-Transimpedanz-Verstärker einen zusätzlichen von R_{bb} bzw. R_s hervorgerufenen Rauschanteil, der linear mit der Vorwärtsverstärkung der Schaltung wächst und damit keine hohen Schleifenverstärkungen zulassen würde. Allerdings wurde die Gültigkeit von (5.21) auch durch PSPICE-Simulationen bestätigt.

Der Vergleich von (5.22) und (5.23) verdeutlicht den geringeren weißen Rauschanteil von FET gegenüber bipolaren Transistoren. Dieser ist allerdings nur dann von Bedeutung, wenn der äquivalente Rauschwiderstand R_{res} tatsächlich größer als $2\beta/S$ dimensioniert werden kann. Hingegen ist der quadratische Rauschanteil von FET für praxisnahe Werte des Rauschüberschubfaktors Γ ($\approx 1 \dots 1.75$ [60]) bei typischen Basisbahnwiderständen $R_{bb} \leq 10 \Omega$ größer. Hinzu kommt außerdem der f -Anteil, der bei großem S aufgrund der Abhängigkeit $f_c \sim S^2$ sogar gegenüber dem f^2 -Anteil dominieren kann. So beträgt f_c in [63] z. B. 258 MHz! Dieser Sachverhalt wird auch in Abb. 5.16 deutlich. Damit können FET-Eingangsstufen nur bei Systemen mit kleinen Diodenkapazitäten (gerichtete Freiraum- oder Glasfaserübertragungssysteme) oder niedrigen Datenraten je nach Größe des Lastwiderstandes Vorteile gegenüber bipolaren Stufen erzielen. Neben dem i. allg. höheren f^2 - oder f -Rauschen besitzen FET für Freiraumsysteme allerdings einen weiteren gravierenden Nachteil, der besonders bei Empfangsarrays zum Tragen kommt: Bei gleicher Steilheit benötigen FET einen um wenigstens eine Größenordnung höheren Ruhestrom, typischerweise gilt bei $S = 20 \dots 100$ mS für den Drainstrom $I_{dr} = 10 \dots 100$ mA. Bipolartransistoren erreichen Steilheiten von 100 mS bereits bei $I_c \approx 2.5$ mA. Die von Otte [64] pauschal gemachte Aussage, FET seien Bipolartransistoren generell vorzuziehen, ist also nicht zutreffend.

Nachfolgend bleiben die Betrachtungen deshalb auf bipolare Eingangsstufen begrenzt.

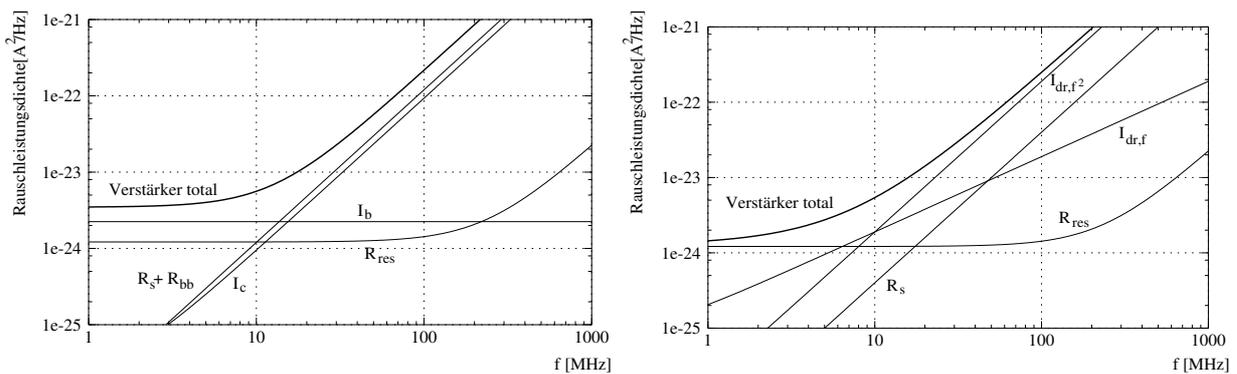


Abbildung 5.16: Vergleich der eingangsbezogenen Rauschleistungsdichten bei bipolarer (links) und unipolarer Eingangsstufe: Bei beiden Transistoren wird das Verstärkerrauschen für Frequenzen > 10 Mbit/s zunehmend von den f^2 -Komponenten dominiert. Die Ursache ist die hohe Diodenkapazität. Die Parameter wurden entsprechend Tabelle B.1, Anhang B gewählt. $I_{dr,f}$ und I_{dr,f^2} sind die weißen bzw. die quadratischen Rauschanteile durch den Drainstrom.

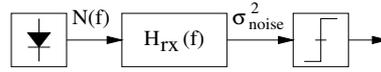


Abbildung 5.17: Zur Berechnung der Rauschvarianz am Entscheider

5.5.3.2 Rauschvarianz am Entscheider

Bei einer eingangsbezogenen Leistungsdichte $N^{(ss)}(f)$ ist die Rauschvarianz am Entscheider durch den Ausdruck

$$\sigma_{noise}^2 = \int_0^\infty N^{(ss)}(f) |H_{rx}(f)|^2 df \quad (5.24)$$

gegeben. $H_{rx}(f)$ ist formal die Übertragungsfunktion zwischen Diodenausgang und Entscheideringang. Im allgemeinen wird jedoch der Einfluß des Verstärkers auf $H_{rx}(f)$ vernachlässigt, so daß die Übertragungsfunktion mit der des Empfangsfilters (evtl. in Kombination mit dem Hochpaß) gleichgesetzt wird, siehe Abb. 5.17.

Die Berechnung des Integrals kann durch die Normierung $f^* = f/R_b$ sowie die getrennte Berücksichtigung der weißen und quadratischen Rauschanteile in (5.22) verallgemeinert werden. Mit den sogenannten Personick-Integralen [65, 66]

$$I_2 = \int_0^\infty |H_{rx}(f^*)|^2 df^* \quad (5.25)$$

$$I_3 = \int_0^\infty f^{*2} |H_{rx}(f^*)|^2 df^* , \quad (5.26)$$

die nur vom Verhältnis der Filtergrenzfrequenz zur Datenrate bzw. der „Form“ der Eingangs- und (gefilterten) Ausgangsimpulse, nicht aber von der Datenrate selbst abhängen, ist eine elegante Rauschanalyse möglich. Für den Fall einer bipolaren Eingangsstufe ist die Rauschvarianz am Entscheider jetzt durch

$$\sigma_{noise}^2 = \left(2qI_{bg} + 2qI_b + \frac{4k_bT}{R_{res}} \right) I_2 R_b + \left(\frac{2qI_c(2\pi C_t)^2}{S^2} + 4k_bT(R_{bb} + R_s)(2\pi C_d)^2 \right) I_3 R_b^3 \quad (5.27)$$

gegeben. Im übrigen kann durch (5.27) auch der optimale Kollektorstrom einfach berechnet werden. Für ihn gilt

$$I_{c,opt} = \frac{2\pi C_t R_b kT}{q} \sqrt{\beta \frac{I_3}{I_2}} . \quad (5.28)$$

Tabelle 5.1 enthält die Personick-Integrale für wichtige Empfangsfilter zur Rauschunterdrückung.

Für Soft-Decision-PPM-Empfänger ist es angebracht, einige Ergänzungen zu treffen. Nach Abschn. 3.4.3 müssen im Fall von L-PPM, das hier stellvertretend für alle PPM Varianten dienen soll, für eine korrekte Symboldetektion in jedem Fall $(L-1)$ richtige Binärentscheidungen getroffen werden. Dazu sind die Empfangsamplituden der minimal um T_{ch} und maximal um $(L-1)T_{ch}$ separierten Chips eines Symbols untereinander zu vergleichen. Ist das eigentliche Empfangsfilter jetzt durch $H_{rx,s}(f)$ gegeben, folgt bei einer Verzögerung nT_{ch} zwischen den zu vergleichenden Chips für die resultierende Übertragungsfunktion $H_{rx,n}(f)$ zwischen Diodenausgang und Entscheideringang

$$\begin{aligned} |H_{rx,n}(f)|^2 &= \left| H_{rx,s}(f) \left(1 - e^{-j2\pi f n T_{ch}} \right) \right|^2 \\ &= 2 |H_{rx,s}|^2 [1 - \cos(2\pi f n T_{ch})] \quad \text{mit } n = 1 \dots (L-1) . \end{aligned} \quad (5.29)$$

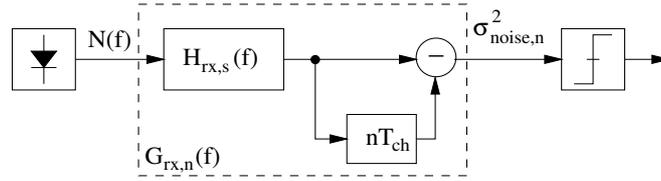


Abbildung 5.18: Ausschnitt eines Soft-Decision-PPM-Empfängers: Im Beispiel werden zwei um nT_{ch} separierte Empfangschips verglichen. Die Abbildung macht den impliziten Hochpaßcharakter von SD-PPM deutlich.

Abb. 5.18 zeigt den Ausschnitt eines SD-PPM-Empfängers, durch den $H_{rx,s}(f)$ und $H_{rx,n}(f)$ verdeutlicht werden sollen. Nach (5.29) ergeben sich so je nach Abstand der Chips $(L - 1)$ gegebenenfalls unterschiedliche Rauschvarianzen. Entsprechend können die Personick-Integrale für den Spezialfall L-PPM jetzt modifiziert als

$$I_{2,n} = \int_0^\infty |H_{rx,n}(f^*)|^2 df^* = 2 \int_0^\infty |H_{rx,s}(f^*)|^2 [1 - \cos(2\pi n f^* l d(L)/L)] df^*, \quad (5.30)$$

$$I_{3,n} = \int_0^\infty f^{*2} |H_{rx,n}(f^*)|^2 df^* = 2 \int_0^\infty f^{*2} |H_{rx,s}(f^*)|^2 [1 - \cos(2\pi n f^* l d(L)/L)] df^* \quad (5.31)$$

ausgedrückt werden. Ohne Intersymbolinterferenzen durch das Filter $H_{rx,s}$ sind alle $(L - 1)$ Rauschvarianzen identisch, allerdings haben sie sich gegenüber einem konventionellem HD-Detektor verdoppelt¹⁶. Allgemein gilt wieder

$$\sigma_{noise,n}^2 = \left(2qI_{bg} + 2qI_b + \frac{4k_b T}{R_{res}} \right) I_{2,n} R_b + \left(\frac{2qI_c (2\pi C_t)^2}{S^2} + 4k_b T (R_{bb} + R_s) (2\pi C_d)^2 \right) I_{3,n} R_b^3. \quad (5.32)$$

Filter	I_2	I_3	Anmerkungen
Besselfilter	1.040	0.674	$f_{3dB} = R_b$, 5. Ordnung
Potenzfilter	1.017	0.389	$f_{3dB} = R_b$, 5. Ordnung
Integrate&Dump	0.495	0.507	spektrale Ausdehnung = $10 \cdot R_b$
Integrate&Dump	0.475	0.101	spektrale Ausdehnung = $2 \cdot R_b$
$\frac{H_{RC}(f)}{H_{Rect}(f)}$	0.564	0.087	RC-Pulse mit 100% Excess-Bandbreite

Tabelle 5.1: Personick-Integrale für verschiedene Empfangsfilter: Bei Integrate&Dump-Filtern muß die spektrale Ausdehnung begrenzt werden, anderenfalls würde $I_3 = \infty$ gelten. Das letzte Filter gibt die Entzerrung von Rechteckimpulsen zu Raised-Cosine-Pulsen an. (Die resultierenden Werte für die x -fache Grenzfrequenz können für I_2 und I_3 durch Multiplikation mit x bzw. x^3 ermittelt werden.)

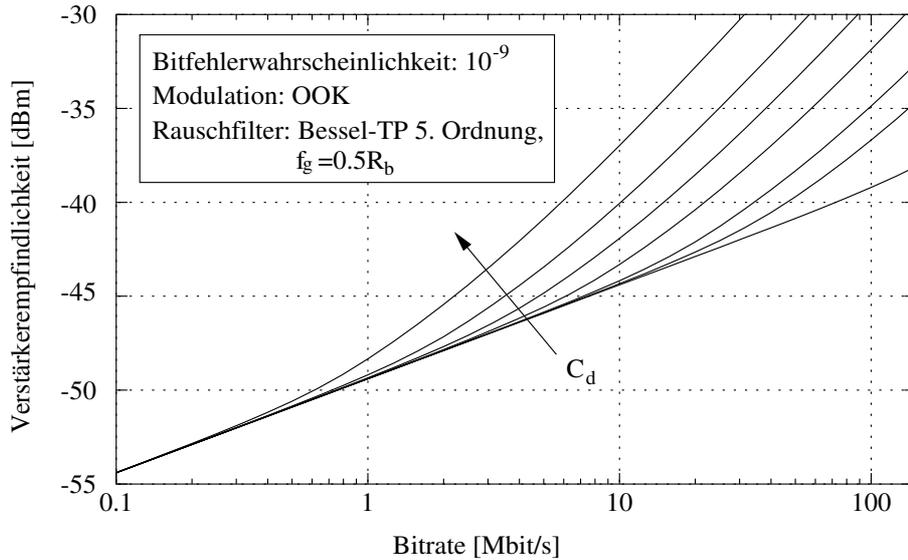


Abbildung 5.19: Verstärkerempfindlichkeit bei OOK-Übertragung: Variationsparameter ist die Photodiodenkapazität C_d , $C_d = \{1, 10, 20, 50, 100, 200, 500\}$ pF; der Kollektorstrom wurde optimiert, er betrug aber mindestens 0.5 mA. Bei einer Diodenkapazität von 1 pF dominiert im dargestellten Bereich das weiße Rauschen durch den Basisstrom des Transistors. Sinkt die Empfindlichkeit bei Verdopplung der Diodenkapazität um mehr als 1.5 dB (maximal sind es bei konstantem R_{res} exakt 3 dB), kann der Verlust durch die Verwendung von zwei Photodioden mit gleicher Gesamtkapazität, die jeweils mit getrennten Verstärkern betrieben werden, auf 1.5 dB reduziert werden.

5.5.4 Verstärkerempfindlichkeit bei OOK

Abb. 5.19 zeigt, welche Verstärkerempfindlichkeiten mit aktuellen Halbleiterbauelementen in Abhängigkeit der Bitrate erreichbar sind; OOK vorausgesetzt. Als empfangsseitiges Filter zur Rauschunterdrückung wurde ein Besselfilter 5. Ordnung mit einer 3-dB-Grenzfrequenz von $0.5R_b$ gewählt — ein solches Filter erweist sich als guter Kompromiß zwischen der Unterdrückung quadratischer Rauschkomponenten und zusätzlichen Verlusten durch Intersymbolinterferenzen. Die Ergebnisse wurden mit Hilfe der Gl. (5.30) und (5.31) numerisch ermittelt. Als Bauelementeparameter dienten die in Tabelle B.1 angegebenen Werte. Es wurde postuliert, daß der Widerstand R_{res} auch bei sehr großen Diodenkapazitäten 15 k Ω betragen kann, die Ergebnisse verstehen sich daher eher als Grenzwerte. Gegenüber der Tabelle wurde allerdings der Kollektorstrom optimiert.

Trotzdem R_{res} als Konstante in die Berechnung einfließt, wird deutlich, welcher hohen Einfluß die Diodenkapazität bei Breitbandübertragung auf die Verstärkerempfindlichkeit hat. Bei 10 Mbit/s treten schon bei $C_d = 20$ pF erste Verluste auf — bei 1 Mbit/s darf die Diodenkapazität dagegen mehr als $C_d = 200$ pF betragen. Würde in der Darstellung allerdings auch die starke weiße Rauschquelle durch I_{bg} berücksichtigt, dann würden sich relevante Effekte durch die Kapazität erst bei größeren Bitraten bemerkbar machen.

Eines zeigt Abb. 5.19 allerdings auch deutlich: Optische Empfänger erreichen auch ohne die

¹⁶Die exakten Gegebenheiten bzgl. der Rauschvarianz bei SD werden in der Literatur häufig ignoriert — stattdessen wird wie z. B. in [67] mit der doppelten Rauschvarianz gerechnet. Bei der numerischen Abschätzung von Effekten durch Hochpaßfilter hat die exakte Lösung aber durchaus Bedeutung.

zusätzlichen Verluste durch das Rauschen des Hintergrundlichts bei weitem nicht die Empfindlichkeit von Funkempfängern. Ursache ist das Detektionsprinzip der Photodiode: Sie generiert einen zur empfangenen Leistung proportionalen Strom; am Ausgang einer Funkantenne ist dagegen (bei Anpassung) tatsächlich die detektierte Strahlungsleistung meßbar. Als Referenzbeispiel sei die Empfindlichkeit eines DAB-Empfängers genannt, der bei 3 Mbit/s arbeitet [68]: Er erreicht bei einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-4} im Zusammenhang mit QPSK einen Wert von -96 dBm. Selbst ohne Hintergrundlicht genügt ihm damit etwa $1/40\,000$ -tel der Strahlungsleistung, die ein optischer Empfänger detektieren muß. Hinsichtlich dieses Unterschieds zum Funk ist auch das konkrete Modulationsverfahren, daß bei Freiraumübertragung Anwendung findet, von untergeordneter Bedeutung; das gleiche gilt auch für die relativen Abhängigkeiten der benötigten Signalleistungen von der Bitrate (vgl. Abb. 2.2). Da auch die Wirkfläche einer Funkantenne i. allg. deutlich größer als die eines optischen Empfängers ausfallen wird, müssen bei breitbandigen optischen Indoor-Systemen — zumindest bei solchen, bei denen Verbindungen auch über diffuse Reflexionen möglich sein sollen — hohe Sendeleistungen und geringe Übertragungsdistanzen hingenommen werden. Das beweisen ja letztlich auch die in den Abschnitten 2.3.4 und 2.3.5 präsentierten Beispielzahlen.

Kapitel 6

Kanal

In diesem Kapitel werden zunächst grundsätzliche Probleme bzgl. des Störlichts besprochen. Anhand von Zahlen wird gezeigt, daß die Empfängerempfindlichkeit in der Praxis tatsächlich häufig durch das mit dem Hintergrundlicht verbundene Schrotrauschen und nicht durch das Verstärkerrauschen bestimmt wird.

Im Anschluß daran wird auf die Modellierung der Kanaldämpfung eingegangen. Die in den verschiedenen Sender-Empfänger-Konfigurationen zu erwartenden Dämpfungen werden für einen Referenzdetektor mit einer effektiven Fläche von 1 cm^2 angegeben. Zusammen mit den Betrachtungen der Abschnitte 3.4 und 5.1 sowie der in Abb. 6.1 dargestellten Empfängerempfindlichkeit bei OOK werden so zumindest näherungsweise Aussagen über die notwendige Sendeleistung möglich.

Abschließend wird die Problematik der Mehrwegeausbreitung behandelt.

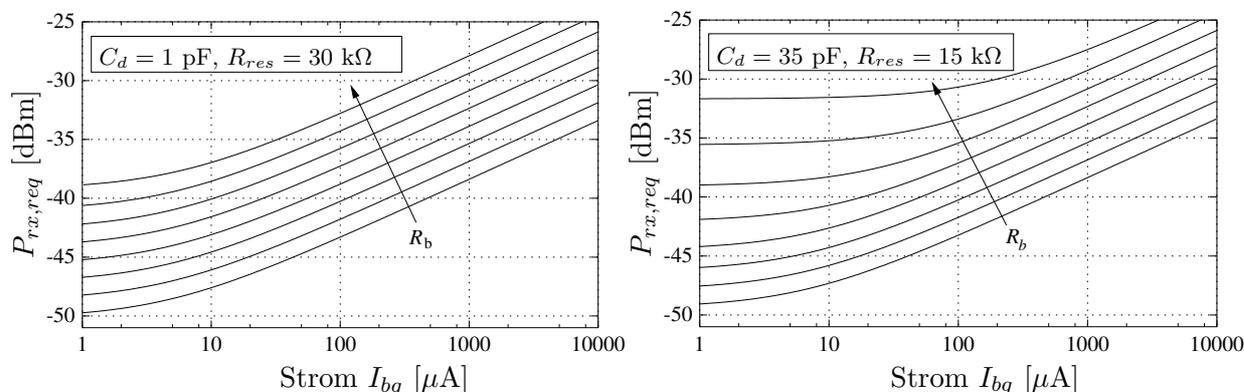


Abbildung 6.1: Erreichbare Empfängerempfindlichkeit bei OOK als Funktion des Photostroms I_{bg} : Variationsparameter ist in beiden Grafiken die Bitrate; für sie gilt $R_b = \{1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128\}$ Mbit/s. Bei einer kleinen Diodenkapazität von 1 pF (links) hat das Verstärkerrauschen nur für Ströme $I_{bg} < 10 \mu\text{A}$ Bedeutung. Eine Kapazität von 1 pF kann beispielsweise jede einzelne Photodiode eines Imaging-Receiver mit sehr vielen Sektoren aufweisen. Mit steigender Kapazität gewinnt das quadratische Verstärkerrauschen an Einfluß. Eine Kapazität von ca. 35 pF kann als typischer Wert für einen nichtsektorsierten Empfänger mit einer Photodiodenfläche von $35 - 70 \text{ mm}^2$ angesehen werden. In diesem Fall dominiert zumindest für Datenraten $R_b < 100 \text{ Mbit/s}$ und für Störströme $> 100 \mu\text{A}$ das Schrotrauschen des Hintergrundlichts. Bzgl. des zu erwartenden Wertebereichs von I_{bg} vgl. auch Tabelle 6.1. (Die angesetzten Verstärkerparameter sind bis auf R_{res} im Bild links identisch mit denen aus Abb. 5.19.)

6.1 Hintergrundlicht

Bisher wurde angenommen, daß aufgrund der IR-Spektralanteile des Hintergrundlichts ein Gleichstrom I_{bg} am Photodiodeausgang hervorgerufen wird, der additiv von weißem Rauschen überlagert ist. Der Gleichstrom selbst kann mit Hilfe eines Hochpasses leicht beseitigt werden, das Schrotrauschen begrenzt jedoch die erreichbare Empfindlichkeit des Empfängers, siehe Abb. 6.1. Tatsächlich ist das Leistungsdichtespektrum des Stroms am Diodenausgang für Frequenzen $f > 0$ nahezu konstant, wenn natürliches Licht oder das von Glühlampen [69] empfangen wird.

Anders verhält es sich mit den Störlichtanteilen, die von Leuchtstofflampen detektiert werden. Hier enthält das elektrische Spektrum zusätzlich harmonische Modulationskomponenten, die sich bis in den Bereich einiger hundert kHz erstrecken können und so gegebenenfalls das Empfangssignal stören.

Tabelle 6.1 enthält einige Meßwerte, die mit der in der Experimentalschnittstelle verwendeten Silicon-Sensor-Photodiode in Kombination mit verschiedenen optischen Filtern ermittelt wurden. Grundsätzlich ist zu bemerken, daß mit dem Absorptionsfilter bei indirektem Tageslicht Ströme bis etwa $600 \mu\text{A}$ pro cm^2 Detektorfläche gemessen wurden; bei direkter Sonnenbestrahlung fast eine Größenordnung mehr.

Der Variationsbereich des Störstroms in Abb. 6.1 entspricht also etwa dem eines einfachen ungerichteten Detektors mit ca. 1 cm^2 effektiver Fläche. Die Abb. zeigt: Die Empfindlichkeit eines solchen Empfängers kann selbst bei indirektem Störlicht um mehr als 10 dB gegenüber dem Idealwert (nur Verstärkerrauschen) degradiert werden. In diesem Fall würde der Unterschied zum bereits zitierten Funk-Beispielempfänger (Abschn. 5.5.4) etwa 56 dB betragen; d. h. , die Funkantenne muß ca. 400 000 mal weniger Strahlungsleistung detektieren als der optische Referenzempfänger!

Störquelle	Photostrom bei $A_{rx} = 1 \text{ cm}^2$ in μA		
	kein Filter	RG 850	Farbnegativ
direktes Sonnenlicht	25000	5000	6000
indirektes Sonnenlicht	< 3000	< 600	< 700
Glühlampe, 60 W, $h = 1 \text{ m}$	150	100	90
Glühlampe mit Reflektor, 60 W, $h = 1 \text{ m}$	560	440	370
Energiesparlampe 16 W, $h = 1 \text{ m}$	5	0.35	0.35
Leuchtstoffröhre 56 W, $h = 2 \text{ m}$	32	2.0	2.8

Tabelle 6.1: Gemessene Störströme (Mittelwerte) bei einer Detektorfläche von 1 cm^2 und einem FOV von etwa 50° : Die Lampen wurden in der Höhe h direkt über dem Empfänger positioniert. Für die Messungen mit den Glühlampen und mit der Energiesparlampe wurde eine Schreibtischlampe verwendet. Das einfache Farbnegativ-Filter weist eine zusätzliche Signaldämpfung von ca. 0.5 dB gegenüber dem RG 850-Filter auf. Der spektrale Empfindlichkeitsverlauf der Photodiode ist in Abb. 5.12 dargestellt.

6.1.1 Sonnenlicht

Die i. allg. stärkste Quelle von störendem Licht ist die Sonne. Je nach Tageszeit, Wetterlage¹, Position und Orientierung des Empfängers kann die Lichtleistung am Empfängereingang um meh-

¹oder auch Jahreszeit

re Größenordnungen schwanken. Entsprechend problematisch bzw. schwierig ist die Angabe eines „typischen“ Wertes. Umfangreiche Untersuchungen wurden durch Gfeller und Georgopoulos durchgeführt [42, 70]. Besonders interessant sind die Darstellungen in [42], weil hier die Ergebnisse bei Anwendung eines einfachen Absorptionsfilters (Farbnegativmaterial wie in Tabelle 6.1) mit denen eines 50 nm-Interferenzfilters für $\lambda_s = 950$ nm verglichen werden. Durch das Interferenzfilter wird der Photostrom etwa um den Faktor drei² gegenüber dem Absorptionsfilter reduziert, was gut mit den Aussagen in Abschn. 5.3.3 harmoniert.

Als typischer Wert des Störstroms bei Tageslicht werden in [42] im Falle des Absorptionsfilters $150 \mu\text{A}/\text{cm}^2$ angegeben, als Maximalwert bei indirektem Lichteinfall etwa $1 \text{ mA}/\text{cm}^2$. Die eigenen Messungen bestätigen diese Werte etwa, wobei Ströme in der Größenordnung von $1 \text{ mA}/\text{cm}^2$ bei „strahlendem Sonnenschein“ in unmittelbarer Nähe des Fensters auftreten können. Die Stromdichte bei direkter Sonnenbestrahlung kann noch einmal ca. eine Größenordnung höher ausfallen. Neben einer schlechten Empfängerempfindlichkeit kann bei Photoströmen im mA-Bereich auch ein anderes ernstzunehmendes Problem auftreten: Durch den Strom reduziert sich im Realfall auch die Vorspannung der Photodiode (vgl. Abb. 5.15), so daß deren obere Grenzfrequenz aufgrund wachsender Ladungsträgerlaufzeiten sinkt, vgl. Abb. 5.13.

Für den Anteil des Störlichts mit richtungsunabhängiger Strahldichte $L_{s,bg}$ werden in [7] im Falle eines 50-nm-Interferenzfilters $100 \mu\text{W}/(\text{cm}^2 \cdot \text{sr})$ als typischer Wert angegeben. Dieser Angabe folgend, kann für die in Abschn. 5.1 verwendete spektrale Strahldichte etwa die Zuordnung $L_{s,bg,\lambda} = 2 \mu\text{W}/(\text{cm}^2 \cdot \text{sr} \cdot \text{nm})$ getroffen werden.

An dieser Stelle soll ein Beispiel zeigen, daß Annahme einer durch das Schrotrauschen von I_{bg} begrenzten Empfängerempfindlichkeit auch für Imaging-Receiver realistisch ist: Mit $N_{pxl} = 100$, $A_{rx} = 1 \text{ cm}^2$, $L_{s,bg,\lambda} = 2 \mu\text{W}/(\text{cm}^2 \cdot \text{sr} \cdot \text{nm})$, $\Delta\lambda = 100 \text{ nm}$, $R = 0.6 \text{ A/W}$ und $\Psi_{rx} = 60^\circ$ folgt für den Strom $I_{bg,i}$ eines Sektors mit einem Richtungswinkel $\psi_{rx,i} = 0^\circ$ etwa: $I_{bg,i} = 3.8 \mu\text{A}$. Entsprechend Abb. 6.1 links wird die Empfängerempfindlichkeit bei einem solchen Strom noch weitgehend durch das mit ihm verbundene Schrotrauschen bestimmt. (Eine Diodenkapazität von 1 pF ist für $N_{pxl} = 100$ und der angegebenen Gesamtfläche ein praxisnaher Wert, wenn es sich um eine Si-Photodiode handelt.)

Die für $I_{bg} = 1 \mu\text{A}$ in Abb. 6.1 links angegebenen Empfindlichkeitswerte können demnach durchaus als Grenzwerte bei OOK-Übertragung angesehen werden.

6.1.2 Glühlampen

Das optische Spektrum weist etwa bei $\lambda = 1 \mu\text{m}$ den Maximalwert auf [69]. Entsprechend gering ist der Vorteil hinsichtlich des Störstromanteils, der durch optische Filter gegenüber der „nackten“ Diode erreicht wird. Insbesondere bei direkter Beleuchtung mit „Spotlights“ (Glühlampen mit Reflektor) kann es bei geringen Entfernungen zum Empfänger zu hohen Photoströmen kommen.

6.1.3 Leuchtstofflampen

Leuchtstofflampen emittieren einen Großteil der Strahlung im sichtbaren Teil des optischen Spektrums. So sind die detektierten Lichtleistungen bzw. die Beiträge dieser Lampen zum Schrotrauschen gering.

Der ältere und weit verbreitete Vertreter, die Neonröhre (Low Frequency Fluorescent Light), erzeugt harmonische 100-Hz-Komponenten bis in den Bereich von etwa 500 kHz [69]. Bis zu einer Frequenz von ca. 400 kHz zeigt die Einhüllende des Spektrums einen Abfall von etwa 10 dB/Oktave.

²entspricht 2.4 dB Gewinn bzgl. der optischen Leistung

In [69] wird angegeben, daß die Störungen aufgrund der diskreten Ausprägungen im Spektrum durch einen 500-kHz-Hochpaß praktisch vollständig unterdrückt werden können.

Anders verhält es sich mit dem modernerem Vertreter solcher Lampen, den Energiesparlampen (High Frequency Flourescent Lights). Durch sie werden harmonische Spektralkomponenten bis in den Bereich von 1.0 – 1.5 MHz erzeugt. In [69] wird angegeben, daß sich die Störungen durch Energiesparlampen mit Hilfe eines 500 kHz-Hochpasses etwa um 60 dB reduzieren lassen. Bei der Wahl der Hochpaßgrenzfrequenz muß allerdings zwischen dem Gewinn durch die Unterdrückung dieser Störungen und dem Verlust aufgrund verstärkter Intersymbolinterferenzen abgewogen werden. So muß bei OOK-Systemen selbst bei Bitraten > 100 MHz mit erheblichen Verlusten der Empfindlichkeit gerechnet werden [71]. Dagegen können die Auswirkungen bei 4-PPM-Übertragung für $R_b > 10$ Mbit/s nahezu vollständig eliminiert werden [71]: Ein 4-PPM SD-Empfänger unterdrückt die Störungen aufgrund seines inhärenten Hochpaßcharakters auch ohne zusätzliche Filterung. Bei 4-PPM Übertragung mit HD wird durch die geringen Schwankungen des gleitenden Signalmittelwertes eine so hohe Hochpaßgrenzfrequenz möglich, daß die Störungen auch bei dieser Art des Detektors für $R_b > 10$ Mbit/s gut unterdrückt werden können. Bei höheren PPM-Ordnungen nimmt die Empfindlichkeit gegenüber den Störungen allerdings wieder zu.

6.1.4 Weitere Störquellen

Durch Boucouvalas wurden auch die Störungen durch Fernbedienungen oder drahtlose Kopfhörer untersucht. Bei beiden Gerätetypen kommen LED zum Einsatz, deren Emissionsspektrum typischerweise zwischen etwa 800 und 1000 nm liegt. Entsprechend groß kann der Anteil des Störlichts sein, der durch Silizium-Photodioden (in Kombination mit Farbglasfiltern oder auch Interferenzfiltern) detektiert wird.

Die Modulationskomponenten im elektrischen Spektrum von Fernbedienungen lassen sich aufgrund ihrer niederfrequenten Natur i. allg. gut mit Hilfe eines Hochpaßfilters unterdrücken. Anders sieht es bei den Störungen durch Audio-Kopfhörer aus [69]: Beim angegebenen Typ Sony TMR IF310 enthält das elektrische Spektrum des Photodiodenstroms entsprechend der analogen Frequenzmodulation zwischen 2.3 und 2.7 MHz die stärksten Komponenten, insgesamt erstrecken sich die Störungen bis zu etwa 15 MHz. Diese Einflüsse lassen sich kaum durch elektrische Filterung beseitigen, es muß mit schwerwiegenden Störungen gerechnet werden.

Prinzipiell leidet die optische Indoor-Übertragung demnach unter dem Problem, daß die optischen Signale unterschiedlicher Systeme durch die eingesetzten Detektoren nicht oder nicht genügend gut spektral getrennt werden können. Abhilfe können in Anbetracht der aktuellen Technologie optischer Filter u. U. sektorisierte Empfänger oder einheitliche Kanalzugriffsprotokolle bieten.

6.2 Kanaldämpfung

Bei optischer Indoor-Übertragung hat die atmosphärische Dämpfung durch Streuung oder Absorption keine Bedeutung. Vielmehr wird der Ausbreitungsverlust zwischen Sender und Empfänger im Falle eine LOS-Verbindung durch das i. allg. divergente Abstrahlverhalten der Strahlungsquelle verursacht. Auch die Ausstrahlcharakteristik einer diffusen Reflexion ist durch eine hohe Divergenz gekennzeichnet — zusätzlich können bei indirekten Verbindungen aber auch dadurch Verluste auftreten, daß ein Teil der Strahlung durch den Reflektor absorbiert oder spiegelnd reflektiert wird (und damit mit hoher Wahrscheinlichkeit den Empfänger nicht erreicht).

Die folgenden Ausführungen beziehen sich immer auf ein einzelnes Sender-Empfänger-Paar, also auf Punkt-zu-Punkt-Verbindungen.

6.2.1 LOS-Kanal

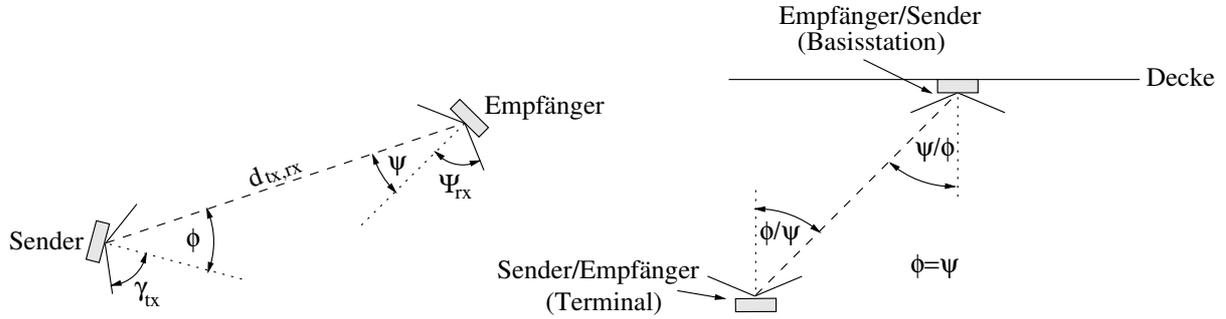


Abbildung 6.2: LOS-Konfigurationen: Der linke Teil der Abb. zeigt die verwendeten Symbole, der rechte eine zellulare Anordnung, bei der Abstrahl- und Empfangswinkel übereinstimmen.

Für die näherungsweise Berechnung der Dämpfung wird angenommen, daß zum Empfangssignal nur der LOS-Pfad beiträgt. Der Fehler durch nicht berücksichtigte Reflexionskomponenten, die den Empfangspegel erhöhen, bewegt sich bei ungerichteten Systemen etwa zwischen 1 und 3 dB. Bei einer Entfernung $d_{tx,rx}$ zwischen Sender und Empfänger ist die Freiraumdämpfung dann

$$a_0 = -10 \lg \left(\frac{P_{rx}}{P_{tx}} \right) \quad (6.1)$$

$$= -10 \lg \left(\frac{I_{s,tx}(\phi)}{P_{tx}} \cdot \frac{A_{rx} \cos \psi}{d_{tx,rx}^2} \right) \quad \text{mit} \quad |\phi| \leq \gamma_{tx}, |\psi| \leq \Psi_{rx}. \quad (6.2)$$

Abb. 6.2 links verdeutlicht die verwendeten Größen. Interessant ist in diesem Zusammenhang, daß bei Vertauschung von ϕ und ψ i. allg. unterschiedliche Dämpfungswerte resultieren, Hin- und Rückkanal einer bidirektionalen Verbindung also nicht symmetrisch sind³.

6.2.1.1 Dämpfung bei sendeseitigem Lambertstrahler

Handelt es sich beim Sender um den praktisch wichtigsten Fall eines modifizierten Lambertstrahlers, folgt nach (4.6) für die Dämpfung

$$a_0 = -10 \lg \left(\frac{(n+1) \cos^n \phi}{2\pi} \cdot \frac{A_{rx} \cos \psi}{d_{tx,rx}^2} \right) \quad \text{mit} \quad |\phi| \leq \frac{\pi}{2}; |\psi| \leq \Psi_{rx}. \quad (6.3)$$

Abb. 6.3 zeigt a_0 für unterschiedliche Halbwertswinkel ϕ_{hp} bzw. Lambertkoeffizienten n als Funktion von $d_{tx,rx}$.

6.2.1.2 Optimierung der Freiraumdämpfung

Abb. 6.4 zeigt den Gewinn, der durch einen Sender konstanter Strahlstärke nach (4.9) gegenüber einem modifizierten Lambertstrahler erreicht werden kann, wenn maximal ein Sendewinkelbereich von $\pm\phi_{max}$ abgedeckt werden soll: Da in Kommunikationssystemen i. allg. Hin- und Rückkanal existieren, ist es sinnvoll, den Sendewinkelbereich eines Transceivers i auf die Größe des entsprechenden FOV $\Psi_{rx,i}$ zu beschränken, weil für Winkel $|\phi_i| > \Psi_{rx,i}$ ohnehin kein Rückkanal aufgebaut werden kann.

³Jeder Transceiver besitzt ja auch zwei verschiedene „Antennen“ — die zum Senden und die zum Empfangen.

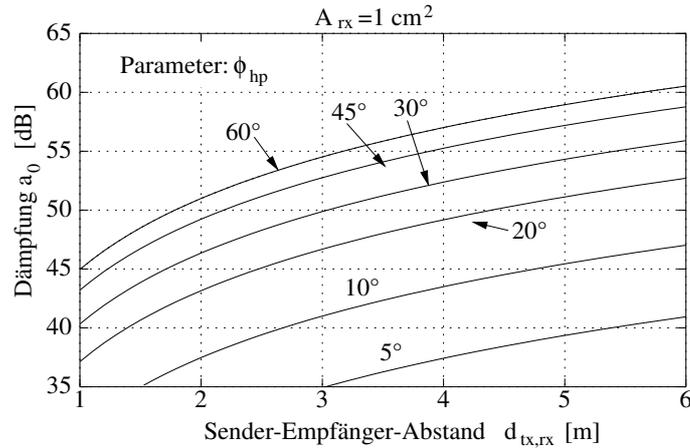


Abbildung 6.3: Freiraumdämpfung a_0 einer LOS-Konfiguration bei Lambert'scher Abstrahlcharakteristik des Senders: Für die Darstellung wurde mit $\phi = 0$ bzw. $\psi = 0$ angenommen, daß Sender und Empfänger exakt aufeinander ausgerichtet sind. Mit jeder Halbierung des Halbwertswinkels ϕ_{hp} sinkt die Dämpfung um ca. 6 dB.

Allgemein sollte demnach die von der Strahlungsquelle abgegebene Leistung möglichst effizient innerhalb des Winkelbereichs $\phi_{max,i} = \Psi_{rx,i}$ aufgeteilt werden. Für einen modifizierten Lambertstrahler ergibt sich mit hoher Genauigkeit für $\phi_{hp} = \phi_{max}$ eine innerhalb des gesamten Bereichs $|\phi| < \phi_{max}$ maximierte Strahlstärke⁴; für einen optimierten Strahler nach (4.9) bei $\gamma_{tx} = \phi_{max}$.

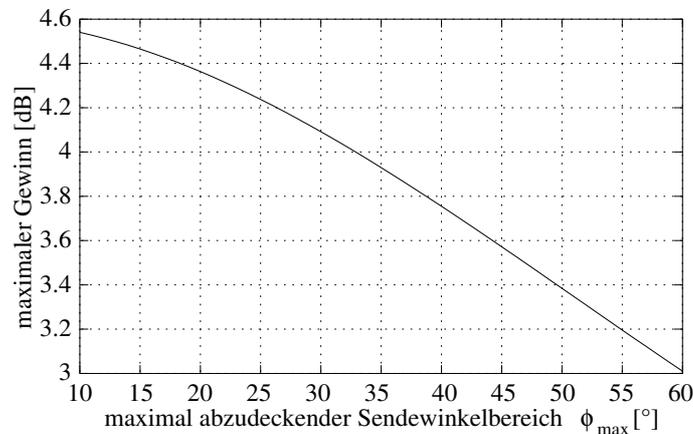


Abbildung 6.4: Maximaler Gewinn bzgl. der mittleren optischen Signalleistung, den ein Emittter konstanter Strahlstärke gegenüber einem modifizierten Lambertstrahler erreicht, wenn der Sender nur den dargestellten Winkelbereich abdecken muß: Bei ungerichteten Sendern sind ca. 3 dB realistisch. (Der maximale Gewinn ergibt sich für $|\phi| = \phi_{max}$.)

Eine besondere Optimierung hinsichtlich der maximalen Dämpfung ist jedoch für den Spezialfall nach Abb. 6.2 rechts möglich. Bei dieser Variante mit $|\phi| = |\psi|$ ist es vorteilhaft, in der Ebene des Empfängers eine konstante Bestrahlstärke nach (4.10) zu erzeugen. Abb. 6.5 zeigt die Dämpfung einer solchen optimierten zellularen Konfiguration im Vergleich zur Dämpfung bei sendeseitigem

⁴Der exakte Ausdruck für den optimalen Lambertkoeffizienten lautet $n = -1/\ln(\cos(\phi)) - 1$.

Lambertstrahler.

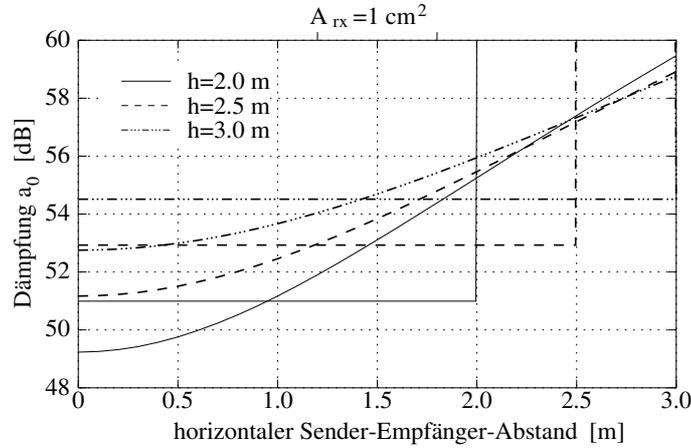


Abbildung 6.5: Kanaldämpfung einer LOS-Konfiguration nach Abb. 6.2 rechts bei Anwendung eines modifizierten Lambertstrahlers mit $\phi_{hp} = 45^\circ$ und eines Strahlers, der in der Ebene des Empfängers eine gleichmäßige Bestrahlstärke erzeugt: Der Gewinn, der bzgl. der notwendigen Signalleistung resultiert, kann bis zu 4 dB betragen. Allerdings hält der Autor das dazugehörige Szenario nach Abb. 6.2 rechts für wenig attraktiv, wenn es nicht aus technischer, sondern aus Nutzersicht beurteilt wird. Der Installationsaufwand einer an der Decke operierenden Basisstation ist zumindest dann sehr hoch, wenn diese gleichzeitig als Gateway zum Festnetz dient.

6.2.1.3 Vergleich mit Funkfelddämpfung

Die Dämpfung einer optischen LOS-Verbindung mit einem Sender, der die Abstrahlcharakteristik eines idealen Lambertstrahlers besitzt, ist entsprechend (6.3) mit $n = 1$ durch

$$a_0 = -10 \lg \left(\frac{1}{\pi} \cdot \frac{A_{rx}}{d_{tx,rx}^2} \cdot \cos(\phi) \cos(\psi) \right) \quad \text{mit} \quad |\phi| \leq \frac{\pi}{2}; |\psi| \leq \Psi_{rx} \quad (6.4)$$

gegeben. Bei vorhandener LOS-Verbindung lassen sich die Ausbreitungsverluste bei Funk- und optischer Übertragung besonders einfach vergleichen: Die Freiraumdämpfung

$$a_0 = -10 \lg \left(\frac{A_{rx}}{4\pi d_{tx,rx}^2} \right) \quad \text{mit} \quad A_{rx} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (6.5)$$

einer Funkverbindung, die mit Antennen ohne Richtgewinn korrespondiert, zeigt, daß der Ausbreitungsverlust im optischen Fall trotz der vorhandenen Richtwirkung des Senders häufig größer ausfallen wird. Der Grund ist die verhältnismäßig große Wirkfläche, die selbst eine „0-dB“-Funkantenne aufweist: Beispielsweise beträgt sie bei 2.5 GHz mehr als 11.5 cm^2 — ein für optische Empfänger unrealistischer Wert, zumindest wenn der Einsatz für tragbare Geräte vorgesehen ist, vgl. Abb. 6.6. Wird im Fall des optischen Detektors eine Fläche von 1 cm^2 angesetzt und hat die Funkantenne die erwähnte Wirkfläche von 11.5 cm^2 , beträgt der Unterschied zwischen (6.4) und (6.5) aber weniger als 5 dB (vorausgesetzt, die optischen Komponenten sind ideal ausgerichtet). Bezogen auf die Differenz, den die entsprechenden Empfängerempfindlichkeiten aufweisen können, ist dieser Unterschied demnach von eher untergeordneter Bedeutung.

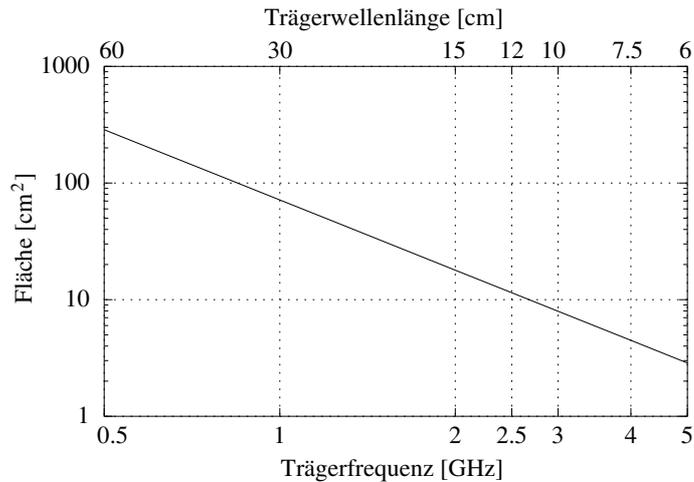


Abbildung 6.6: Wirkfläche einer Funkantenne ohne Antennengewinn: Sie wird häufig größer als die eines optischen Empfängers ausfallen.

6.2.2 Spot-Diffusing-Kanal

„Spot-Diffusing“ ist eine gebräuchliche Bezeichnung [6] für non-LOS-Konfigurationen mit sehr geringem Öffnungswinkel des Senders⁵, siehe Abb. 6.7. Die Winkelausdehnung des Reflexionsgebietes (des „Spots“) gegenüber dem Empfänger kann demzufolge für die Abschätzung der detektierten Leistung vernachlässigt werden.

Typische Decken- oder Wandmaterialien besitzen durch die Oberflächenrauigkeit ein vorwiegend diffuses Reflexionsverhalten. Der Reflexionskoeffizient ρ , definiert als Verhältnis aus diffus in den Halbraum abgestrahlter Leistung und einfallender Lichtleistung, ist dabei nahezu unabhängig vom Einfallswinkel des Lichts und bewegt sich etwa zwischen 0.6 und 0.9, vgl. Tabelle 6.2. Die Abstrahlcharakteristik der Reflexion ist approximativ die eines idealen Lambertstrahlers [72, 22]. Bei einer einfallenden Lichtleistung P_{tx} gilt demnach für die Strahlstärke $I_{s,tx}^*(\psi)$ der Reflexion

$$I_{s,tx}^*(\psi) = \rho \frac{P_{tx}}{\pi} \cos \psi . \quad (6.6)$$

Der hochgestellte Stern soll nachfolgend auf eine Reflexion hinweisen.

Da der Pfadverlust vom Sender bis zur Decke voraussetzungsgemäß vernachlässigbar ist, kann die Dämpfung wieder nach (6.3) berechnet werden, wobei $I_{s,tx}(\phi)$ durch $I_{s,tx}^*(\psi)$ substituiert werden

⁵Für eine quasidiffuse, also ungerichtete, Übertragung können auch mehrere Laser/LED mit starker Richtwirkung und unterschiedlicher Orientierung zu Multibeam-Sendern kombiniert werden.

Material	ρ	Material	ρ
Rauhfaser, natur	0.621	Rauhfaser, weiß	0.858
Wandfarbe 1, weiß	0.858	Wandfarbe 2, weiß	0.903
Strukturtapete 1, weiß	0.854	Strukturtapete 2, weiß	0.834
Kork	0.291	Lack, schwarz	0.047

Tabelle 6.2: Gemessene Reflexionskoeffizienten ρ verschiedener Materialien

muß

$$a_0 = -10 \lg \left(\frac{I_{s,tx}^*(\psi)}{P_{tx}} \cdot \frac{A_{rx} \cos \psi}{(h_2 / \cos \psi)^2} \right) = -10 \lg \left(\frac{\rho}{\pi} \cdot \frac{A_{rx} \cos^4 \psi}{h_2^2} \right) \quad \text{mit } |\psi| \leq \Psi_{rx} . \quad (6.7)$$

In (6.7) wurde angenommen, daß die Flächennormalen des Reflexionsgebietes und des Empfängers wie in Abb. 6.7 in entgegengesetzte Richtungen zeigen.

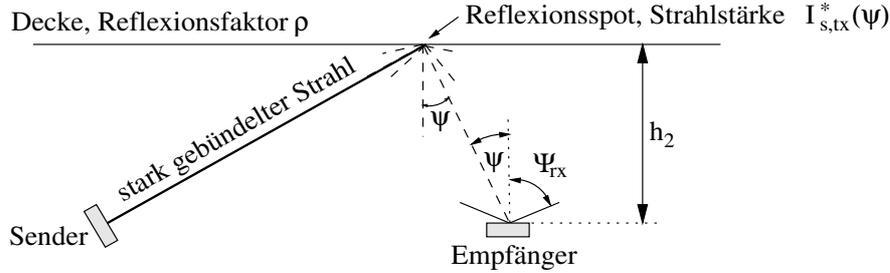


Abbildung 6.7: Zur Definition der Größen bei Spot-Diffusing-Übertragung: h_2 ist die Höhe der Decke gegenüber dem Empfänger.

Abb. 6.8 illustriert die Kanaldämpfung für unterschiedliche Einfallswinkel. Die im Vergleich zu diffusen Systemen geringe Dämpfung wurde auch experimentell verifiziert und floß in einen neuen Systemvorschlag für ein ungerichtetes non-LOS-System mit Multibeam-Sendern ein [33], das für stationäre Geräte genutzt werden kann. Empfangsseitig wird anstelle eines technisch sehr aufwendigen Imaging-Receiver ein nichtsektorisierter Empfänger mit geringem FOV verwendet, der grundsätzlich in Richtung Decke „blickt“. Bei einem vorgeschlagenen FOV von ca. 10° wird der Anteil des detektierten Sonnenlichts sehr gering ausfallen, direkte Sonnenbestrahlung ist nicht möglich. Der Sender ist mit einem Multibeam-Transmitter ausgestattet, der eine große Anzahl separierter Spots (zugleich und einzeln) erzeugen kann. Zum Verbindungsaufbau werden vom Sender nur diejenigen Spots ausgewählt, die innerhalb des FOV des Ziel-Empfängers liegen. Die Deaktivierung der übrigen Spots erfolgt sukzessive in Binärschritten, in dem der Zielempfänger entsprechende Quittierungen im „Broadcast“-Modus (alle Spots aktiv) zurücksendet.

6.2.3 Diffuser Kanal

Für non-LOS-Anordnungen mit breiter Abstrahlcharakteristik und großem FOV ist es günstig, anstelle der Strahlstärke $I_{s,tx}^*$ der Reflexion(en) die entsprechende Strahldichte $L_{s,tx}^*(x, y)$ zur Berechnung von a_0 heranzuziehen; die Strahldichte einer diffusen Reflexion ist winkelunabhängig. Wird zur Vereinfachung angenommen, daß die Strahlung nur durch die Decke reflektiert wird, ergibt sich bei Definition des Koordinatensystems nach Abb. 6.9 folgende Empfangsleistung

$$\begin{aligned} P_{rx} &= A_{rx} \int_{x_2-r}^{x_2+r} \int_a^b \frac{L_{s,tx}^*(x, y) \cos(\psi(x, y)) A_{rx} \cos(\psi(x, y))}{[h_2 / \cos(\psi(x, y))]^2} dy dx \\ &= A_{rx} h_2^2 \int_{x_2-r}^{x_2+r} \int_a^b \frac{L_{s,tx}^*(x, y)}{[(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + h_2^2]^2} dy dx \quad \text{mit} \end{aligned} \quad (6.8)$$

$$r = h_2 \tan \Psi_{rx}; \quad a = y_2 - \sqrt{r^2 - (x_2 - x)^2}; \quad b = y_2 + \sqrt{r^2 - (x_2 - x)^2} .$$

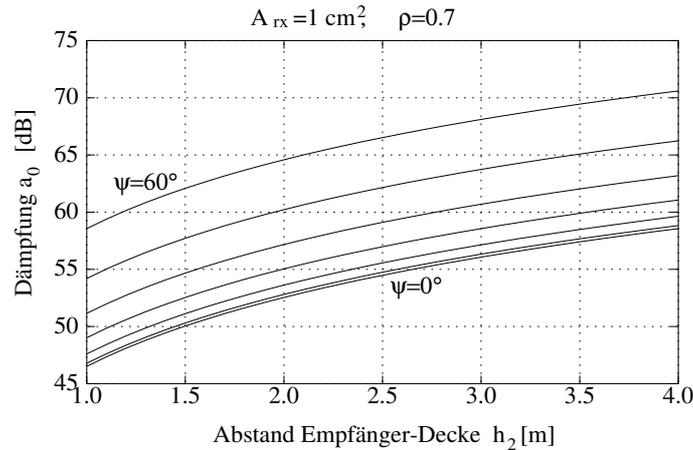


Abbildung 6.8: Kanaldämpfung einer Spot-Diffusing-Konfiguration für unterschiedliche Einfallswinkel $\psi = \{0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 50^\circ, 60^\circ\}$ des Lichts

Der Ansatz nach Gl. (6.8) zur einfachen Abschätzung der Empfangsleistung wurde [7] entnommen. Die Genauigkeit hängt stark von den jeweiligen Übertragungsbedingungen ab. Befindet sich beispielsweise der Sender in der Nähe einer gut reflektierenden Wand, sind bei geringen Entfernungen hohe Unterschiede zu erwarten. Für größere horizontale Entfernungen gewährleistet (6.8) aber eine recht gute Abschätzung mit 2 – 3 dB Genauigkeit. „Der“ diffuse Kanal existiert ohnehin nicht.

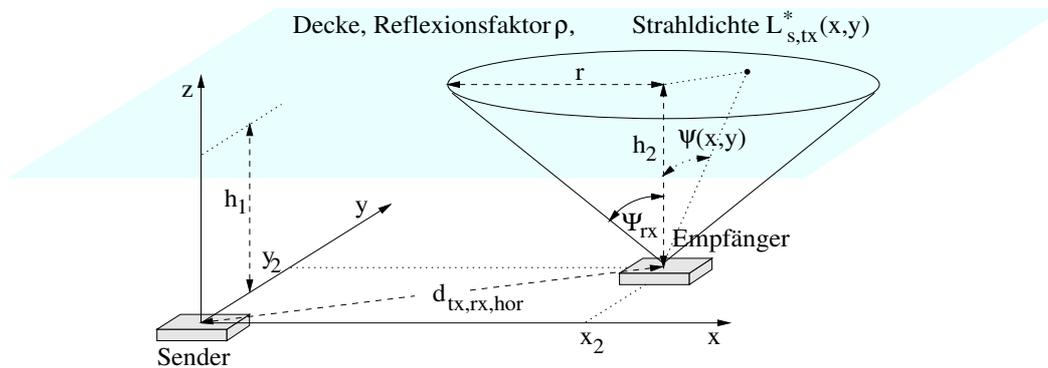


Abbildung 6.9: Zur Definition der Größen bei diffuser Übertragung: Der Ursprung des Koordinatensystems befindet sich an der Position des Senders, die (x, y) -Ebene liegt parallel zur Decke. Die Höhe der Decke gegenüber dem Sender wurde mit h_1 , die gegenüber dem Empfänger wieder mit h_2 bezeichnet.

6.2.3.1 Dämpfung bei Lambert’scher Abstrahlcharakteristik

Die Strahldichte $L_{s,tx}^*(x, y)$ des reflektierten Signals an der Decke kann für einen Sender mit idealer Lambert’scher Charakteristik als folgender Ausdruck formuliert werden [7]

$$L_{s,tx,lambert}^*(x, y) = \frac{P_{tx}}{\pi^2} \rho \frac{h_1^2}{[x^2 + y^2 + h_1^2]^2} \cdot \tag{6.9}$$

Abb. 6.10 zeigt die Dämpfung, die mittels numerischer Integration berechnet wurde.

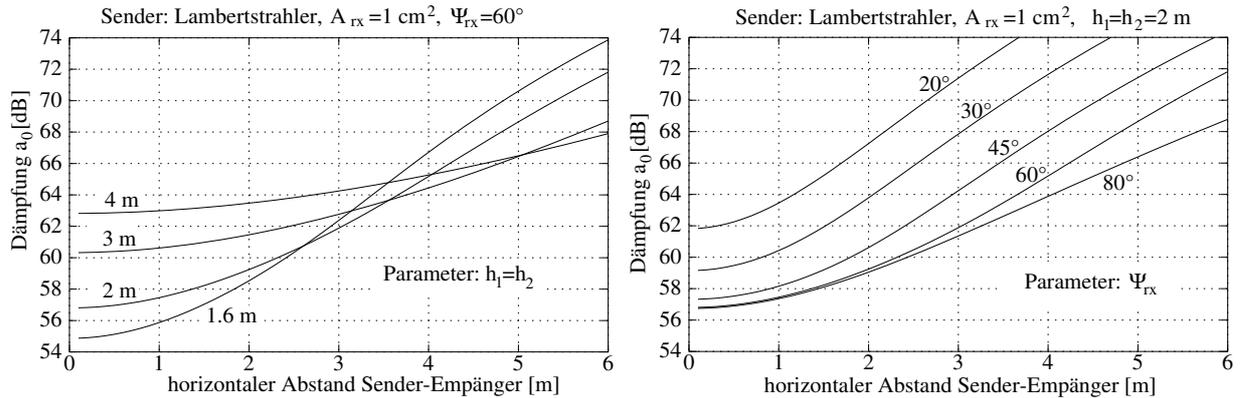


Abbildung 6.10: Kanaldämpfung bei diffuser Übertragung für unterschiedliche vertikale Abstände $h_1 = h_2$ zur Decke und für verschiedene Ψ_{rx} . Als Sender wurde in beiden Darstellungen ein idealer Lambertstrahler vorausgesetzt.

6.2.3.2 Dämpfung bei optimierter Abstrahlcharakteristik

Ist der Sender dagegen in der Lage, die Decke innerhalb seines gesamten Sendewinkelbereichs $|\phi| \leq \gamma_{tx}$ nach (4.10) homogen auszuleuchten, folgt für $L_{s,tx}^*(x, y)$ die Beziehung

$$L_{s,tx,ideal}^*(x, y) = \begin{cases} \frac{\rho P_{tx}}{(\pi h_1 \tan \gamma_{tx})^2} & \text{für } x^2 + y^2 \leq h_1^2 \tan^2 \gamma_{tx} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.10)$$

Die entsprechenden Ergebnisse sind in Abb. 6.11 dargestellt.

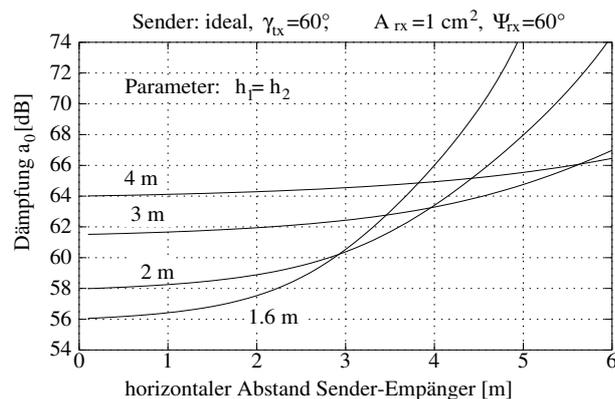


Abbildung 6.11: Kanaldämpfung bei optimierter diffuser Übertragung: Für den Senderöffnungswinkel γ_{tx} wurden 60° angenommen. Bei geringen horizontalen Entfernungen muß die Dämpfung höher als beim Lambertstrahler ausfallen. Signifikante Verbesserungen sind nur dann zu erreichen, wenn auch nach größeren horizontalen Entfernungen innerhalb des Empfänger-FOV eine konstante Strahldichte $L_{s,tx,ideal}$ erzeugt werden kann.

6.3 Erfassung der Mehrwegeausbreitung

Für die Modellierung des Übertragungskanals muß neben der Dämpfung auch die Dispersion des Empfangssignals berücksichtigt werden. Durch die hohe Reflektivität vieler Umgebungsmaterialien werden mit sinkender Richtwirkung von Sender und Empfänger zunehmend mehr Signalkomponenten unterschiedlicher Laufzeit empfangen. Der prinzipielle Verlauf der Impulsantwort des LOS-Kanals unterscheidet sich von der des non-LOS-Kanals praktisch nur durch den zusätzlichen (additiven) Dirac-Impuls.

Um die Auswirkungen der Dispersion abschätzen und damit auch das IHDN-System konzipieren zu können, wurde ein Simulationsprogramm zur Berechnung der Kanalimpulsantwort erstellt. Das Programm ähnelt der von Barry [73] vorgestellten Variante, nutzt die Reflexionscharakteristik nach (6.6) und berücksichtigt Reflexionen bis zur 8. Ordnung. Der Sender wird als idealer Lambertstrahler⁶, der Empfänger als ebener Detektor mit dem FOV Ψ_{rx} modelliert. Es wird von leeren Räumen mit rechteckiger Grundfläche ausgegangen, spiegelnde Reflexionen werden nicht berücksichtigt.

Die Simulation gewährt letztlich Einblicke, die durch die begrenzte Bandbreite derzeit verfügbarer und für Freiraumsysteme anwendbarer Sende- und Empfangsbaulemente nicht möglich wären. Feinheiten wie spiegelnde Reflexionen oder Effekte durch Möblierung können damit nicht erfaßt werden — letztlich ist das bei der großen Streuung der Raumeigenschaften auch gar nicht notwendig.

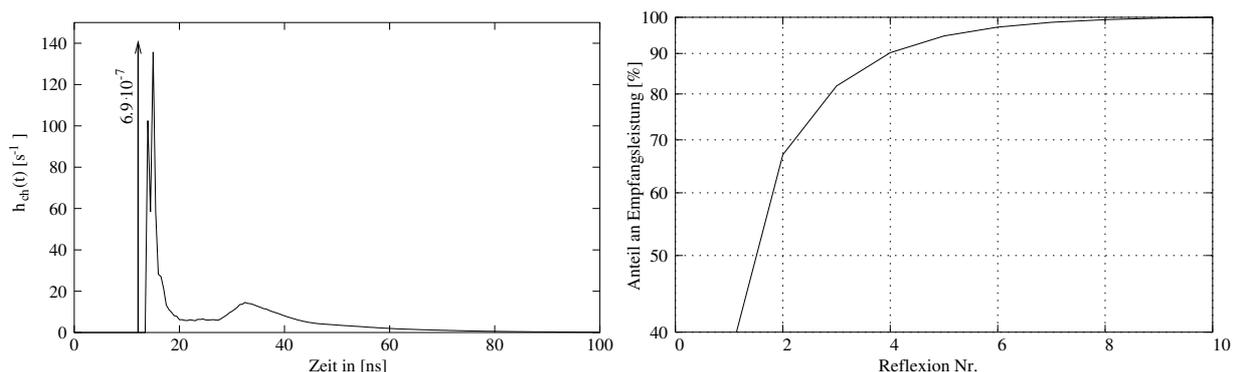


Abbildung 6.12: Typische Impulsantwort eines ungerichteten LOS-Kanals (links): Im Beispiel enthält die LOS-Komponente (Dirac-Stoß) 56 % der gesamten empfangenen optischen Leistung. Der Detektor wurde in der Nähe einer Wand positioniert, so daß die Verzögerung der ersten reflektierten Komponenten relativ gering ist. Die rechte Abb. zeigt den kumulativen Anteil der einzelnen Reflexionen an der Gesamtleistung aller empfangenen Reflexionen.

Abb. 6.12 zeigt die „typische“ Impulsantwort $h_{ch}(t)$ eines ungerichteten LOS-Kanals. Die kontinuierliche Komponente selbst besitzt eine signifikante Ausdehnung von ca. 50 – 70 ns, was sich gut mit Angaben in der Literatur deckt.

Anhand der im Beispiel angenommenen Raumgröße von $(4 \times 5 \times 2,7) \text{m}^3$ wird deutlich, daß zum empfangenen Signal auch Reflexionen höherer Ordnung beitragen. Die Abb. rechts zeigt für dieses Beispiel, welchen Beitrag die einzelnen Komponenten an der Gesamtleistung aller relevanten Reflexionen haben.

Bemerkenswert ist der Einfluß des Dirac-Stoßes in der Impulsantwort von LOS-Kanälen. Wäh-

⁶Das Programm kann mit jeder beliebigen Charakteristik arbeiten. Für die Konzeption des IHDN-Systems waren jedoch nur große Sendeöffnungswinkel bzw. FOV bedeutsam.

rend der kontinuierliche Anteil Tiefpaßcharakteristik besitzt, führt die $\delta(t)$ -Komponente zu einem (auch bei hohen Frequenzen nicht verschwindenden) konstanten Anteil im Amplitudenspektrum. Garantiert das Modulationsverfahren einen möglichst konstanten gleitenden Signalmittelwert, äußert sich der mit der diffusen Komponente der Impulsantwort korrespondierende Empfangssignalanteil im Idealfall als Gleichanteil, der zur LOS-Komponente addiert wird. Dieses Verhalten ist vergleichbar mit dem eines Hochpasses, nur daß hier der gleitende Mittelwert vom Signalanteil (Dirac-Impuls) subtrahiert anstatt addiert wird. Für Modulationsverfahren mit geringen niederfrequenten Spektralanteilen wie PPM⁷ ist damit theoretisch aus Sicht des Kanals eine beliebig schnelle Übertragung möglich⁸. Diese Eigenschaft wird auch in [73] angedeutet, wobei das dort betrachtete OOK aber gänzlich ungünstige Eigenschaften bzgl. niedrigfrequenter Spektralanteile hat.

Die analytischen Berechnungen der benötigten Leistung am Empfänger, die im nachfolgenden Kapitel dargestellt werden, zeigen allerdings, daß der Effekt durch die Mittelwertbildung erst für Datenraten größer $> 100 - 150$ Mbit/s bzw. Chipfrequenzen $> 200 - 300$ MChip/s zum Tragen kommt, was i. allg. weit über der möglichen Grenzfrequenz der Sende- oder Empfangsdiode liegt. Technische Bedeutung hat dieser Effekt damit kaum.

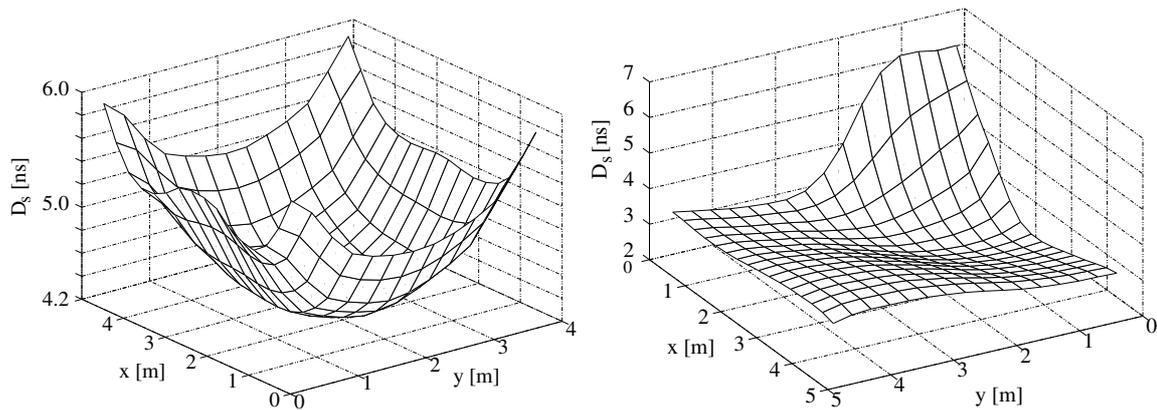


Abbildung 6.13: Delay-Spread eines diffusen Kanals als Funktion der Empfängerposition: Bei großen horizontalen Abständen können Delay-Spreads bis zu etwa 12 ns auftreten. Grundsätzlich erhöht sich D_s mit sinkender Empfangsleistung bzw. steigender Übertragungsdistanz. In beiden Abb. befinden sich Sender und Empfänger in einer Höhe von 80 cm und sind in Richtung Decke orientiert. Der Empfänger hat einen FOV von 80° . In der Abb. links beträgt die Raumhöhe 2.7 m, der Sender befindet sich an der (x,y)-Position (2.5 m, 2.0 m). Die Deckenhöhe im rechten Bild beträgt 3.0 m, die Senderposition ist (4.5 m, 4.5 m).

Um die Dispersionseigenschaften des Kanals möglichst allgemein beschreiben zu können, wird in der Literatur häufig der sogenannte „Delay-Spread“ herangezogen [1, 74]. Dieser ist bei einer mittlere Verzögerung μ als

$$D_s = \sqrt{\frac{\int (t - \mu)^2 h_{ch}^2(t) dt}{\int h_{ch}^2(t) dt}} \quad \text{mit} \quad \mu = \frac{\int t h_{ch}^2(t) dt}{\int h_{ch}^2(t) dt} \quad (6.11)$$

definiert. Üblicherweise wird D_s in den mit der Bitdauer normierten Delay-Spread $D_{s,n} = D_s/T_b$

⁷also solche, die auch eine hohe Resistenz gegenüber Hochpaßfilterung besitzen

⁸wenngleich dabei die Leistung der Reflexionskomponenten nicht genutzt wird

überführt.

Nach Kahn [1] hängt die durch die Intersymbolinterferenzen hervorgerufene Power-Penalty bei gegebenem Modulationsverfahren nur von $D_{s,n}$ ab. Danach ist bei $D_{s,n} \approx 0.1$ unter der Voraussetzung von OOK mit einer Empfängerempfindlichkeitseinbuße von ca. 1.5 dB zu rechnen. Für diffuse Kanäle werden Delay-Spreads bis etwa 12 ns, für LOS-Kanäle etwas geringere Werte angegeben.

Diese Maximalwerte konnten für große Sender-Empfänger-Abstände im Fall der ungerichteten non-LOS-Übertragung nachvollzogen werden. Abb. 6.13 zeigt den simulierten Delay-Spread an zwei Beispielen.

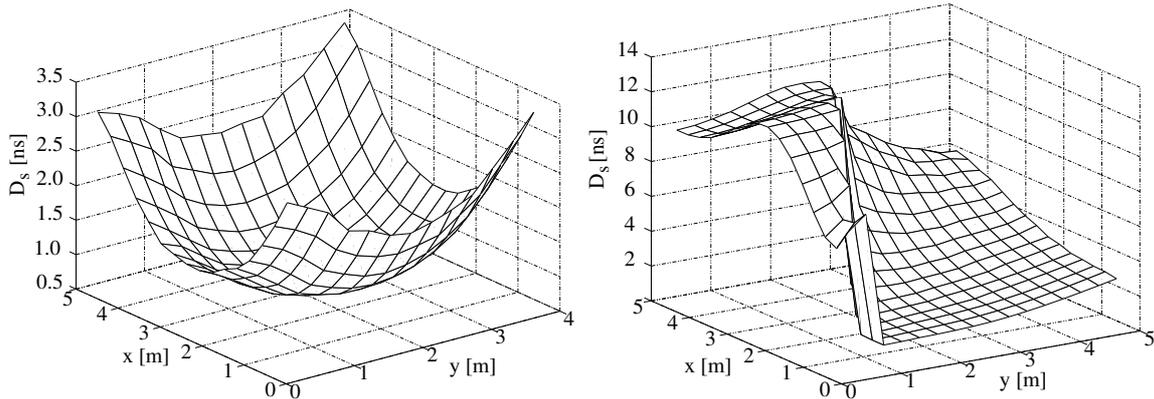


Abbildung 6.14: Simulierter Delay-Spread von LOS-Konfigurationen als Funktion der Position des Empfängers: Für die Berechnung des Delay-Spreads wurden auch die Impulsantworten der Sende- und Empfangsdiode berücksichtigt. Die hohen Delay-Spreads in der rechten Abb. korrespondieren mit einer „abgerissenen“ LOS-Komponente. Es handelt sich um die gleichen Räume wie in Abb. 6.13. Allerdings befindet sich der Sender in der linken Abb. in einer Höhe von 2.55 m und ist in Richtung des Bodens orientiert. In der rechten Darstellung haben Sender und Empfänger eine Elevation von 90° und befinden sich in 1.2 m bzw. 0.8 m Höhe über dem Boden (horizontale Sender-Empfänger-Anordnung). Die Hauptstrahlrichtung des Senders mit der Position (0.5 m, 0.5m) ist die positive y -Richtung, die des Empfängers die negative. Der Empfänger-FOV beträgt immer 60° .

Anders verhält es sich mit LOS-Kanälen. Die Aussage in [1]: „LOS channels ... generally yield the smallest delay spreads, ranging from 1.3 ns (limited by the 300-MHz Hamming Window) to about 12 ns.“ ist so nicht ganz exakt: Auch der Delay-Spread von 12 ns wird durch das in [1] verwendete 300-MHz Hamming-Fenster (bzw. die Grenzfrequenz der Sende-/Empfangsdiode) entscheidend mitbestimmt. Beinhaltet die Impulsantwort neben dem kontinuierlichen Anteil tatsächlich einen gewichteten Dirac-Stoß, wird D_s von der unendlichen (systemtheoretischen) Energie der δ -Funktion bestimmt und ist demzufolge „0“. Die Angabe eines zu erwartenden Bereichs von D_s ist demzufolge immer an die Angabe der Grenzfrequenz des Meßsystems gebunden, weil für die Bestimmung von D_s statt $h_{ch}(t)$ die mit $h_{ch}(t)$ gefaltete Impulsantwort des Meßsystems berücksichtigt wird bzw. zu berücksichtigen ist, wenn verwertbare Ergebnisse erzielt werden sollen.

Abb. 6.14 zeigt den simulierten Delay-Spread für den Fall, daß in (6.11) anstelle von $h_{ch}(t)$ die Gewichtsfunktion $h_{ch}(t) * h_{led}(t) * h_{pin}(t)$ berücksichtigt wird, wobei $h_{led}(t)$ und $h_{pin}(t)$ für die Impulsantworten der Sende- und Photodiode stehen und jeweils durch RC-Tiefpässe mit einer Grenzfrequenz von 100 MHz modelliert wurden. Grundsätzlich fällt der Delay-Spread niedriger als in diffusen Szenarien aus, was sich mit den in [74] vorgestellten Ergebnissen deckt. Delay Spreads in

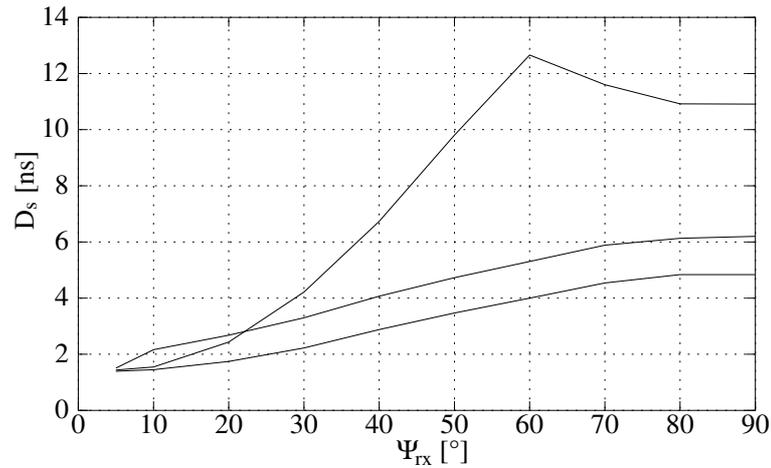


Abbildung 6.15: Delay Spread als Funktion des Empfänger-FOV (Sender: idealer Lambertstrahler): Die untere Kurve entstand bei ideal ausgerichtetem Sender und Empfänger, für die mittlere Kurve wurde demgegenüber der Sender 60° fehlausgerichtet. Bei der oberen Kurve war zusätzlich der Empfänger nicht ideal ausgerichtet (der Fehler hatte die Größe Ψ_{rx} , höchstens aber 60°). Das Maximum des Delay-Spread bei $\Psi_{rx} = 60^\circ$ und nicht bei $\Psi_{rx} = 90^\circ$ resultiert nicht aus einem Programmierfehler, sondern aus dem Wegfall einer starken Reflexionskomponente — der Empfänger befand sich in der Simulation 20 cm neben einer Wand.

der Größenordnung von 10 – 12 ns können in LOS-Szenarien (gemäß der Simulationen) nur dann auftreten, wenn sowohl Sender als auch Empfänger so stark fehlausgerichtet sind, daß der Anteil der LOS-Komponente an der gesamten empfangenen Leistung sehr gering ausfällt.

Abb. 6.15 zeigt abschließend, wie sich der Empfänger-FOV auf den Delay-Spread auswirkt. Für LOS- und Spot-Diffusing-Verbindungen wird D_s für FOV $< 25^\circ$ nicht mehr als 3 ns betragen; bei $\Psi_{rx} = 5^\circ$ sind es nur noch 1.5 ns.

Die Auswirkungen der Dispersion auf die notwendige Sendeleistung wird im folgenden Kapitel für konzeptionelle Zwecke untersucht.

Kapitel 7

Experimentelle IR-Schnittstelle

Zur experimentellen Bestätigung eines wesentlichen Teils der theoretischen Zusammenhänge und zum Nachweis der Realisierbarkeit breitbandiger IR-Übertragung wurde eine IR-Schnittstelle für einen Multimedia-Netzwerk-Demonstrator konzipiert und aufgebaut. Das Systemkonzept dieses als „Inhome Digital Network“ bezeichneten Demonstrators geht auf Ideen bzw. Arbeiten der Philips Forschungslaboratorien Aachen zurück [75]; Hintergrund ist eine Lösung im Unterhaltungs- bzw. Heimelektronikbereich. Das wichtigste Ziel in Bezug auf die IR-Schnittstelle war es, eine kostengünstigere „drahtlos“-Lösung anzubieten, als es die funkbasierende Übertragung ermöglicht. Die IR-Schnittstelle realisiert den physikalischen Aspekt der Übertragung, wobei paketorientierte Dienste unterstützt werden können.

Das vorliegende Kapitel gibt einen Einblick in das IHDN-Systemkonzept, zeigt die wesentlichen Gesichtspunkte der Schnittstellen-Konzeption und geht auf ausgewählte realisierungstechnische Probleme ein.

7.1 Systemkonzept eines IHDN

Abb. 7.1 zeigt den Anwendungsbereich der IR-Schnittstelle im IHDN. Eine Set-Top-Box stellt verschiedene Verteil- und Netzwerkdienste für Handhelds wie Personal-Digital Assistants (PDA) oder Electronic-Program Guides (EPG), aber auch für klassische, zumindest tragbare Geräte wie Notebooks zur Verfügung. Die drahtlosen Verbindungen zwischen der Set-Top-Box und diesen Geräten werden optisch realisiert; Adhoc-Verbindungen der Geräte untereinander sind nicht möglich. Der

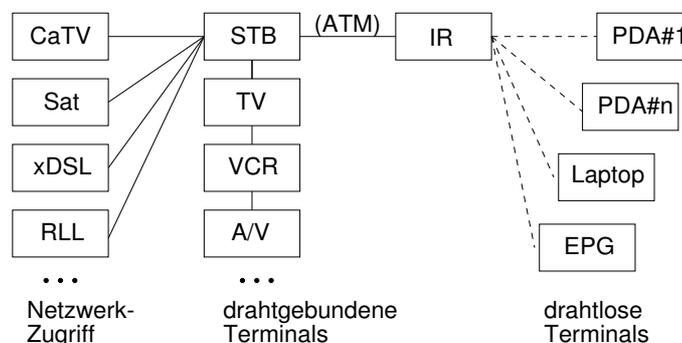


Abbildung 7.1: IHDN-Konzept

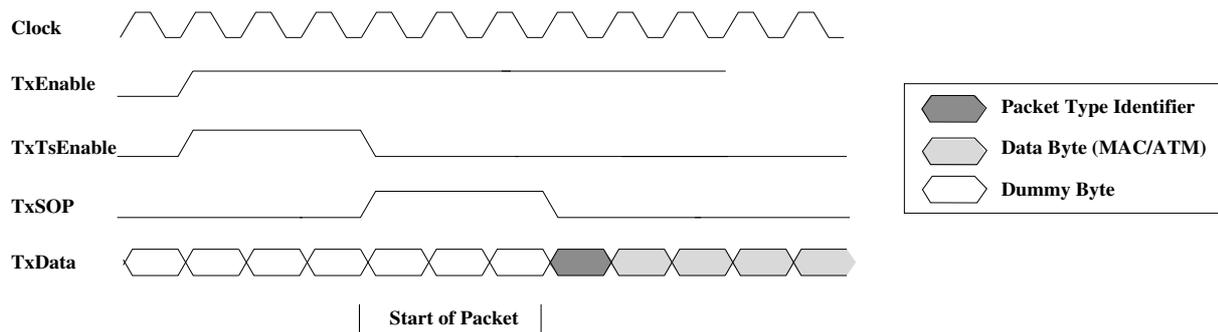


Abbildung 7.2: Interface zur IR-Schnittstelle: Nach Aktivierung (Signal „TxEnable“) wird der Sender durch das Signal „TxTsEnable“ zunächst dazu veranlaßt, eine kurze Trainingssequenz zu erzeugen; diese ermöglicht dem Empfänger die Bitsynchronisation. Das Signal „TxSOP“ dient der Markierung von Paketgrenzen. Der Empfänger kann dieses Signal von Daten- oder Kontrollbits („TxData“) unterscheiden und so die empfangenen Pakete synchronisieren (bzw. die Information über die Paketgrenzen an die MAC-Schicht weiterleiten). Das Interface arbeitet Byte-orientiert.

Zugriff auf den Übertragungskanal erfolgt im Zeitmultiplexbetrieb über einen Polling-Ansatz [75] und wird von der Set-Top-Box gesteuert. Die Set-Top-Box fungiert also als Basisstation; im vorliegenden Fall enthält sie auch einen ATM-Switch. Da hinsichtlich des Uplinks im wesentlichen von Steuerfunktionen ausgegangen werden kann, im Downlink aber beispielsweise durch Video-Downloads hohe Bandbreitelerfordernisse entstehen können, wird i. allg. stark asymmetrischer Verkehr vorliegen.

Die eigentliche IR-Übertragung bleibt allerdings von der letztgenannten Eigenschaft unberührt: Die Trennung von Up- und Downlink erfolgt im TDD-Verfahren (TDD: Time-Division Duplex), wobei sowohl Up- als auch Downlink bei einer Bruttodatenrate $R_b = 16$ Mbit/s arbeiten; über die Vergabe der Zeitschlitze entscheidet die Basisstation.

Das Interface zwischen dem MAC-Layer (MAC: Media-Access Control) und der physikalischen Übertragungsschicht ist im wesentlichen durch die in Abb. 7.2 dargestellten Signale definiert [76]. Es wurde bewußt so konzipiert, daß es von der eigentlichen Netzwerktechnologie unberührt bleibt; eine Adaption des Demonstrators von ATM auf ein anderes paketorientiertes Verfahren wie IEEE 1394 ist leicht möglich.

7.2 Entwurf der IR-Schnittstelle

7.2.1 Sender-Empfänger-Konfiguration

Aus Sicht des Nutzers sind möglichst ungerichtete Konfigurationen zu bevorzugen, bei denen die Verbindung auch bei Unterbrechung eines Übertragungspfades — z. B. des direkten — weiterbesteht.

Es gibt zwar Vorschläge, wonach mehrere Basisstationen an der Zimmerdecke installiert werden sollen, zu denen alternative Sichtverbindungen bestehen — aber selbst Konzepte mit nur einer solchen (an der Zimmerdecke angebrachten) Basisstation schieden für das IHDN-System grundsätzlich aus. Aus Sicht des Autors ist es aber selbst in Hinblick auf industrielle/berufliche Umfelder fragwürdig, ob sich entsprechende Ansätze durchsetzen werden. Schließlich wird der Installationsaufwand solcher Basisstationen häufig deutlich höher als der üblicher Kabelanschlüsse ausfallen;

eine Ausnahme bilden vielleicht Großraumbüros mit vielen, räumlich mehr oder weniger separierten Arbeitsplätzen. Zwar kann die Übertragungskapazität im Falle sektorisierter Basisstationen oder solcher mit mechanischer Ausrichtung u. U. höher als bei Funkübertragung ausfallen¹ — diejenige einer kabelgebundenen Variante wird sie aber nicht erreichen.

Es bleiben als alternative Konzepte für möglichst robuste Verbindungen das diffuse und das quasidiffuse, bei dem mehrere Reflexionsspotspots erzeugt werden.

Daß die quasidiffuse Übertragung zumindest mit der heutigen Technologie nicht für das IHDN-Konzept anwendbar ist, resultiert nicht nur aus dem deutlich höheren Preis eines Imaging-Receivers gegenüber dem eines nichtabbildenden Empfängers². Mit Sicherheit kann eine Imaging-Receiver, der in Handhelds eingebaut werden soll, nicht derartig voluminös wie der im Experimentalsystem der Berkeley-University ausfallen, vgl. Abb. 2.5. Wird stattdessen für eine akzeptable Einbaugröße von einer Eintrittsöffnung mit 1 cm^2 Wirkfläche ausgegangen und soll die Verbindung auch dann zustandekommen, wenn nur ein einzelner Spot empfangen wird, muß die Sendeleistung für eine angestrebte Datenrate von 16 Mbit/s bei OOK mehr als 100 mW betragen — pro Spot; das ist für eine stark fokussierte Quelle zu viel, vgl. Abb. A.3. Selbst wenn angenommen wird, daß die Unterdrückung des Störlichts durch entsprechend viele Sektoren so gut gelingt, daß das Verstärker-rauschen die Empfängerempfindlichkeit bestimmt, benötigt der optische Empfänger nach Abb. 6.1 links eine Empfangsleistung von ca. -45 dBm — ohne Reserve sowie bei nur einem aktivierten Sektor. Da die Kanaldämpfung entsprechend Abb. 6.8 z. B. bei Lichteinfall aus einem Winkel von 50° aber durchaus 65 dB betragen kann³, ergibt sich die angegebene Sendeleistung von 100 mW. Zwar kann das Leistungsbudget durch ein effizienteres Modulationsverfahren verbessert werden, letztlich ist aufgrund realisierungstechnischer Probleme (vgl. Abschn. 5.2) aber auch davon auszugehen, daß die Unterdrückung des Hintergrundlichts nicht ideal gelingt, also zusätzliche Verluste durch den Strom I_{bg} auftreten. Das vom Autor vorgeschlagene alternative Spot-Diffusing Systemkonzept vermeidet zwar technologische Schwierigkeiten auf der Empfängerseite, ist aber nur für stationäre Endgeräte sinnvoll; außerdem besteht das Problem der Augensicherheit bei vergleichsweise geringen Detektorflächen trotzdem.

Bei der Konzeption wurde folgerichtig von ungerichteten Transceivern mit nicht-abbildenden Empfängern ausgegangen, die FOV von ca. $50^\circ - 60^\circ$ aufweisen. Die Verbindungen zur Set-Top-Box bzw. Basisstation kommen über horizontale Arrangements zustande, so wie heute Verbindungen zwischen Audio-/Videoequipment und Fernbedienungen realisiert werden. Beispielsweise kann die Set-Top-Box in der Front eines Fernsehers integriert sein. Im Normalfall wird für das Zustandekommen der Verbindungen direkte Sicht benötigt (die bei Handhelds intuitiv realisiert werden kann). Gegebenenfalls ist die Übertragung jedoch auch über diffuse Reflexionen möglich; der Vorsatz, die Verbindungen grundsätzlich über diffuse Reflexionen realisieren zu können, würde bei gleicher Distanz zwischen Set-Top-Box und Terminal eine um bis zu eine Größenordnung höhere Sendeleistung erfordern (vgl. Abb. 6.3 und Abb. 6.10), was bei der ohnehin sehr geringen Empfindlichkeit optischer Empfänger problematisch ist. Hinzu kommt, daß diffuse Verbindungen durch den höheren Delay-Spread der Impulsantwort in stärkerem Maße unter Verlusten durch Mehrwegedispersion leiden.

Die Reichweite sollte bei vorhandener Sichtverbindung ca. 4 m betragen. In der Konzeption

¹In diesem Zusammenhang ist allerdings zu bedenken, daß die mögliche Übertragungskapazität von Funknetzen, die Basisstationen mit adaptivem Antennen nutzen, auch sehr hoch ausfallen kann — besonders wenn die Reichweite auch auf einzelne Räume ausgelegt wird.

²selbst wenn gleiche Photodiodenflächen vorausgesetzt werden

³Bei wenigen Spots ist der Winkel von 50° nicht unrealistisch, schließlich wird ein Handheld in der Elevation nicht „normgerecht“ ausgerichtet.

wurden für die Basisstation und die Terminals die gleichen Schnittstellen vorgesehen; in Ausbaustufen ist eine sektorisierte Basisstation mit größerem Blickfeld aber durchaus sinnvoll. In diesem Fall wären zugleich auch höhere Datenraten möglich.

7.2.2 Wellenlänge und optische Komponenten

Um tatsächlich Preisvorteile gegenüber Funklösungen erzielen zu können, kommt als Ausgangsmaterial für den Detektor derzeit ausschließlich Silizium in Betracht; die Betriebswellenlänge ist demnach für Breitbandkommunikation auf ca. 1000 nm begrenzt.

Der Preis eines Detektors wird stark von dessen Photodiodenfläche bestimmt — grundsätzlich ist damit der Einsatz von Photodioden sinnvoll, die mit einem optischen Konzentrator kombiniert werden. In diesem Zusammenhang sind Realisierungen aus nur einem Plastikkörper, die durch Kleben mit dem eigentlichen Photodiodechip verbunden werden, zu bevorzugen. Eine solche Kombination wurde vom Fraunhofer-Institut in Jena im Rahmen einer Studie für das IHDN-System entworfen. Abb. 7.3 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Konzentrators. Lt. Studie [43] soll der Preis für den Konzentrator, der durch Spritzguß hergestellt werden kann, bei sehr großen Stückzahlen etwa 1 DM betragen.

Im Rahmen der Untersuchungen des Fraunhofer-Instituts wurden Lösungen, in denen die Kombination aus Photodiode und Konzentrator zusätzlich mit einem Interferenzfilter versehen wird, verworfen: Ein Interferenzfilter, entsprechend einem patentierten Vorschlag [77] auf die (gekrümmte) Oberfläche eines Halbkugelkonzentrators aufgebracht, ist technologisch äußerst anspruchsvoll und damit teuer; die Alternativvariante mit einem planaren Interferenzfilter, das zwischen zwei parabolischen Konzentratoren angeordnet ist, zeichnet sich durch eine sehr große Länge aus und ist bzgl. des Kostenaspekts nicht mit Einkörperlösungen vergleichbar [78]. Ein planares Interferenzfilter weist dagegen keine deutlichen Vorteile gegenüber einem Standard-Farbglassfilter mit einer Kantenwellenlänge von 850 nm auf.

Die Kosten für das gesamte optische Frontend lassen sich nur an Beispielen abschätzen⁴: So bietet die Firma Hamamatsu Photodioden mit einer effektiven Fläche von ca. 40 mm² an, deren Preis bei Stückzahlen > 10 000 weniger als 3 DM beträgt. Die Dioden sind mit einem Farbglassfilter (RG850) sowie einer Plastiklinse versehen; allerdings beträgt der FOV nur ca. 25°, auch die Grenzfrequenz beträgt nur 25 MHz.

Hinsichtlich des Senders wurde von einer Variante ausgegangen, die mindestens eine Mittenwellenlänge von 900 nm besitzt, also gut mit einem Farbglassfilter der Kantenwellenlänge 850 nm kombiniert werden kann. Da die (nachfolgend dargestellten) Untersuchungen ergaben, daß die optische Sendeleistung für eine LOS-Übertragungsdistanz von 4 m etwa 200 mW betragen muß — also

⁴Für den Demonstrator kommt in einer Version eine eher für Experimentalzwecke geeignete Silicon-Sensor-Photodiode zum Einsatz. Ihr Preis beläuft sich selbst für Abnahmemengen > 10 000 auf 25 DM.

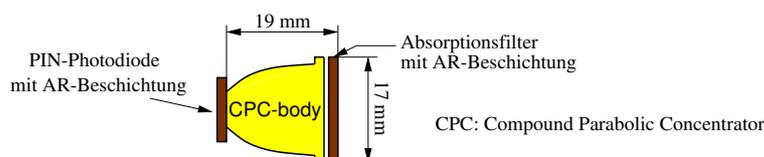


Abbildung 7.3: Vom Fraunhofer-Institut in Jena konzipierte Kombination aus Konzentrator, Farbglassfilter und Photodiode: Der Konzentrator realisiert einen FOV von etwa 50°, das Absorptionsfilter hat eine Kantenwellenlänge von 850 nm.

vergleichsweise hoch ausfällt —, wurden im Demonstrator für eine hohe Effizienz der elektrisch-optischen Wandlung augensichere Laserdioden eingesetzt. Sie emittieren bei 940 nm, sind mit konventionellen Diffusoren versehen und haben näherungsweise die Ausstrahlcharakteristik modifizierter Lambertstrahler mit $\phi_{hp} = 50^\circ$. Allerdings ist der Preis solcher Laserdioden deutlich höher als der ähnlich breitbandiger LED: Die eingesetzte Laserdiode vom Typ Siemens SFH4552 ist ab Stückzahlen von 10 000 für etwa 13 DM erhältlich — eine LED vom Typ SFH4501, die zumindest bzgl. ihrer Grenzfrequenz sowie ihrer Strahlstärke vergleichbare Parameter aufweist, für 0,43 DM. Auch wenn diese Zahlen nur beispielhaft sind, wird deutlich, daß derzeit für besonders kostengünstige Produkte mit hoher Wahrscheinlichkeit noch LED zum Einsatz kommen müssen. In diesem Fall ließen sich auch durch Absorptionsfilter aus GaAs keine Verbesserungen gegenüber Farbglass erreichen; das Emissionsspektrum von LED ist zu breit, selbst wenn die Mittenwellenlänge wie im obigen Beispiel bei 950 nm angesiedelt ist. Auch holographische Diffusoren, die ja prinzipiell Leistungsvorteile von etwa 3 dB versprechen (vgl. Abb. 6.4), können nur mit Hilfe von Laserdioden realisiert werden.

7.2.3 Betrachtungen zum Modulationsverfahren

Die optische Übertragung leidet vor allem unter dem Problem einer schlechten Empfängerempfindlichkeit. Grundsätzlich sind deshalb Modulationsverfahren mit hoher Leistungseffizienz von Interesse — die wichtigsten Binärverfahren wurden in Abschn. 3.4 vorgestellt. Bei der Auswahl muß allerdings berücksichtigt werden, daß mit dem Ziel eines gegenüber OOK reduzierten Leistungsbedarfs eine erhöhte Binärzeichenfrequenz verbunden ist, die in Anbetracht der Mehrwegeausbreitung u. U. sogar gegenteilige Effekte hervorruft. Die Entscheidung für oder gegen ein Verfahren muß demnach in jedem Fall unter Berücksichtigung der Mehrwegedispersion erfolgen — aber nicht nur: Von großer Bedeutung ist auch das Verhalten, das das entsprechend modulierte Signal bei empfangsseitiger Hochpaßfilterung zeigt. Der hohe Gleichanteil im Photostrom, der durch das Umgebungslicht hervorgerufen wird, läßt sich zwar auch durch einen Hochpaß mit sehr kleiner Grenzfrequenz beseitigen⁵, eine niedrige Grenzfrequenz hätte allerdings auch lange Einschwingzeiten zu Beginn einer Übertragung (bzw. eines Datenpakets) zur Folge. Auch das Signal besitzt aufgrund der unipolaren Übertragung einen Gleichanteil — das mittelwertfreie Signal am Ausgang des Hochpasses muß sich erst „einstellen“. Vor allem aber hätte eine niedrige Hochpaßgrenzfrequenz folgenden Nachteil: Störungen durch die Modulationskomponenten von Energiesparlampen, die je nach Ausführung bis in den Bereich von ca. 1.5 MHz reichen können, würden zu dramatischen Empfindlichkeitseinbußen führen. Eine Ausnahme bilden PPM-Varianten, bei denen SD-Detektoren zum Einsatz kommen. SD-Detektoren haben inhärent Hochpaßcharakter.

7.2.3.1 Verhalten bei ungerichteter Übertragung

Um den Einfluß der Mehrwegeausbreitung bzw. der damit verbundenen Intersymbolinterferenzen auf die benötigte optische Signalleistung $P_{rx,req}$ abzuschätzen, wurde die im Anhang C.1 beschriebene Berechnungsmethode angewandt. Die Berechnungen stützen sich auf die numerisch ermittelten Impulsantworten. Bezugsgröße ist in allen folgenden Grafiken die schon in Kapitel 3 definierte (Referenz-) Leistung $P_{req,ook}$, die sich bei verzerrungsfreier OOK-Übertragung, weißem Rauschen und einem für sendeseitige Rechteckimpulse der Breite T_b angepaßten Empfangsfilter ergibt. Es wird angenommen, daß der Empfänger durch weißes Rauschen gestört wird.

⁵was in jedem Fall geschehen muß, um eine Übersteuerung des Verstärkers zu vermeiden

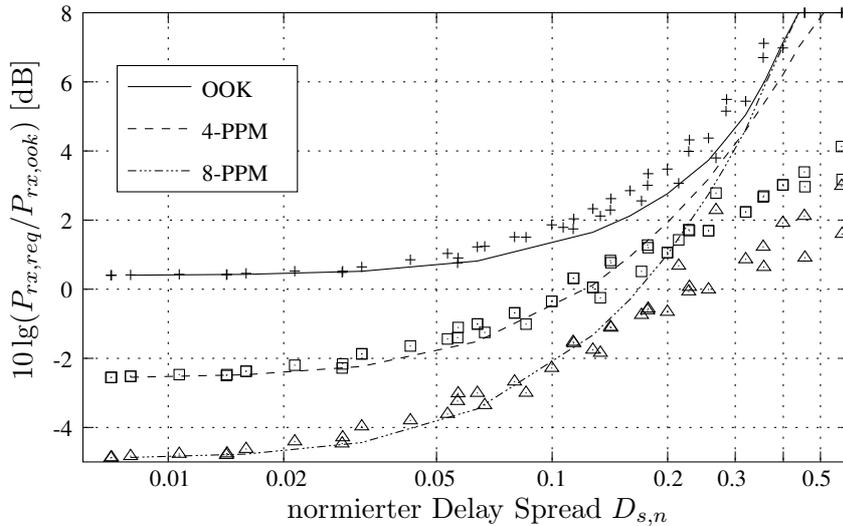


Abbildung 7.4: Relative benötigte Leistung von OOK, 4-PPM und 8-PPM als Funktion des normierten Delay-Spreads (NRZ-Format, $p_{e,req} = 1 \cdot 10^{-9}$, Soft-Decision). Die einzelnen Marker gelten für simulierte LOS-Kanäle, wobei solche auf einer vertikalen Geraden identisch sind. Die durchgezogenen Linien korrespondieren mit der Impulsantwort nach dem „Ceiling-Bounce Model“. Bei ungerichteter LOS-Übertragung ist nur im Ausnahmefall mit absoluten Delay-Spreads in der Größenordnung von $D_s = 12$ ns zu rechnen; häufig wird er deutlich darunter liegen.

Bzgl. der Kanalimpulsantworten wurde von Sendern mit idealer Lambert’scher Ausstrahlcharakteristik und von Empfängern mit einem FOV $\Psi_{rx} = 60^\circ$ ausgegangen. Für die Untersuchungen wurden nur Binärverfahren ausgewählt, bei denen die Rasterfrequenz in einem ganzzahligen Verhältnis zur Bitrate steht, so daß die Taktgenerierung besonders einfach umzusetzen ist⁶. Für das Rauschfilter des Empfängers wurde grundsätzlich ein Besselfilter 5. Ordnung mit einer 3-dB-Grenzfrequenz von $f_g = 0.5B_{req}$ angesetzt: In Übereinstimmung mit den Ergebnissen der Berkeley-University zeigt dieses Filter sowohl bzgl. der Unterdrückung quadratischer Rauschkomponenten als auch bzgl. des Verhaltens bei Übertragung über dispersive Kanäle Vorteile gegenüber anderen Varianten wie Potenzfilter oder Integrate&Dump-Filter — besonders gegenüber letzterem.

Um möglichst allgemeingültige Aussagen zu gestatten (schließlich können die Impulsantworten in Abhängigkeit der Sender-Empfänger-Position oder der Raumgeometrie erheblich variieren), erfolgt der Vergleich nicht bei identischer Bitrate, sondern bei identischem normierten Delay-Spread $D_{s,n}$: Tatsächlich zeigten auch die eigenen Untersuchungen, daß sich der Parameter $D_{s,n}$ bei gegebenem Modulationsverfahren gut für Abschätzungen der benötigten Leistung $P_{rx,req}$ eignet. Die Ergebnisse sind in den Abb. 7.4 und 7.5 für eine kleine, aber wichtige Auswahl von Modulationsverfahren dargestellt.

Bei den durchgezogenen Kurven wurde das „Ceiling-Bounce Model“ der Impulsantwort eines diffusen Kanals zugrunde gelegt. Entsprechend den Analysen von Kahn [1] soll die Berücksichtigung dieser Modell-Impulsantwort bei gegebenem $D_{s,n}$ auch bei LOS-Kanälen genaue Voraussagen über die benötigte optische Leistung gestatten — unabhängig vom Modulationsverfahren. Tatsächlich zeigte sich bei den eigenen Untersuchungen bzgl. der Abhängigkeit der Signalleistung $P_{rx,req}$ vom normierten Delay-Spreads $D_{s,n}$ aber nur für diffuse Kanäle (nicht dargestellt) eine generelle Übereinstimmung mit dem genannten Modell.

⁶(12,2)-MPPM hat 66 Symbole; es wurde angenommen, daß nur 64 Symbole verwendet werden.

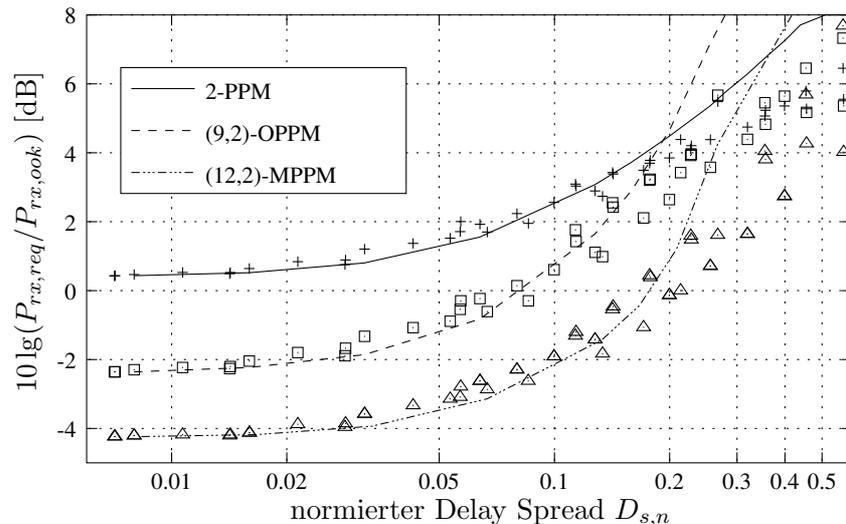


Abbildung 7.5: Ergänzung von Abb. 7.4 um die Verfahren 2-PPM, (9,2)-OPPM und (15,2)-MPPM

Beim LOS-Kanal konnte der mit zunehmendem normierten Delay-Spread $D_{s,n}$ exponentiell verlaufende Anstieg der notwendigen Signalleistung nur für OOK bestätigt werden. Bei den verschiedenen PPM-Varianten war die Charakteristik dagegen um so flacher, je geringer die Symbollänge war. Eine recht hohe Übereinstimmung mit dem „Ceiling-Bounce Model“ resultierte nur für den Bereich $D_{s,n} \leq 0.2$. Begründen läßt sich der nicht-exponentielle Kurvenverlauf durch die schon angesprochene geringe Varianz des gleitenden Mittelwerts eines PPM-Signals mit kurzer Symbollänge.

Aber auch die eigenen Untersuchungen zu LOS-Kanälen zeigen, daß die Übertragung für normierte Delay-Spreads $D_{s,n} > 0.2$ zunehmend unökonomisch ist. Ein normierter Delay-Spread von 0.2 korrespondiert bei einer Datenrate von 16 Mbit/s etwa mit einem absoluten Delay-Spread von $D_s = 12.5$ ns. Dieser Wert wird bei LOS-Szenarien höchstens bei stark fehlorientierten Sendern und Empfängern erreicht, bei denen der direkte Lichtausbreitungspfad nahe an einem „Abriß“ steht, die also in eine diffuse Konfiguration übergehen, vgl. Abb. 6.14 rechts.

In jedem Fall zeigen die beiden Abbildungen, daß die dargestellten PPM-Varianten 4-PPM, 8-PPM und (12,2)-MPPM für $D_{s,n} < 0.2$ Vorteile gegenüber OOK versprechen; selbst wenn es sich um einen vollkommen diffusen Kanal handelt. Dagegen zeigen (8,2)-OPPM und 2-PPM keine besonders guten Qualitäten. Im Fall von OPPM wird die Gültigkeit der in Kapitel 3 eingeführten Bandbreitendefinition über die Binärzeichenfrequenz und nicht über $1/(wT_{imp})$ bestätigt — tatsächlich muß der Kanal ein zeitliches Auflösungsvermögen im Bereich der Binärzeichenrasterung aufweisen⁷.

7.2.3.2 Hochpaßcharakteristik

Wie schon häufiger angesprochen und anhand von (5.29) sofort nachvollziehbar, besitzt ein SD-PPM-Detektor inhärent Hochpaßverhalten. Abb. 7.6 zeigt die Filtercharakteristik nach (5.29) ohne die Berücksichtigung des Anteils $H_{rx,s}(f)$. Es wird deutlich, daß bei 2-PPM niederfrequente

⁷Der Maximum-Likelihood-Detektor wurde wie in Abschn. 3.4.3.3 modelliert: Er addiert jeweils $w = 2$ Empfangsamplituden und vergleicht die Ergebnisse im zeitlichen Raster T_{ch} .

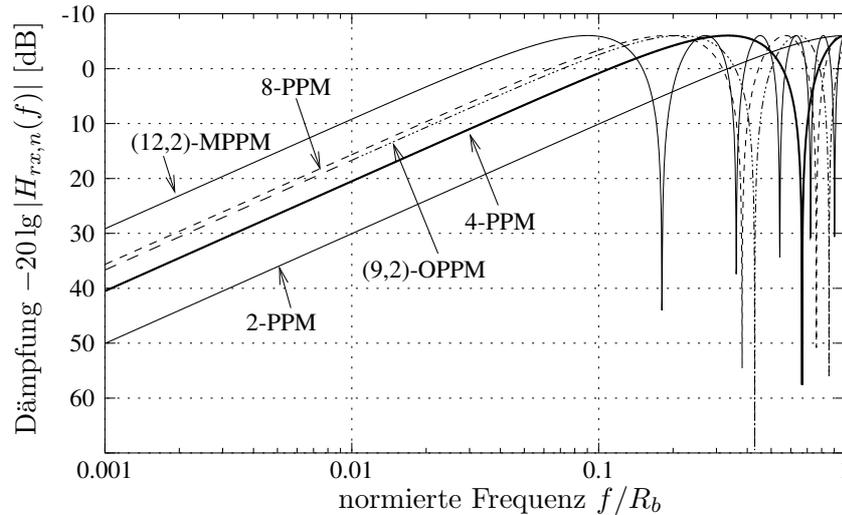


Abbildung 7.6: Filtercharakteristik eines SD-PPM-Detektors: Die Funktion $H_{rx,n}(f)$ ist durch (5.29) gegeben. Für n (nT_{ch} gibt die zeitliche Verzögerung an, die zwischen den zu vergleichenden Empfangsamplituden auftritt) wurde entsprechend einer zu erwartenden minimalen Korrelation der Störamplituden im Fall von L-PPM und MPPM der Wert $N_{ch} - 1$ angesetzt, für OPPM $N_{ch} - w$. Die Werte von 6 dB korrespondieren mit Verzögerungen, bei denen ein $\sin(\cdot)$ -förmiges Signal eine Phasenverschiebung von $k2\pi$, $k \in \mathcal{G}$ erfährt, so daß sich die zu vergleichenden (Sinus-) Signale konstruktiv überlagern.

Störungen sehr effizient unterdrückt werden können. Mit zunehmender Symbollänge nimmt diese Fähigkeit ab. Beispielsweise tritt bei (12,2)-MPPM eine Dämpfung von 10 dB etwa bei einer Frequenz $f = 0.01R_b$ auf, die bei 16 Mbit/s mit 160 kHz korrespondiert. Bei 4-PPM wird die gleiche Dämpfung bei $f = 0.03R_b$ (entsprechend 460 kHz) erreicht. Um demnach Störungen durch Energiesparlampen effektiv zu unterdrücken, ist (12,2)-MPPM bei der vorausgesetzten Datenrate weniger geeignet.

Das wird auch anhand von Abb. 7.7 deutlich: Hier wird untersucht, welche Verluste ein RC-Hochpaß im Signalzweig des Empfängers in Abhängigkeit der Grenzfrequenz verursacht. Bei 2-PPM stimmen höchstens 2 aufeinanderfolgende Binärzeichen $x_{ch,n}$ überein — entsprechend hoch kann die Grenzfrequenz ausfallen. Aber auch bei 4-PPM treten wahrnehmbare Verluste erst für Frequenzen $f_{g,hp} > 0.04R_b$ auf; bei 16 Mbit/s und einer Hochpaßgrenzfrequenz von 650 kHz kann davon ausgegangen werden, daß die Effekte bzgl. der benötigten Signalleistung vernachlässigbar sind.

7.2.3.3 Auswahl des Modulationsverfahrens

Letztlich bietet 4-PPM — dicht gefolgt von 8-PPM — das ausgewogenste Verhalten; deshalb fiel die Wahl des Modulationsverfahrens auf 4-PPM. Auch die Binärzeichensynchronisation sowie die Paketsynchronisation lassen sich bei 4-PPM einfach umsetzen. Bei OOK ist vor allem das schlechte Verhalten bei Hochpaßfilterung hinderlich. Eine größere Hochpaß-Grenzfrequenz und damit schnelleres Einschwingen wird zwar mit Hilfe einer „Active Baseline Restoration“ [79] möglich, in jedem Fall ist die Unterdrückung niederfrequenter Störungen durch Energiesparlampen oder Leuchtstoffröhren aber weniger effektiv als bei PPM. Auch bzgl. der notwendigen Signalleistung

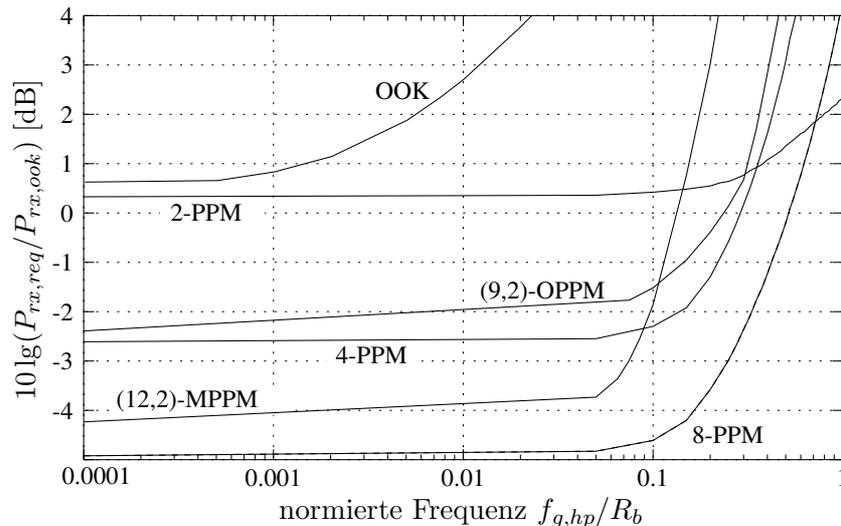


Abbildung 7.7: Relative benötigte Leistung bei empfangsseitiger Filterung mit einem RC-Hochpaß der angegebenen Grenzfrequenz: Die Verhältnisse bei 2-PPM und Grenzfrequenzen $f_{g,hp} \gg 0.1R_b$ sind eher theoretischer Natur; zwar lassen sich die gesendeten Symbole formal noch erkennen, im praktischen Fall wäre aber beispielsweise die Taktrückgewinnung außerordentlich schwierig.

wird OOK ca. 2 – 2.5 dB schlechter als 4-PPM abschneiden.

OPPM ist nach Ansicht des Autors ein generell für die drahtlose Übertragung wenig attraktives Verfahren; u. U. können aber in Verbindung mit trelliscodierter Modulation Verbesserungen erzielt werden. Entsprechende Untersuchungen wurden in [80] vorgestellt. (12,2)-MPPM ist ein leistungseffizientes Modulationsverfahren; allerdings fällt die Hochpaßcharakteristik etwas schlechter als bei 4-PPM aus. Dieser Effekt verstärkt sich bei MPPM-Varianten mit größerer Symbollänge, also besserer Leistungseffizienz.

7.2.4 Sender- und Empfängerparameter

Die Kanaldämpfung bei LOS-Verbindungen kann sehr einfach über (6.3) abgeschätzt werden; aufgrund zusätzlich empfangener Reflexionskomponenten wird die Dämpfung im Realfall bis zu etwa 3 dB geringer ausfallen. Tatsächlich haben die numerischen Analysen (und später auch die Messungen) gezeigt, daß die mit der Mehrwegedispersion verbundene Einbuße bzgl. der Empfängerempfindlichkeit durch diesen zusätzlichen Leistungsanteil kompensiert oder überkompensiert wird. Die Abschätzung des Ausbreitungsverlusts nach (6.3) gestattet demnach bei bekannter Empfängerempfindlichkeit (die sich ohne den Einfluß der Mehrwegedispersion ergibt) recht genaue Aussagen über die notwendige Sendeleistung.

Hinsichtlich der Parameter des Vorverstärkers konnte bereits auf praktische Erfahrungen zurückgegriffen werden. Im Rahmen vorheriger Experimente wurde ein Bootstrap-Transimpedanz-Verstärker entwickelt und aufgebaut, dessen tatsächliche Verstärkerempfindlichkeit weitgehend mit den theoretischen Vorhersagen nach (5.22) übereinstimmt. Die Schaltung dieses Verstärkers ist in Abbildung Abb. 7.22 dargestellt. Die Anwendung kommerzieller Vorverstärker, die für faseroptische Empfänger konzipiert sind, führt aufgrund der (im vorliegenden Fall) vielfach größeren Diodenkapazität zu deutlich schlechteren Ergebnissen bzgl. der Verstärkerempfindlichkeit.

Für die Berechnung der Verstärkerempfindlichkeit nach Abschn. 5.5.3.2 wurden die Parameter des tatsächlich in der Eingangsstufe verwendeten Transistors „BFR181“ angesetzt; die Kurven in Abb. 7.8 zeigen die Empfängerempfindlichkeit für verschiedene Empfängerflächen. Um darzustellen, daß auch die Verstärkerempfindlichkeit bei 4-PPM besser als bei OOK ausfällt, wurden zusätzlich die Gegebenheiten bei OOK aufgenommen.

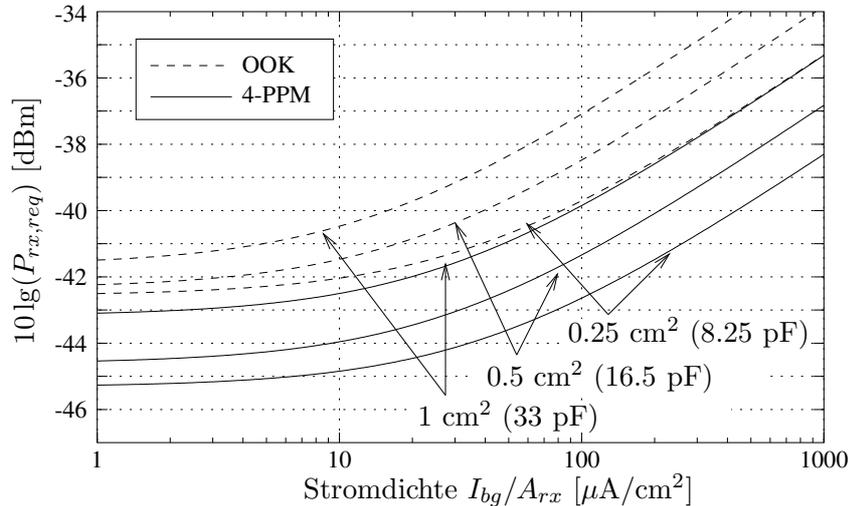


Abbildung 7.8: Empfängerempfindlichkeit bei 4-PPM und bei OOK als Funktion der Stromdichte des Störlichts. Variationsparameter ist die effektive Empfängerfläche bzw. die Photodiodenkapazität (Klammerangaben). Für die Kapazität C_d wurden die in den Klammern angegebenen Werte angesetzt, die mit einem Konzentratorgewinn Faktor 3 und einem Kapazitätsbelag von $100 \text{ pF}/\text{cm}^2$ korrespondieren.

Die mit diesen Empfängerempfindlichkeiten und einer Übertragungsdistanz von 4 m korrespondierenden Sendeleistungen sind in Abb. 7.9 dargestellt. Sendeseitig wurde von einem Lambertstrahler mit einem Halbwertswinkel von 60° ausgegangen.

Bzgl. der Festlegung der Detektorfläche wurden 1 cm^2 als akzeptabel in Bezug auf den Platzbedarf angesehen. In der Basisstation ist es allerdings auch problemlos möglich, mehrere solche Detektoren über getrennte Vorverstärker zu betreiben; dieser Fall wurde hinsichtlich der Empfänger mit (2×1) und $(4 \times 1) \text{ cm}^2$ -Fläche angenommen. Bei $A_{rx} = 1 \text{ cm}^2$ erfordert eine Übertragungsdistanz von 4 m bei einem „typischen“ Störstrom von $150 \mu\text{A}$ eine Sendeleistung von 60 mW. Sind Sender und Empfänger aber jeweils 45° fehlausgerichtet, verdoppelt sich dieser Wert, bei 60° vervierfacht er sich. Da gerade in Bezug auf die (stationäre) Basisstation von einer Fehlorientierung ausgegangen werden muß, wurde die mittlere optische Sendeleistung deshalb mit minimal 200 mW festgelegt. Bei dieser Sendeleistung sind auch bei starkem Störlicht akzeptable Entfernungen möglich, solange eine direkte Sonnenbestrahlung vermieden wird.

Mit den bisher dargestellten Untersuchungen konnten die wichtigsten Parameter der IR-Schnittstelle festgelegt werden:

- Datenrate R_b : 16 Mbit/s
- Modulationsverfahren: NRZ-4-PPM, verbunden mit Soft-Decision
- Sender

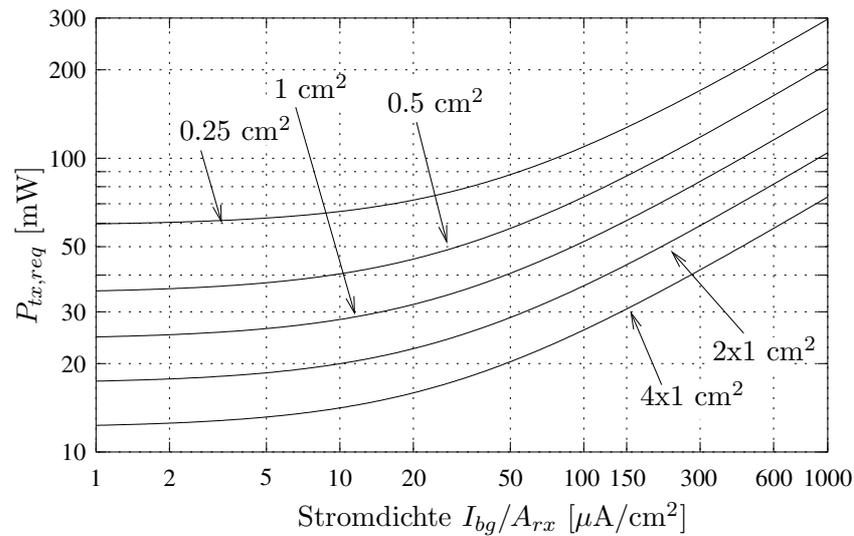


Abbildung 7.9: Benötigte Sendeleistung für eine Übertragungsdistanz von ca. 4 m bei ideal ausgerichtetem Sender und Empfänger. Die Werte der Stromdichte zeigen den bei indirektem Hintergrundlicht etwa zu erwartenden Varianzbereich.

- mittlere optische Sendeleistung P_{tx} : ≥ 200 mW
- Halbwertswinkel ϕ_{hp} : $50^\circ - 60^\circ$
- Empfänger
 - FOV Ψ_{rx} : $50^\circ - 60^\circ$
 - optisches Filter: Farbglasfilter, Kantenwellenlänge 850 nm
 - Rauschfilter: Besselfilter 5. Ordnung, $f_g = 16$ MHz
 - Hochpaß: RC-Hochpaß mit $f_{g,hp} = 650$ kHz

7.2.5 Synchronisation der Binärzeichen

Bei paketorientierter Übertragung ist die Einschwingzeit, die der Empfänger zum Verbindungsaufbau benötigt, von hoher Bedeutung. Im vorliegenden Fall ist die Einschwingzeit am Ausgang des RC-Hochpasses sehr gering, sie beträgt weniger als $1 \mu\text{s}$, vgl. auch Abb. 7.19. Ausschlaggebend ist demnach, in welcher Zeit die Binärzeichensynchronisation und die Paketsynchronisation gelingt.

Das Leistungsdichtespektrum eines PPM-modulierten Signals enthält unter der Voraussetzung des NRZ-Formats keine diskreten Spektralkomponenten in Höhe der Chip- oder Symbolfrequenz, so daß beide Takt- bzw. Phaseninformationen nicht unmittelbar mit Hilfe von Bandpaßfiltern oder einer PLL (Phase-Locked Loop) extrahiert werden können.

Letztlich stellt die Binärzeichensynchronisation eines NRZ-Signals, das keine diskreten Spektralkomponenten enthält, kein grundsätzlich neues Problem der Informationsübertragung dar. Dementsprechend kann auf eine Vielzahl etablierter Lösungen zurückgegriffen werden. Der technischen Umsetzung und der Parameterwahl kommt im vorliegenden Fall aber eine hohe Bedeutung zu, schließlich wird das Empfangssignal i. allg. durch starkes Rauschen gestört, so daß bei ungünstiger Konzipierung mit zu großem Phasenjitter zu rechnen ist.

Hinsichtlich der technischen Umsetzung ist die Verwendung einer Phasenregelschleife besonders attraktiv, die durch eine nichtlineare Vorverarbeitung des Signals oder einen nichtlinearen Phasendetektor selbst zur Synchronisation befähigt wird. Nach dem letztgenannten Prinzip arbeitet der verbreitete „Early/Late Gate Synchronizer“ [81]; ähnlich (wenngleich mit nur einem einzelnen Integrator) funktioniert auch die Regelschleife, die von Gagliardi speziell für die PPM-Chipsynchronisation bei schrotrauschlittierter Übertragung vorgeschlagen wurde [82, 83]. Wird das Empfangssignal vor der Einspeisung in die PLL einer nichtlinearen Verarbeitung unterzogen — drei Beispiele werden in [29] beschrieben — kann auch ein gewöhnlicher Vierquadrantenmultiplizierer als Phasendetektor eingesetzt werden. Nachteilig ist allerdings, daß das PPM-Signal durch die nichtlineare Filterung eine unvermeidliche Verzögerung erfährt; um einen statischen Fehler hinsichtlich des Abtastzeitpunkts zu vermeiden, muß diese Verzögerung entsprechend ausgeglichen werden, was technisch nur suboptimal geschehen kann.

7.2.5.1 Entwurf einer klassisch-digitalen PLL

Für das IHDN-System wurde eine klassische PLL mit digitalem Phasendetektor konzipiert. Der Begriff „digital“ bezieht sich allerdings nur auf die bauelementetechnische Realisierung — tatsächlich wird der Phasendetektor mit dem amplitudendiskreten (binären), aber zeitkontinuierlichen Chip-signal nach dem Entscheider gespeist; Schleifenfilter und VCO (Voltage-Controlled Oszillator) arbeiten analog⁸, siehe Abb. 7.10.

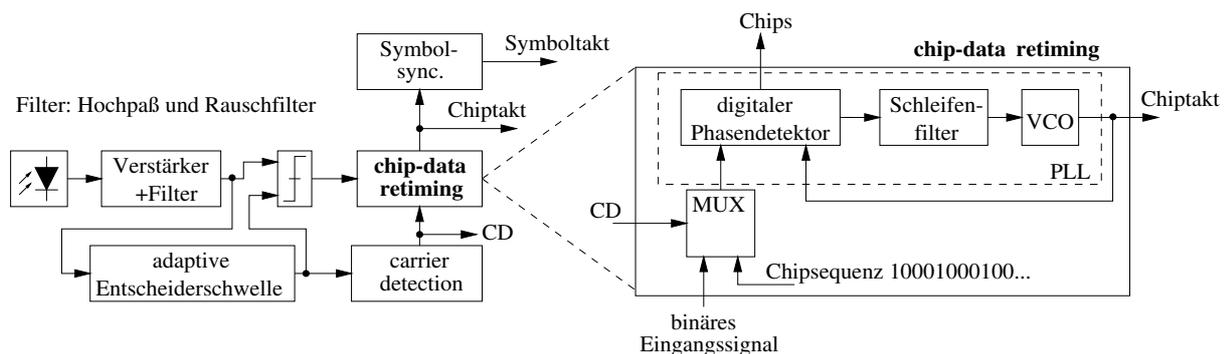


Abbildung 7.10: Empfängersynchronisation: Der Chiptakt wird mit Hilfe einer digitalen PLL zurückgewonnen. Durch den zusätzlichen Multiplexer (MUX) wird die PLL immer im eingerasteten Zustand gehalten, was einen besonders schnellen Einschwingvorgang nach Empfangspausen garantiert.

Gegenüber einer „Early/Late Gate“-Regelschleife oder verwandten Verfahren, die analoge Korrelatoren nutzen, hat eine PLL mit digitalem Phasendetektor vor allem zwei Vorzüge: Erstens ist die technische Umsetzung deutlich einfacher, zweitens arbeitet der Phasendetektor unabhängig vom Signaleingangspegel am Empfänger.

In den PLL-Entwurf gehen der maximal tolerierbare Phasenjitter sowie die benötigte Ein-

⁸Für die Chipsynchronisation kann auch eine vollständig digitale PLL mit digitalem Schleifenfilter und digitalem VCO zum Einsatz kommen. Obwohl vollständig digitale PLL mit Sicherheit zunehmend an Bedeutung gewinnen, wurde von dieser Variante zunächst Abstand genommen: Sie erfordert in jedem Fall eine Überabtastung des Empfangssignals, in Abhängigkeit der Realisierung des Phasendetektors häufig auch den Einsatz von Analog-Digital-Wandlern sowie eine adaptive Verstärkungsregelung. Eine Realisierungsmöglichkeit wurde wiederum von Gagliardi [82] vorgestellt.

schwingzeit ein. Dabei wurde folgende grundlegende Annahme getroffen: Der Phasendetektor soll Fehlerimpulse erzeugen, deren Impulsmoment jeweils linear von der zeitlichen Differenz abhängt, die zwischen einer steigenden oder fallenden Flanke im Binärsignal und einer (zugehörigen) fallenden Flanke im Takt auftritt. Diese Funktionalität kann sehr elegant und einfach mit einem Hogge-Phasendetektor [84] realisiert werden. Obwohl es auch andere Realisierungsmöglichkeiten gibt, soll der Hogge-Phasendetektor nach Abb. 7.11 als Referenz dienen.

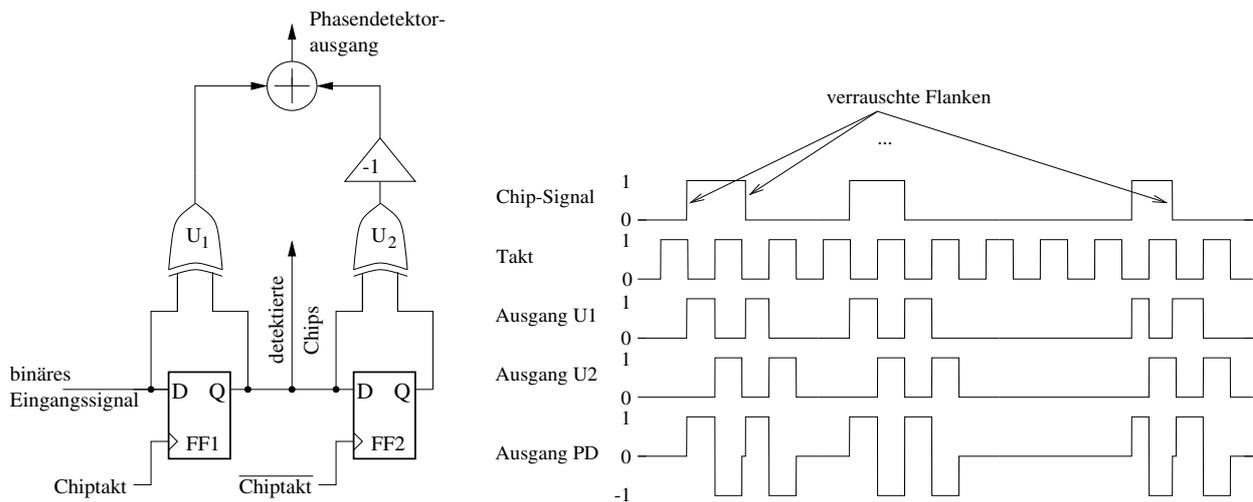


Abbildung 7.11: Hogge-Phasendetektor: Ein einzelner, mit der positiven Taktflanke detektierter Impuls ruft am Ausgang U2 zwei Impulse der festen Länge $T_{ch}/2$ hervor. Diese dienen unabhängig von der Phasendifferenz als Referenzimpulse. Die Länge der Impulse am Ausgang von U1 wird dagegen von der aktuellen Phasendifferenz bestimmt. Zwischen dem Gesamtimpulsmoment, welches eine detektierte „1“ am Ausgang erzeugt, und dem Phasenunterschied besteht demnach im Bereich $-\pi \dots \pi$ ein linearer Zusammenhang. Ein wesentlicher Vorteil des Hogge-Phasendetektors ist, daß die positive Taktflanke, mit der die Daten übernommen werden, immer exakt in der Mitte der Chips positioniert wird, auch wenn die aktuelle Impulsbreite (z. B. infolge von ISI) von T_{ch} abweicht.

Für die Modellierung wird vorausgesetzt, daß die gepulste Ausgangscharakteristik des Phasendetektors nach dem Schleifenfilter vernachlässigt werden kann, das Filter also Spektralanteile $f \ll f_{ch}$ wirksam unterdrückt. Wird nicht explizit auf eine Ausnahme hingewiesen, soll zudem die Chipfrequenz $f_{ch} = 1/T_{ch}$ des PPM-Signals exakt mit der Ruhfrequenz $f_{vco,0}$ des VCO übereinstimmen; auch die (mittlere) Breite der Impulse nach dem Schwellwertentscheider sei exakt T_{ch} .

Dem VCO-Takt wird die Nullphase $\theta_{vco}(t)$, dem Chipsignal am Eingang des Phasendetektors die Nullphase $\theta_{ch}(t)$ zugeordnet. Die Phasendifferenz $\Delta\theta(t)$, die entsprechend der maximalen zeitlichen Differenz von $\pm T_{ch}/2$ zwischen Takt und Binärsignal den Wertebereich $-\pi \dots \pi$ abdeckt, beträgt also $\Delta\theta(t) = \theta_{vco}(t) - \theta_{ch}(t)$.

Unter diesen Voraussetzungen kann die PLL, wie in Abb. 7.12 dargestellt, als lineares System bzgl. der Phasen modelliert werden. Die Phasendetektorkonstante k_{pd} hängt bei der beschriebenen Art des Phasendetektors von der relativen Häufigkeit ρ_{edge} ab, mit der im PLL-Eingangssignal (steigende oder fallende) Flanken auftreten; „relativ“ bezieht sich auf die Gesamtzahl der Binärzeichen $x_{ch,n}$ eines langen Meßintervalls. Beim Hogge-Phasendetektor ist k_{pd} entsprechend der normierten Darstellung in Abb. 7.11 rechts für Phasendifferenzen im Bereich $-\pi \leq \Delta\theta \leq \pi$ durch den

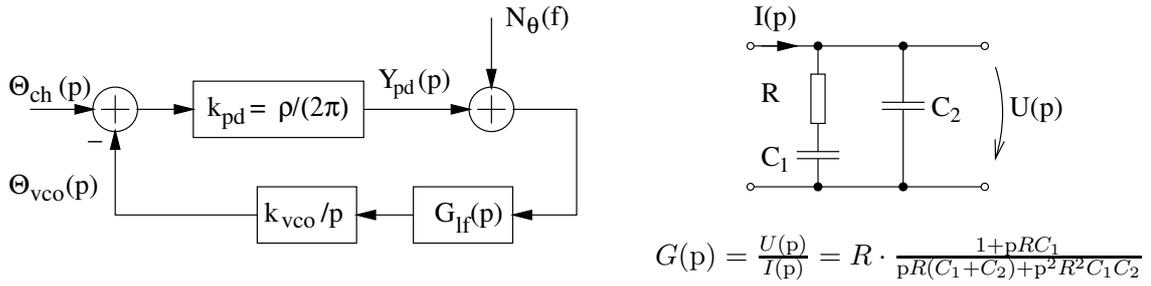


Abbildung 7.12: Linearisiertes Modell der Phasenregelschleife (links) und mögliche Realisierung des Schleifenfilters (rechts)

Ausdruck

$$k_{pd} = \frac{\Delta y_{pd}}{\Delta \theta} = \frac{1}{2\pi} \cdot \rho_{edge} \quad \text{mit} \quad \rho_{edge} = \frac{2}{L} \left(1 - \frac{1}{L^2}\right) \approx \frac{2}{L} \quad (7.1)$$

gegeben, wobei der angegebene Wert der Flankendichte L gleichwahrscheinliche und unabhängige PPM-Symbole⁹ voraussetzt. Die Näherung $\rho_{edge} \approx 2/L$ korrespondiert dagegen exakt mit der Flankendichte eines PPM-Signals, das aufgrund spezieller Datenkonstellationen keine Doppelpulse enthält.

Hinsichtlich des Schleifenfilters wurde von einer aktiven Variante mit der Übertragungsfunktion

$$G_{lf}(p) = \frac{1+pT_1}{p(T_1+T_2)+p^2T_1T_2} = \frac{1}{T_1T_2} \cdot \frac{1+pT_1}{p[p+(T_1+T_2)/(T_1T_2)]} \quad \text{mit} \quad T_2 \ll T_1 \quad (7.2)$$

ausgegangen. Besonders hervorzuheben ist die Polstelle bei $p=0$; sie sorgt dafür, daß ein Frequenzoffset $\Delta f = f_{vco,0} - f_{ch}$, der in praktischen Realisierungen unvermeidbar ist, keinen statischen Phasenfehler des Taktsignals im eingerasteten Zustand nach sich zieht [29]. Der durch T_2 gegebene Pol dient der oben vorausgesetzten Unterdrückung der Rechteckimpulse am Phasendetektorausgang, hat aber durch die Bedingung $T_2 \ll T_1$ keinen wesentlichen Einfluß auf die Übertragungsfunktion $H_{pll}(p)$ der Schleife. Für die Übertragungsfunktion $H_{pll}(p)$ ist deshalb näherungsweise der Ausdruck

$$H_{pll}(p) = \frac{\Theta_{vco}(p)}{\Theta_{ch}(p)} \approx \frac{k_{vco}k_{pd}}{T_1} \frac{1+pT_1}{p^2+p k_{vco}k_{pd} + k_{vco}k_{pd}/T_1} = \frac{\omega_n^2 + p2D\omega_n}{p^2 + p2D\omega_n + \omega_n^2} \quad (7.3)$$

gültig. Die natürliche Schwingungsfrequenz ω_n und die Dämpfung D sind durch die beiden Beziehungen

$$\omega_n^2 = \frac{k_{vco}k_{pd}}{T_1} \quad \text{und} \quad D = \frac{k_{vco}k_{pd}}{2\omega_n} \quad (7.4)$$

gegeben; k_{vco} ist die VCO-Konstante. In die Festlegung von D und ω_n fließen sowohl der gewünschte maximale Jitter der VCO-Phase als auch die zu erreichende Einschwingzeit der PLL nach einer Empfangspause ein.

Für die Berechnung des Jitters der VCO-Phase als Folge des Empfängerrauschens muß das bandbegrenzte Rauschen am Entscheidungseingang, dessen Varianz bekannt ist, in die Schleife transformiert werden. Diese Transformation ist dem Autor gelungen und wird im Anhang D.1 dargestellt. Für hohe SNR ϱ_{ch} bzw. geringe Chipfehlerwahrscheinlichkeiten äußert sich das Rauschen

⁹Für eine höhere Allgemeingültigkeit erfolgt die Beschreibung für L-PPM allgemein und nicht speziell für 4-PPM.

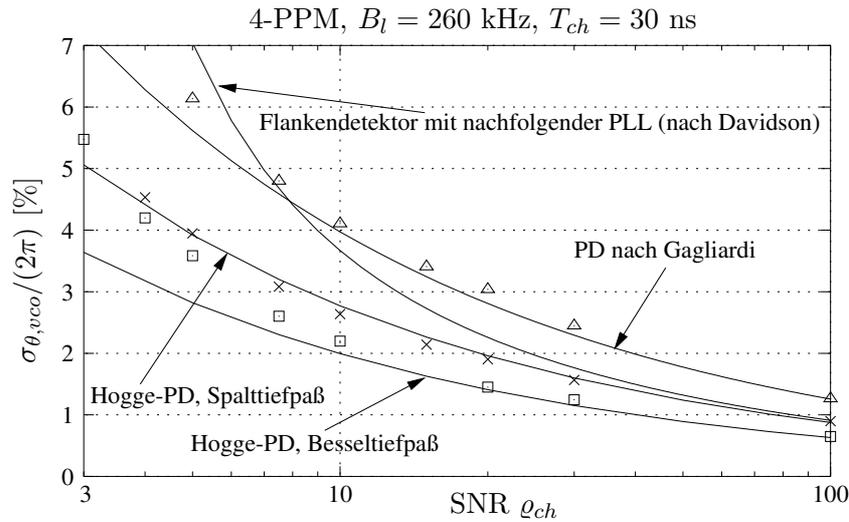


Abbildung 7.13: Analytische Abschätzung des Phasenjitters (durchgezogene Linien) im Vergleich zur Ptolemy-Simulation bei 4-PPM (diskrete Marker): Die Standardabweichung der VCO-Phase wurde auf eine Chipperiode normiert. Die Schleifenbandbreite wurde mit $B_l = 260$ kHz angesetzt.

vornehmlich in einem „Jittern“ der Signalfanken am PLL-Eingang. Dieser zeitliche Jitter führt zu Schwankungen der Impulsmomente am Phasendetektorausgang und kann als additive, dem Signal $y_{pd}(t)$ überlagerte Störung betrachtet werden, deren zweiseitige Rauschleistungsdichte in Abhängigkeit des SNR für $f \ll f_{ch}$ konstant

$$N_{\theta}(f) = N_{\theta,0} = \frac{1}{2} \frac{T_{ch} \rho_{edge}}{4 \rho_{ch}} \quad (7.5)$$

ist. Es ist zu beachten, daß in (7.5) keine Effekte durch Intersymbolinterferenzen erfaßt werden — am Eingang des empfangsseitigen Rauschfilters (vgl. Abb. 7.10) sollen Rechteckimpulse anliegen. Außerdem wird vorausgesetzt, daß es sich bei diesem Filter um einen Besseltiefpaß 5. Ordnung mit einer Grenzfrequenz $f_g = 0.5 f_{ch}$ handelt. (Wird stattdessen ein Matched-Filter für Rechteckimpulse verwendet, erhöht sich $N_{\theta,0}$ durch den geringeren Anstieg der Impulsflanken am Ausgang des Rauschfilters etwa um den Faktor 2, vgl. Anhang D.1.)

Mit der einseitigen Schleifenbandbreite¹⁰ B_l , die nach Gardner [81] für die Übertragungsfunktion (7.3) durch den Ausdruck

$$B_l = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} |H_{pl}(f)| df = \frac{w_n}{2} \left(D + \frac{1}{4D} \right) \quad (7.6)$$

gegeben ist, kann die Varianz $\sigma_{\theta,vco}^2$ der VCO-Phase im eingeschwungenen Zustand durch die Beziehung

$$\sigma_{\theta,vco}^2 = \frac{2B_l N_{pd}}{k_{pd}^2} = \frac{B_l T_{ch} \pi^2}{\rho_{edge} \rho_{ch}} \approx \frac{LB_l T_{ch} \pi^2}{2 \rho_{ch}} \quad (7.7)$$

dargestellt werden. Es wird deutlich, daß neben dem SNR ρ_{ch} das Produkt $B_l T_{ch}$ sowie die relative Häufigkeit der Impulse maßgebend bzgl. der Rauschvarianz sind.

¹⁰Üblicherweise wird bei PLL-Analysen mit einseitigen Bandbreiten gearbeitet

Abb. 7.13 zeigt am Beispiel des implementieren Modulationsverfahrens 4-PPM, daß die Abschätzung des Jitters nach (7.7) in einem weiten Variationsbereich des SNR genaue Voraussagen gestattet. Außerdem sind die Ergebnisse dargestellt, die sich für die Alternativ-Varianten nach Gagliardi [82] und Davidson [85] ergeben.

Abb. 7.14 ermöglicht in Abhängigkeit des zulässigen Jitters und der Chipfrequenz f_{ch} die Festlegung der Schleifenbandbreite. Die Standardabweichung der Phase wurde wie in Abb. 7.13 auf eine Taktperiode normiert.

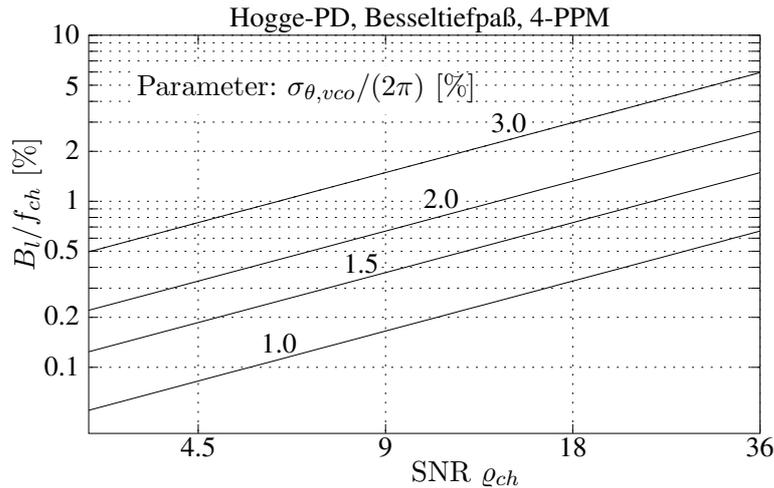


Abbildung 7.14: Erforderliche relative Schleifenbandbreite, normiert mit f_{ch} in Abhängigkeit des RMS-Phasenjitters und des SNR für 4-PPM

Hinsichtlich des Einschwingverhaltens nach einer Empfangspause wird zunächst angenommen, daß die VCO-Ruhefrequenz und die Chipfrequenz am Ausgang des Entscheiders exakt übereinstimmen und die Flanken des Eingangssignals keinem Jitter unterliegen. Dann kann ein zum Zeitpunkt $t = 0$ vorgenommener Einschaltvorgang je nach Phasendifferenz $\Delta\theta(0) = \Delta\theta_0$ als ein Phasensprung mit der Sprungamplitude $\Delta\theta_0$ im Eingangssignal $\theta_{ch}(t)$ aufgefaßt werden. Abb. 7.15 links zeigt für diesen Fall den zeitlichen Verlauf des Phasenfehlers $\Delta\theta(t)$. Die Berechnung wurde Gardner [81] entnommen und ist im Anhang D.2 wiedergegeben.

In Realfall besteht jedoch immer eine Abweichung $\Delta f = f_{vco,0} - f_{ch}$ zwischen der Ruhefrequenz $f_{vco,0}$ des VCO und der Chipfrequenz f_{ch} . Wird der VCO wie im Demonstrator als analoge Schaltung realisiert, liegt diese Abweichung durch Bauelementetoleranzen im Bereich um etwa 1%. Bei einem Einschaltvorgang tritt dann neben dem Phasensprung auch ein Frequenzsprung im Signal $\theta_{ch}(t)$ auf. Abb. 7.15 rechts zeigt den zeitlichen Verlauf des Phasenfehlers, wenn das Eingangssignal $\theta_{ch}(t)$ zum Zeitpunkt $t = 0$ einen Frequenzsprung der Amplitude Δf aufweist, die Nullphase $\theta_{ch}(t)$ also linear wächst bzw. fällt; die Phasendifferenz $\Delta\theta_0$ sei anfänglich 0. In der Abbildung wurde vorausgesetzt, daß sich die PLL auch bei einem Frequenzsprung bzgl. der Phasen linear verhält. Das ist beim Hogge-Phasendetektor tatsächlich der Fall, wenn der Betrag $|\Delta\theta(t)|$ des Phasenfehlers laut linearer Theorie auf Werte $\leq \pi$ beschränkt bleibt. Ergeben sich allerdings größere Phasenunterschiede, arbeitet die reale PLL nichtlinear — schließlich kann der Betrag des PD-Ausgangssignals in der Praxis keine Werte $\leq \pi k_{pd}$ annehmen. In solchen Fällen pendelt das Phasendetektor-Ausgangssignal periodisch zwischen den Maximalwerten $-\pi k_{pd}$ und πk_{pd} hin und her, resultierend in

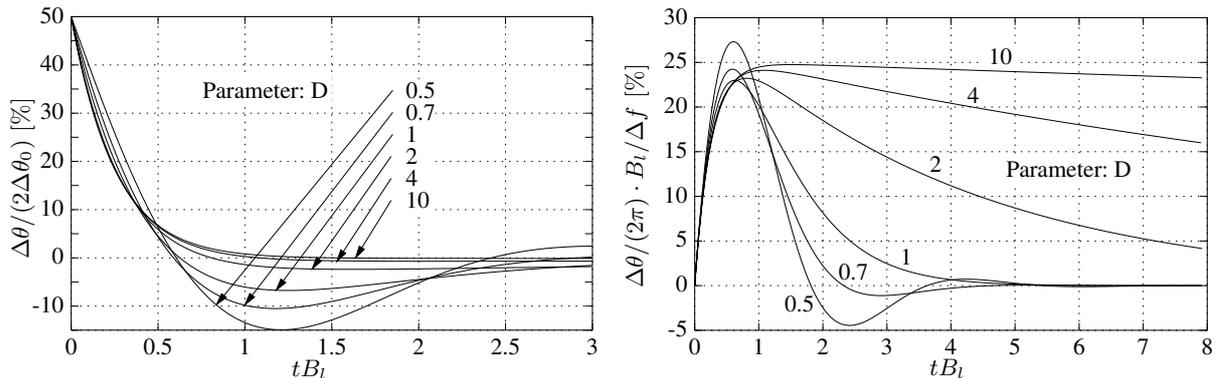


Abbildung 7.15: Antwort der PLL auf einen Phasensprung mit der Sprungamplitude $\Delta\theta_0$ (links) und einen Frequenzsprung mit der Sprungamplitude Δf (rechts). Die Phasenfehler $\Delta\theta$ sowie die Zeit t wurden normiert dargestellt.

einem sehr langsamen Ziehvorgang¹¹. Laut Abbildung kann die Grenze des Ziehvorgangs gut mit $\Delta f/B_l \approx 2$ abgeschätzt werden. In der Praxis wird häufig versucht, einen solchen Ziehvorgang zu vermeiden.

7.2.5.2 Festlegung der PLL-Parameter

Der Phasenjitter bei 4-PPM-Übertragung richtet sich gemäß Abb. 7.14 nach der Schleifenbandbreite B_l sowie nach dem SNR ϱ_{ch} am Entscheider. Für das Demonstrationssystem wurde eine Schleifenbandbreite von $B_l = 500$ kHz festgelegt; theoretisch resultiert daraus bei einem SNR von $\varrho_{ch} = 36$ ein RMS-Jitter (RMS: Root-Mean Square) von 1.5% der Chipperiode bzw. von 0.75% der Bitdauer. Bei $\varrho_{ch} = 18$, das bei SD zu einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-9} korrespondiert, erhöhen sich die Standardabweichungen um den Faktor $\sqrt{2}$. Laut Abb. 7.16 sind bei einem solchen Jitter keine nennenswerten Einbußen hinsichtlich der benötigten Leistung zu erwarten.

Die Frequenzdifferenz Δf zwischen Chipfrequenz und VCO-Ruhefrequenz wird durch eine zusätzliche schaltungstechnische Maßnahme so gering gehalten, daß deren Einfluß vernachlässigt werden kann: Dazu wird der Phasendetektor eines Transceivers in Empfangspausen mit einem Chipsignal gespeist, welches in der Sender-Sektion dieses Transceivers quarzgenau erzeugt wird, vgl. Abb. 7.10. In Empfangspausen schwingt der VCO demnach mit Frequenz dieses Chipsignals. Da die maximale Abweichung der Quarze unterschiedlicher Transceiver maximal 0.02% beträgt und bzgl. des Phasenfehlers nach Abb. 7.15 rechts der Quotient $\Delta f/B_l$ entscheidet, ist der Frequenzsprung zu Beginn eines neuen Datenpakets von untergeordneter Bedeutung (die PLL bleibt also immer im eingerasteten Zustand).

Um ein möglichst schnelles Einschwingen der PLL zu erreichen, muß demnach im vorliegenden Fall nur das Einschwingverhalten bei einem Phasensprung optimiert werden. Laut Abb. 7.15 links führen Dämpfungswerte $D < 1$ zu deutlichem Überschwingen — die von Best [86] nicht untermauerte Aussage, ein Dämpfungswert $D = 0.7$ sei für einen Schleifentyp nach (7.3) optimal, ist also unzutreffend. Im Demonstrationssystem wurde $D = 2.5$ gewählt; schon nach einer Zeit von $t = 0.65/B_l = 1.3 \mu\text{s}$ beträgt der zeitliche Abtastfehler weniger als 2% der Chipdauer. Die natürliche Schwingungsfrequenz w_n ist durch (7.6) festgelegt.

¹¹Tatsächlich synchronisiert die PLL bei einem Schleifenfilter nach (7.2), weil das Phasendetektor-Ausgangssignal nicht mittelwertfrei ist.

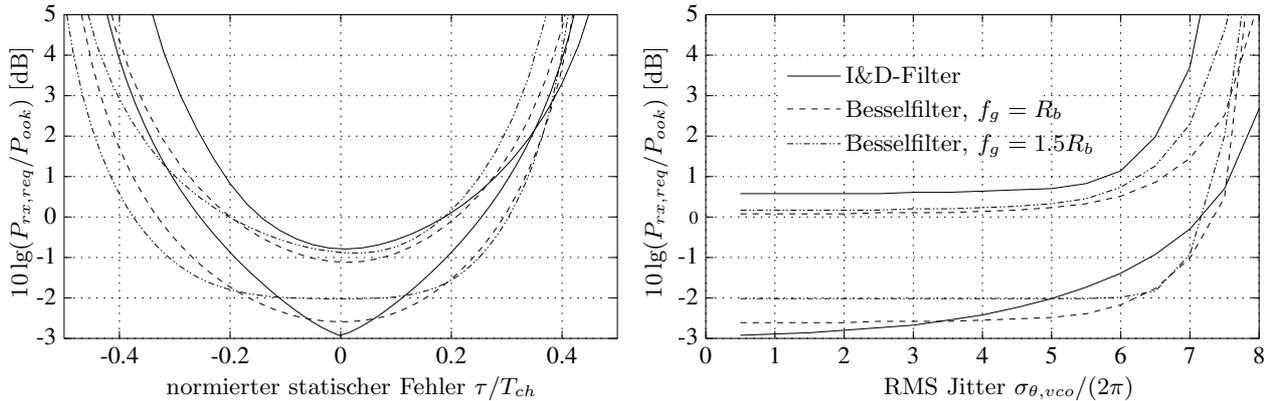


Abbildung 7.16: Einfluß eines nicht-optimalen Abtastzeitpunkts auf die benötigte optische Leistung: Die linke Abbildung zeigt den Einfluß eines statischen Fehlers τ , die rechte den eines normalverteilten Fehlers. Die unteren Kurven gelten jeweils für einen idealen optischen Kanal, die oberen für einen typischen diffusen Kanal mit starken Intersymbolinterferenzen ($R_b = 16$ Mbit/s). Referenz ist wieder (3.8).

Tatsächlich wurde die Länge der im Demonstrationssystem verwendeten Trainingssequenz mit $2 \mu\text{s}$ bzw. 4 Byte festgelegt. In diese Zahl flossen auch die Ergebnisse von Ptolemy-Simulationen ein; sie zeigten, daß sich die Zeiten, die die Einschwingvorgänge an den Ausgängen des Hochpasses und der Entscheidungsschwelle benötigen, nicht linear zur Einschwingzeit der PLL addieren. Außerdem verursacht die zusätzliche Polstelle bei T_2 ein etwas schnelleres Einschwingen der PLL.

7.2.6 Synchronisation der Datenpakete

Für das IHDN-System wurde grundsätzlich davon ausgegangen, die Paketsynchronisation simultan mit der PPM-Symbolsynchronisation vorzunehmen. Das ist bei L-PPM durch Verletzung der Codiervorschrift und „harte“ Detektion der Chips sehr einfach möglich. Die Synchronisation erfolgt also mit Hilfe eines binären Synchronisationsmusters, das zusätzlich in den Datenstrom multiplexiert wird; nach der Detektion dieses Musters (oder eines Ausschnitts) kann der Empfänger neben der Paketsynchronisation — im vorliegenden Fall wird das Signal „RxSOP“ generiert — die Synchronisation des SD-Demodulators vornehmen. Ähnliche Verfahren kommen auch im IEEE802.11- sowie im IrDA-Standard zum Einsatz [87, 16]; beide sind dadurch gekennzeichnet, daß die Synchronisationssequenzen vollständig detektiert werden müssen.

Soll im verallgemeinerten Fall nur die Synchronisation der PPM-Symbole ermöglicht werden, kann das Synchronisationssignal bei L-PPM beispielsweise auch aus detektierten Doppelimpulsen gewonnen werden; ähnliche Varianten werden in [64, 88, 89] vorgeschlagen. Alternativ können auch Pausen zwischen aufeinanderfolgenden PPM-Symbolen eingefügt werden, so daß eine Spektrallinie in Höhe der Symbolfrequenz entsteht; auf diese Frequenz kann beispielsweise eine PLL einrasten [90, 91].

7.2.6.1 Synchronisation durch Muster und Schwellwertvergleich

Für das IHDN-System wurde ein neues, verbessertes Verfahren zur Symbol- bzw. Paketsynchronisation [92, 93] entwickelt, das eine sichere Synchronisation auch bei niedrigem SNR sicherstellt. Die Beschreibung erfolgt zunächst wieder für L-PPM allgemein.

Der Synchronisationsdetektor erzeugt genau dann einen Synchronisationsimpuls, wenn dessen intern gespeichertes Binärmuster der Länge N_{rx} bis auf eine Anzahl tolerierbarer Stellen bzw. Fehler mit den letzten N_{rx} empfangenen Chips übereinstimmt, vgl. Abb. 7.17. Dabei entspricht das gespeicherte Muster i. allg. nur einem Ausschnitt des in den Datenstrom eingefügten Musters. Das Sendemuster kann z. B. verlängert werden, um bestimmte Eigenschaften wie den Mittelwert des Sendesignals zu garantieren oder auch der Byte-Orientierung der Übertragung zu genügen. Nachfolgend werden die Begriffe Tx-Muster (Sender) und Rx-Muster (Empfänger) verwendet. Der Vergleich des Rx-Musters mit den empfangenen Binärzeichen erfolgt zu jedem Chiptakt.

Im Gegensatz zum IrDA-Verfahren, bei dem die Empfangssequenz exakt mit dem gespeicherten Muster übereinstimmen muß, erfolgt die Neusynchronisation im vorliegenden Fall genau dann, wenn ein bestimmter Schwellwert an Unterschieden unterschritten oder gerade erreicht wird. Hat der Schwellwert die Größe d_c , können d_c beim Übertragen des Musters (bzw. des Teils, den der Empfänger auswertet) eventuell aufgetretene Fehler korrigiert werden.

Damit es während einer normalen PPM-Datenübertragung nicht zu einer falschen Synchronisation durch die zufällige Imitation des Musters infolge von Übertragungsfehlern kommt, unterscheidet sich das Empfangsmuster mindestens an $d_{h,min}$ Stellen von den Chips aufeinanderfolgender (gültiger) PPM-Symbole, unabhängig von deren aktueller Chipverzögerung. Demnach müssen innerhalb der Empfangsmusterlänge wenigstens $(d_{h,min} - d_c)$ Übertragungsfehler auftreten, damit das Muster imitiert wird. Auch die IrDA- oder IEEE802.11-Normen verwenden Muster einer bestimmten Hammingdistanz $d_{h,min}$, allerdings tritt diese Hammingdistanz nur für eine bestimmte Chipverzögerung (Stop-Flag von IrDA) oder nur gegenüber Trainingssequenzen, die am Beginn eines Pakets gesendet werden (Start-Flag bei IrDA, Start-of-Frame Delimiter bei IEEE802.11), auf. Eine Symbol- und Paketsynchronisation z. B. vor jeder ATM-Zelle oder in regelmäßigen Abständen kann dort nicht vorgenommen werden — lt. Spezifikation der IR-MAC-Schnittstelle wird diese Eigenschaft im vorliegenden Fall gefordert.

Um ein Erkennen des gesendeten Musters zum richtigen Chiptakt zu gewährleisten, weist das Empfangsmuster zusätzlich auch gegenüber verschobenen Versionen des Sendemusters (mit angrenzenden PPM-Symbolen oder weiteren angrenzenden Sendemustern) eine Hammingdistanz von $d_{h,min}$ auf.

Hinsichtlich der Synchronisationsfehlerwahrscheinlichkeit muß zwischen der Möglichkeit, daß ein gesendeter Synchronisationsimpuls nicht detektiert wird und derjenigen, daß das Empfangsmuster imitiert wird, unterschieden werden. Beträgt die Länge des Rx-Musters N_{rx} und werden d_c Fehler durch die Entscheidungsschwelle toleriert, wird ein gesendetes Muster nicht detektiert mit der Wahrscheinlichkeit

$$\begin{aligned}
 p_{e,miss} &= 1 - (1 - p_{e,ch})^{N_{rx}} - \sum_{i=1}^{d_c} \binom{N_{rx}}{i} p_{e,ch}^i (1 - p_{e,ch})^{N_{rx}-i} \\
 &\approx \binom{N_{rx}}{d_c + 1} p_{e,ch}^{d_c+1},
 \end{aligned} \tag{7.8}$$

wobei $p_{e,ch}$ die Chipfehlerwahrscheinlichkeit ist. Sie stimmt bei L-PPM in guter Näherung mit der Bitfehlerwahrscheinlichkeit $p_{e,hd}$ am Ausgang des HD-Demodulators überein.

Im Gegensatz dazu wird das Empfangsmuster imitiert, wenn bei einem aktuellen Abstand d_h , $d_h \geq d_{h,min}$, wenigstens $(d_h - d_c)$ Fehler auftreten, während alle übrigen der insgesamt N_{rx} Chips richtig detektiert werden. Für eine solche (spezielle) Empfangssequenz ist die Wahrscheinlichkeit

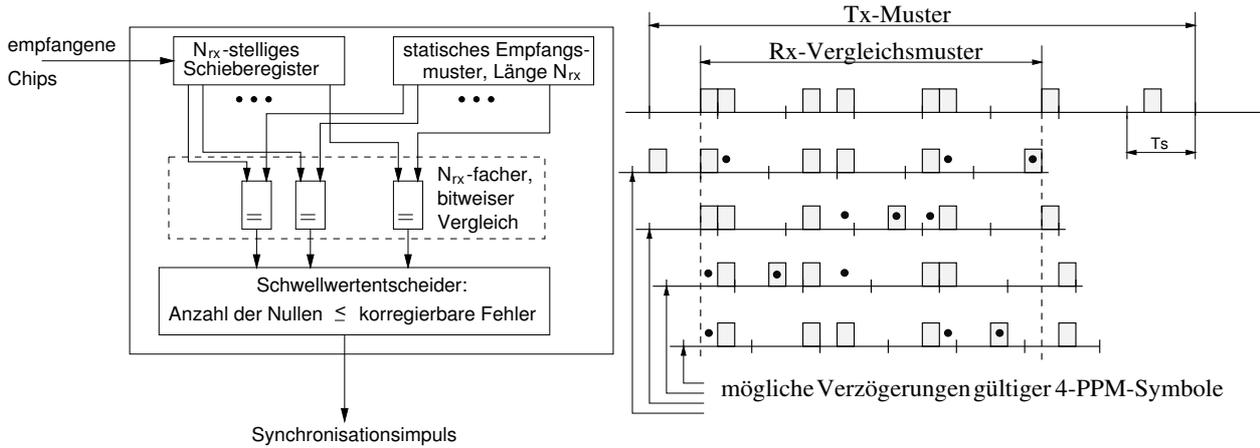


Abbildung 7.17: Schematische Darstellung der Symbolsynchronisation: Die rechte Abbildung zeigt oben das Synchronisationsmuster und darunter mögliche Ausschnitte aus gültigen 4-PPM-Sequenzen, wobei die 4 möglichen Symbolphasen, jeweils für unterschiedliche Daten, dargestellt sind. Die Punkte kennzeichnen die Binärstellen, an denen sich das Muster und die Sequenz unterscheiden. Im Beispiel werden PPM-Sequenzen veranschaulicht, die sich an „nur“ $d_h = d_{h,min} = 3$ Stellen vom Empfangsmuster unterscheiden.

der Imitation des Rx-Musters:

$$\begin{aligned}
 p_{e,imit}(d_h) &= \sum_{i=(d_h-d_c)}^{d_h} \binom{d_h}{i} p_{e,ch}^i (1-p_{e,ch})^{N_{rx}-i} \\
 &\approx \binom{d_h}{d_h-d_c} p_{e,ch}^{d_h-d_c}.
 \end{aligned} \tag{7.9}$$

Der augenblickliche Wert von d_h hängt von der Sendeinformation ab, allerdings wird die Hamming-Distanz $d_{h,min}$ garantiert. Abb. 7.18 zeigt die Wahrscheinlichkeiten nach (7.8) und (7.9) für eine Chipfehlerwahrscheinlichkeit $p_{e,ch} = 1 \cdot 10^{-3}$.

Die analytische Beschreibung eines mittleren $p_{e,imit}$ für gleichwahrscheinliche Daten ist aufgrund der Korrelation aufeinanderfolgender Proben von $p_{e,imit}$ schwierig¹². Der Vergleich mit den Ergebnissen von Geradeausimulationen bei Hammingdistanzen von 5 und 6 hat aber gezeigt, daß die mittlere Wahrscheinlichkeit $p_{e,imit}$ für gleichwahrscheinliche Daten sehr gut mit

$$p_{e,imit} \approx \text{Prob} \{d_h = d_{h,min}\} \cdot \binom{d_{h,min}}{d_{h,min}-d_c} p_{e,ch}^{d_{h,min}-d_c} \tag{7.10}$$

abgeschätzt werden kann. Dabei ist $\text{Prob} \{d_h = d_{h,min}\}$ die mittlere Wahrscheinlichkeit dafür, daß der aktuelle Abstand zwischen Rx-Muster und fehlerfreier Empfangssequenz mit der Hammingdistanz übereinstimmt. Für die zur Simulation herangezogenen Rx-Muster mit $d_{h,min} = 5$ oder $d_{h,min} = 6$, welche die nachfolgend aufgeführten Mustereigenschaften besaßen, ergab sich grundsätzlich ein Wert von $\text{Prob} \{d_h = d_{h,min}\} < 1/1000$.

¹²Benachbarte Werte von $p_{e,imit}$ sind statistisch nicht voneinander unabhängig, weil sich mit jedem Chiptakt die empfangene Chipsequenz der Länge N_{rx} nur an einer Stelle ändert.

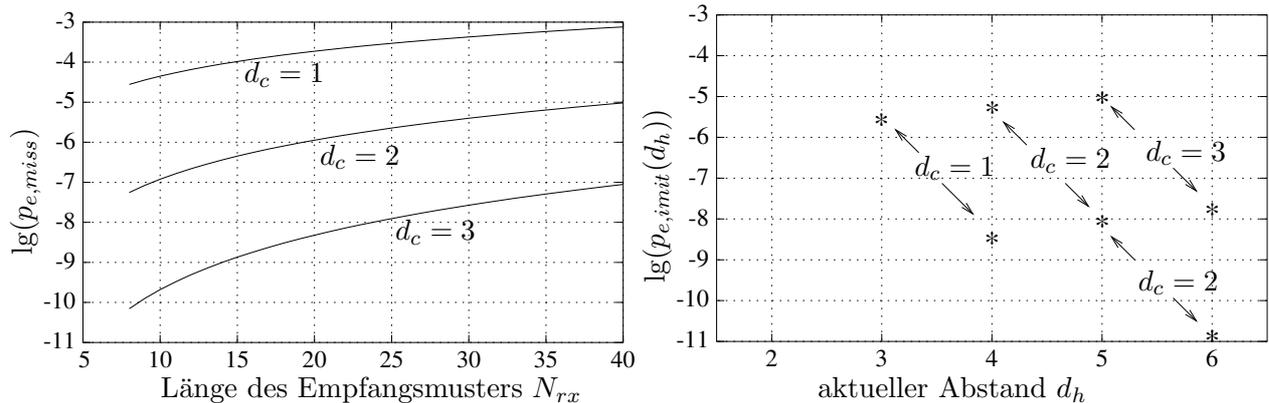


Abbildung 7.18: Wahrscheinlichkeit, daß bei einer Chipfehlerwahrscheinlichkeit von $1 \cdot 10^{-3}$ ein gesendetes Muster nicht detektiert wird (links) und Wahrscheinlichkeit einer Musterimitation bei aktuell d_h unterschiedlichen Binärstellen (Parameter: Anzahl d_c der korrigierbaren Chips).

Es ist relativ leicht möglich, Binärmuster aufzustellen, die sich an mindestens $d_{h,min}$ Stellen von den Chips gültiger PPM-Symbole und zusätzlich von allen im Binärzeichenraster verschobenen Versionen des Sendemusters (mit angrenzenden PPM-Daten oder weiteren Sendemustern) unterscheiden.

Folgende Eigenschaften des Sendemusters wurden jedoch im vorliegenden Fall zusätzlich berücksichtigt:

- Das Tx-Muster soll den gleichen Mittelwert wie das zugehörige L-PPM-Signal besitzen; die relative Häufigkeit der logischen „1“-Chips sei also $1/L$. Zwar lassen Muster mit beliebigem Mittelwert bei gleicher Musterlänge höhere Hamming-Distanzen zu — vor bzw. nach dem Muster muß jedoch eine zusätzliche Sequenz eingefügt werden, innerhalb derer sich der Empfänger auf den veränderten Signalmittelwert einstellen kann. Diese Sequenz ist bei der in der IEEE 820.11-Norm standardisierten Synchronisationsmethode allein 32 Chip lang [21].
- Das Tx-Muster besitzt ähnliche Hochpaß-Eigenschaften wie eine L-PPM-Sequenz — die Wahl von 4-PPM wurde ja auch mit dessen günstigen Hochpaßeigenschaften begründet. Bei der Mustersuche wurde deshalb die Auswahl auf Muster beschränkt, die im Vergleich zu gültigen PPM-Chipsequenzen folgende Eigenschaften haben:

gültige PPM-Sequenz	Muster
max. 2 „1“-Chips in $L + 1$ Chips	max. 2 „1“-Chips in $L + 1$ Chips
max. 3 „1“-Chips in $2L + 1$ Chips	max. 3 „1“-Chips in $2L$ Chips
max. 4 „1“-Chips in $3L + 1$ Chips	-
...	-
min. 1 „1“-Chip in $2L - 1$ Chips	min. 1 „1“-Chip in $2L - 1$ Chips
min. 2 „1“-Chips in $3L - 1$ Chips	min. 1 „1“-Chip in $3L$ Chips
min. 3 „1“-Chips in $4L - 1$ Chips	-
...	-

- Die Länge des Tx-Musters, gemessen in Bit, soll ein ganzzahliges Vielfaches von 8 sein;

Hammingdistanz $d_{h,min}$	minimale Sendemusterlänge N_{tx} ($N_{tx} = k \cdot 16$, $k \in \mathcal{N}$)	minimale Empfangsmusterlänge N_{rx}
3	32	20
4	32	27
5	48	31
6	48	39

Tabelle 7.1: Sende- und Empfangsmusterlängen für $L = 4$

dadurch wird einer Byte-orientierten Übertragung Rechnung getragen.

Die Mustersuche erfolgte mit Hilfe eines Computeralgorithmus; die so gefundenen Binärmuster sind für 4-PPM und Hammingdistanzen von 3 bis 6 in [92] aufgeführt, Tabelle 7.1 enthält die Musterlängen.

7.2.6.2 Synchronisationsmuster im Demonstrator

Im Demonstrator wird das Synchronisationsmuster vor jeder ATM-Zelle gesendet. Eine 53 Byte lange ATM-Zelle entspricht einer 4-PPM-Datensequenz von 848 Chip.

Die Wahrscheinlichkeit $p_{e,cell}$, daß eine ATM-Zelle falsch synchronisiert wird, ist also näherungsweise:

$$p_{e,cell} \approx 848p_{e,imit} + p_{e,miss} \quad (7.11)$$

Bei den Überlegungen für die notwendige Hammingdistanz wurde von einer Chipfehlerrate $p_{e,ch} = 1 \cdot 10^{-3}$ ausgegangen. Einerseits wurde dabei berücksichtigt, daß bei Soft-Decision-Datendetektion die Chips mit einer elektrischen Penalty von 3 dB detektiert werden. (So entspricht einer Bitfehlerrate von $1 \cdot 10^{-9}$ eine Chipfehlerrate von $1 \cdot 10^{-5}$.) Praktisch wird dieser Wert noch größer sein, weil bei den hart detektierten Daten mit zusätzlichen Verlusten durch eine nicht optimale Entscheidungsschwelle zu rechnen ist. Andererseits wurde berücksichtigt, daß spätere Systeme u. U. eine Forward Error Correction nutzen und demnach größere Chipfehlerwahrscheinlichkeiten möglich sind. Nicht zuletzt soll darauf aufmerksam gemacht werden, daß unter keinen Umständen ein Terminal durch den Sendebetrieb eines anderen Terminals (hier muß von diffuser Übertragung mit Mehrwegedispersion ausgegangen werden) falsch synchronisiert werden darf.

Aus Abb. 7.18 links ist ersichtlich, daß für eine akzeptable Fehlerwahrscheinlichkeit $p_{e,miss}$ mindestens 2 Fehler korrigierbar sein müssen. Auch wenn die Wahrscheinlichkeiten $p_{e,imit}(d_h)$ in Abb. 7.18 rechts mit dem zusätzlichen Gewinn $\text{Prob}\{d_h = d_{h,min}\} < 1/1000$ aus (7.10) bewertet werden, wird unter Berücksichtigung von (7.11) deutlich, daß mindestens mit einer Hammingdistanz von 5 gearbeitet werden muß. Da sich für $d_{h,min} = 5$ entsprechend Tabelle 7.1 die gleiche Sendemusterlänge wie für $d_{h,min} = 6$ ergibt, kann jedoch bei ähnlichem Aufwand auch mit einer Hammingdistanz von 6 gearbeitet werden.

Im Demonstrator wird das folgende Sende- und Empfangsmuster verwendet, das (neben anderen Mustern [93]) mit Hilfe des Computer-Suchalgorithmus generiert wurde:

```
1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0
0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0
```

Die Sendemusterlänge beträgt 3 Byte, der Synchronisationsdetektor kann 3 Fehler korrigieren. In Abb. 7.19 ist der zeitliche Verlauf des Signals am Ausgang des empfangsseitigen RC-Hochpasses

dargestellt, wenn zunächst eine Trainingssequenz (Binärfolge „1000 1000...“), danach das Tx-Muster und anschließend gültige PPM-Symbole übertragen werden.

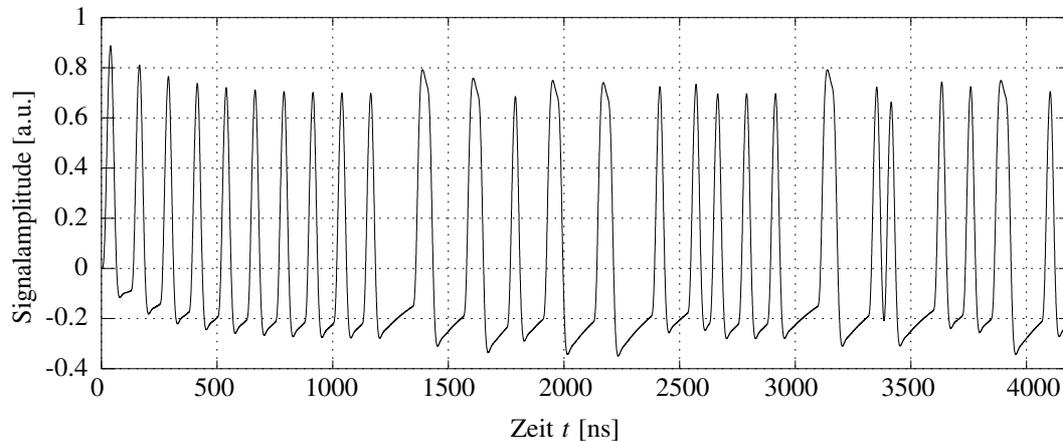


Abbildung 7.19: Empfangssignal nach Tief- und Hochpaßfilterung bestehend aus der Trainingssequenz (nach 1125 ns abgebrochen), Tx-Muster (bis 2625 ns) und PPM-Daten. Die Schwankungen des Mittelwertes des Musters unterscheiden sich kaum von denen eines gültigen PPM-Signals (Hochpaßverhalten). Der RC-Hochpaß hat eine Grenzfrequenz von 650 kHz; beim Rauschfilter handelt es sich um das beschriebene Besselfilter.

7.3 Ausgewählte praktische Probleme

Abb. 7.20 zeigt das Blockdiagramm des Demonstrators, der erstmals beim 3. *ATMmobil*-Statusseminar in Berlin vorgestellt [94] wurde; eine Beschreibung findet sich in [95].

Im wesentlichen mußten bei der technischen Umsetzung der Schnittstelle zwei Abstriche gegenüber dem Entwurf gemacht werden, die das Ergebnis aber nur geringfügig beeinflussen: Diese betreffen das optische Frontend, also die Kombination aus optischem Konzentrador, Filter und Photodiode, sowie den SD-4-PPM-Demodulator. Die Realisierung weniger Muster des vom Fraunhofer-Institut konzipierten Konzentrators hätte einer aufwendigen und teuren Technologie bedurft, die weder an der TU Ilmenau noch am Fraunhofer-Institut selbst vorhanden war. Deshalb wurde auf einen „zugeschnittenen“ Konzentrador verzichtet; zunächst wurden zwei kommerzielle Hamamatsu-Photodioden vom Typ S6436, die mit einem Plastikkonzentrador, aber keinem optischen Filter versehen sind, eingesetzt. Die angestrebte Gesamtfläche des Empfängers wurde mit einer effektiven Fläche von 80 mm^2 fast erreicht, allerdings beträgt der FOV der Dioden nur etwa 25° .

Der SD-Demodulator sollte mit Hilfe von drei analogen Verzögerungsleitungen realisiert werden [96]. Die eingesetzten Verzögerungsleitungen führten allerdings zu erheblichen Signalverzerrungen, so daß auf eine Implementierung des SD-Demodulators verzichtet wurde. Nach Ansicht des Autors

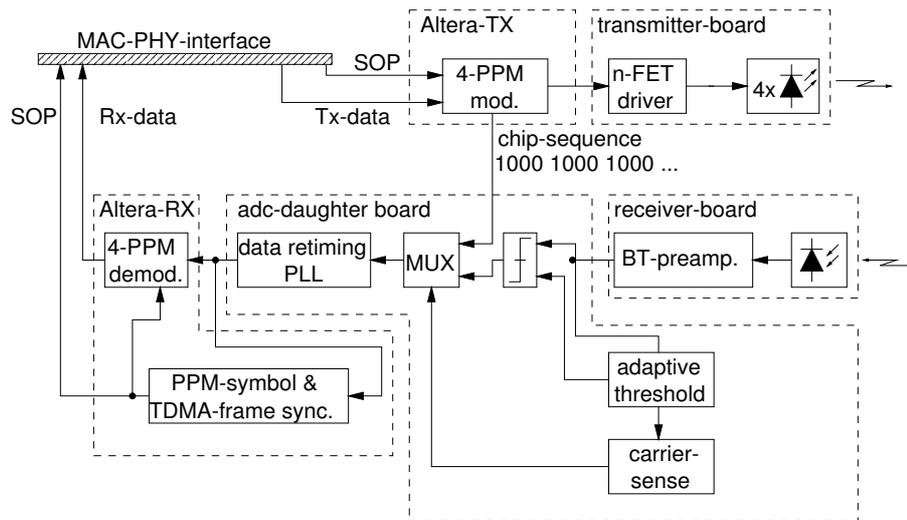


Abbildung 7.20: Blockschaltbild der IR-Schnittstelle: Sender und Empfänger wurden in separaten, sehr kleinen Gehäusen untergebracht und mit Hilfe von BNC-Kabeln mit dem Digitalteil verbunden, vgl. Abb. 7.21.

gewinnt aber die alternative Realisierungsmöglichkeit mit Hilfe eines AD-Wandlers (AD: Analog-Digital) zunehmend an Attraktivität: AD-Wandler mit Sampling-Frequenzen von 40 MHz und mehr unterliegen durch den „massenhaften“ Einsatz als Wandler von Video-Signalen einer sehr günstigen Preisentwicklung.

Ursprünglich wurde von einer solchen Lösung vor allem deshalb abgesehen, weil der große Dynamikbereich des Eingangssignals zusätzlich eine Anpassung der Verstärkung erfordern würde, die i. allg. die notwendige Synchronisationszeit des Empfängers erhöht. Wird die Verstärkung allerdings nicht adaptiv geregelt, sondern in wenigen diskreten Stufen gesteuert, muß die Länge der Trainingssequenz nicht erhöht werden. Das Steuersignal kann z. B. aus der Entscheidungsschwelle gewonnen und zum Zeitpunkt eines detektierten Synchronisationsmusters erzeugt werden — zu diesem Zeitpunkt müssen die empfangenen Datenbits ohnehin verworfen werden.

7.3.1 Sender

Der Sender nutzt 4 augensichere Laserdioden vom Typ Siemens SFH4552, die einen Halbwertswinkel von ca. 50° aufweisen. Die Dioden werden durch n-Kanal-FET im Schalterbetrieb angesteuert. Sie emittieren im Mittel 220 – 250 mW optische Leistung¹³. Der Diodentreiber wurde durch eine diskrete Schaltung realisiert, die der in [70] vorgestellten ähnelt; die Ansteuerung der LeistungsfET kann aber beispielsweise auch über eine komplementäre Gegentaktstufe erfolgen. Die gesamte (mittlere) elektrische Verlustleistung des Senders beträgt 1000 mW; davon werden etwa 700 mW an den Dioden umgesetzt. Die optischen Sendeimpulse besitzen ein Anstiegszeit von ca. 7 ns.

7.3.2 Empfänger

Der 4-PPM-Empfänger erreicht im Zusammenhang mit den beiden (parallelgeschalteten) Hamamatsu-Dioden, die eine meßtechnisch ermittelte Gesamtkapazität von 24 pF aufweisen, bei einer

¹³Der Demonstrator wurde mehrfach aufgebaut, bzgl. der Sendeleistung wurden Exemplarstreuungen registriert.

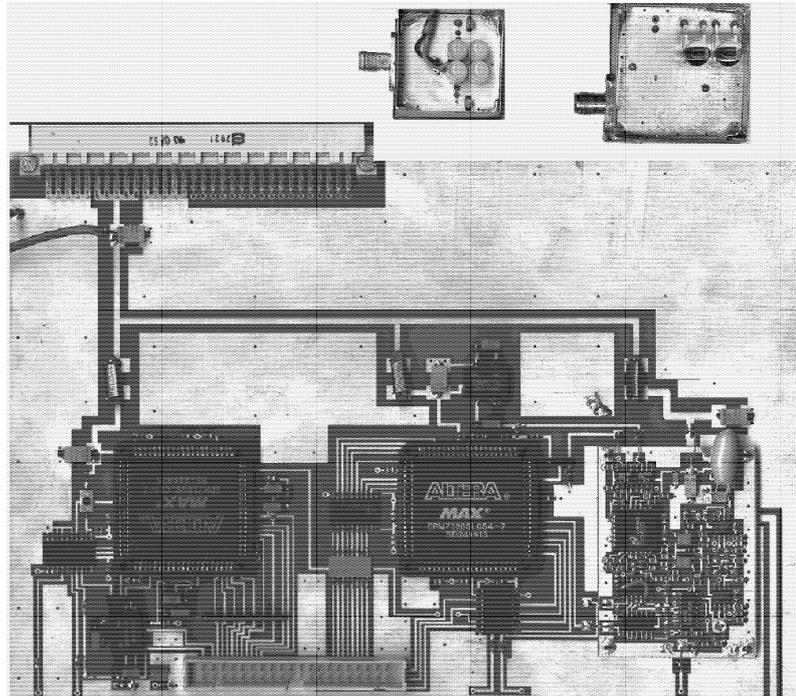


Abbildung 7.21: Foto der Schnittstellen-Komponenten

Datenrate von 16 Mbit/s und $p_e = 10^{-9}$ eine Empfindlichkeit von -41 dBm. Dieser Wert ist in Anbetracht des realisierten 4-PPM-HD-Demodulators nur ca. 1.5 dB schlechter als der theoretisch abgeschätzte, vgl. auch Abb. 7.8.

Als Vorverstärker kommt eine modifizierte Version des in [62, 97] vorgestellten Bootstrap-Transimpedanz-Verstärkers zum Einsatz. Die Realisierung zeichnet sich technisch vor allem dadurch aus, daß die übliche, als invertierende Verstärkerstufe (vgl. Abb. 5.15) eingesetzte Emitterschaltung durch eine Kaskode ersetzt ist. Durch die Reduzierung des Miller-Effekts bleibt die Grenzfrequenz der Bootstrap-Stufe auch bei hohen Verstärkungen V_2 erhalten — die Schaltung arbeitet so auch bei großen Schleifenverstärkungen stabil (Transimpedanz-Anteil). Der Verstärker erreicht bei der angegebenen Diodenkapazität und einem Rückkoppelwiderstand von $R_f = 27$ k Ω eine Grenzfrequenz¹⁴ von etwa 120 MHz. Das dynamische Verhalten der Kombination aus Photodiode und Vorverstärker wird damit praktisch ausschließlich von den Ladungsträgerlaufzeiten der Photodiode(n) bestimmt.

Durch einen Koppelkondensator im Vorverstärker wird gleichzeitig die angestrebte Charakteristik eines 650 kHz-Hochpasses erreicht. An den Vorverstärker schließt sich ein diskret aufgebautes Besselfilter 5. Ordnung zur Rauschunterdrückung an, das im Fall der Hamamatsu-Dioden eine Grenzfrequenz von 16 MHz besitzt.

Die Entscheiderschwelle wird aus dem Ausgangssignal des Vorverstärkers durch einen 2-Wege-Präzisionsgleichrichter mit anschließendem 3-poligem-Besselfilter (Grenzfrequenz 800 kHz) gewonnen. Aus der Entscheiderschwelle wird durch einen Komparator mit großer Hysterese das Carrier-Sense-Signal abgeleitet.

¹⁴Ziel der eigenen Schaltungsentwicklung war ein Vorverstärker, der möglichst universell eingesetzt werden kann, z. B. für künftige RF 1394-Realisierung auf Infrarotbasis. Deshalb wurde eine Analogbandbreite > 100 MHz angestrebt, wobei gleichzeitig der bzgl. des Rauschens wirksame Widerstand $R_2 || R_f$ auf etwa 10...15 k Ω angehoben werden sollte, damit dessen Einfluß auf die Verstärkerempfindlichkeit unbedeutend ist.

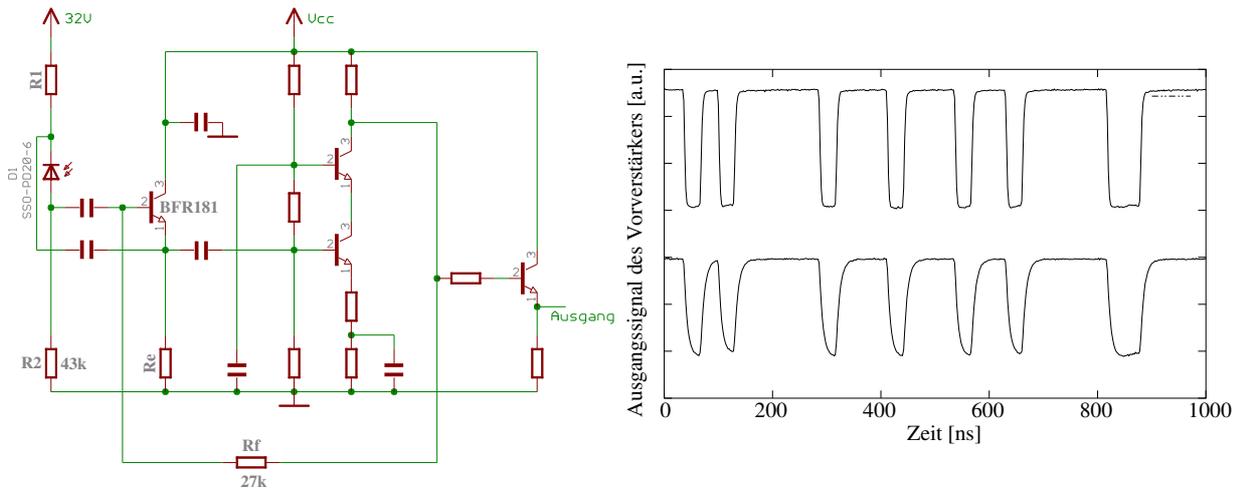


Abbildung 7.22: Bootstrap-Transimpedanz-Verstärker: Als Verstärkerstufe dient eine Kaskode. Die rechte Abbildung zeigt das Ausgangssignal des Verstärkers für unterschiedliche Photodioden: Unten mit der Photodiode „Silicon Sensor SS20-6“, die eine Diodenkapazität von ca. 23 pF besitzt; oben zwei parallelgeschaltete Dioden „Hamamatsu S6436“ mit je 12 pF.

Die Hamamatsu-Photodioden erlauben aufgrund ihres geringen FOV kaum Aussagen über den Einfluß der Mehrwegedispersion; außerdem fehlt das optische Filter, was die Anordnung besonders empfindlich gegenüber Störlicht macht. Aus diesem Grund wurde eine zweite Empfängerversion mit einer einzelnen Photodiode vom Typ „Silicon Sensor SS20-6“ aufgebaut. Die Photodiode wurde vom Fraunhofer-Institut mit einem Farbglasfilter sowie einer Entspiegelung versehen und ermöglichte Messungen mit einem (künstlich eingeschränkten) FOV von 50° . Da die Ladungsträgerlaufzeiten der Diode deutlich höher ausfallen, vgl. Abb. 7.22, mußte die Grenzfrequenz des Besselfilters allerdings auf 25 MHz erhöht werden; die Empfindlichkeit sank auf knapp -40 dBm.

7.3.3 Synchronisation

Der beschriebene Hogge-Phasendetektor läßt sich zwar schaltungstechnisch sehr einfach umsetzen — da neben dem Phasendetektor aber auch noch das (aktive) Schleifenfilter sowie der VCO zu realisieren sind, wurde aus Aufwandgründen auf eine kommerzielle PLL zurückgegriffen, deren Phasendetektor ebenfalls digital und linear bzgl. des Phasenfehlers arbeitet und die ein Schleifenfilter nach (7.2) enthält. Diese PLL wäre für ein Produkt deutlich überbemessen; für Demonstratorzwecke bot sie aber eine einfache und schnelle Umsetzungsmöglichkeit, die zusätzliche Fehlereinflüsse minimierte. Die PLL vom Typ „National CLC016“ wurde in der am Ende von Abschn. 7.2.5.1 beschriebenen Art mit einem Multiplexer kombiniert, so daß das Einschwingverhalten ausschließlich von der Phasen-, nicht aber von der Frequenzdifferenz zwischen Lokaloszillator und empfangenem Chipsignal bestimmt wird; Abb. 7.23 zeigt einen Synchronisationsvorgang.

Das Verhalten der PLL unter dem Einfluß des Empfängerrauschens entsprach weitgehend den theoretischen Vorhersagen. Bei einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-9} besaß der Bittakt einen maximalen Jitter von $\pm 4\%$. Dieser Wert ergab sich unter dem Einfluß von Mehrwegedispersion; ohne Mehrwegedispersion wurde ein Wert von $\pm 3\%$ ermittelt. Vor allem der letzte Wert harmoniert recht gut mit den in Abschn. 7.2.5.2 angegebenen Werten des RMS-Jitters, bei denen ja nur der Jitter infolge des Empfängerrauschens berücksichtigt wird.

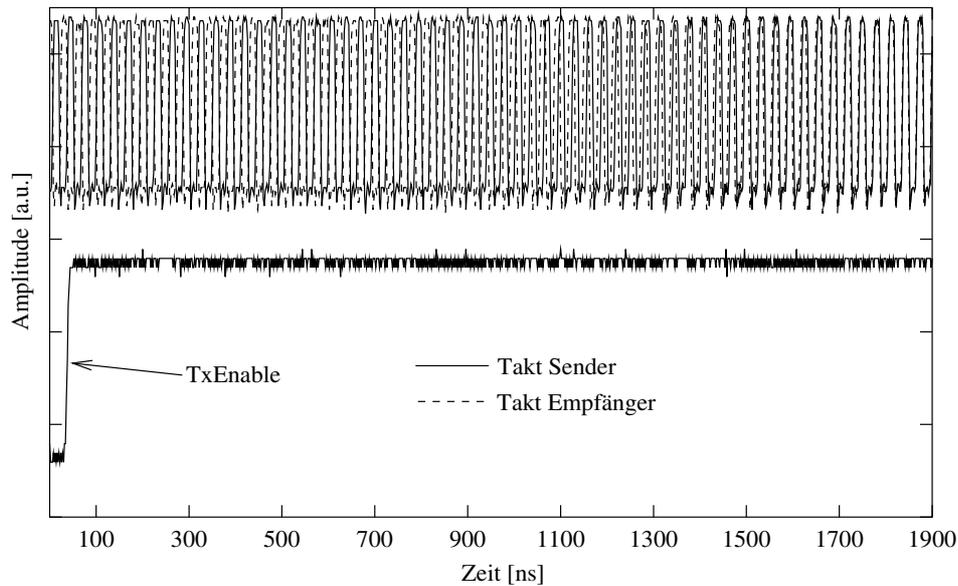


Abbildung 7.23: Synchronisation des Empfänger-Chiptakts: Die Abbildung zeigt den Sendetakt- und den Empfangstakt (oben); beide weisen zum Zeitpunkt der Signalfanke „TxEnable“ einen Phasenunterschied von etwa π bzw. $T_{ch}/2$ auf.

Der Synchronisationsdetektor für die Paket- bzw. Symbolsynchronisation wurde zusammen mit dem 4-PPM-Demodulator mit Hilfe eines programmierbaren Schaltkreises realisiert. Der Vergleich der empfangenen Chipsequenz mit dem Rx-Muster erfolgt mit einem 39-stelligen Schieberegister, dessen Ausgänge mit Äquivalenzgattern bewertet werden. Um den Aufwand für den Schwellwertdetektor möglichst gering zu halten, erfolgt die Addition der Äquivalenzgatterausgänge mit führender „0“ (Nicht-Übereinstimmungen) nur Modulo 4: Sobald (entsprechend den 3 korrigierbaren Chip-Übertragungsfehlern) 4 Nicht-Übereinstimmungen auftreten, ist das weitere Ergebnis des Zählvorgangs irrelevant — es wird kein Synchronisationssignal erzeugt.

Dabei konnten die theoretisch vorhergesagten Synchronisationsfehlerwahrscheinlichkeiten durch Messungen bestätigt werden. Bei einer Bitfehlerrate von $1 \cdot 10^{-3}$ betrug die mittlere Wahrscheinlichkeit, ein gesendetes Synchronisationsmuster nicht zu detektieren, nur $2 \cdot 10^{-7}$; eine Musterimitation trat während einer Meßdauer von 10 min nicht auf.

7.3.4 Reichweite

Bei der ersten öffentlichen Demonstration der IR-Schnittstelle kamen empfangsseitig die beiden Hamamatsu-Photodioden zum Einsatz. Bei wenig Hintergrundlicht wurde mit diesem Aufbau eine Übertragungsdistanz von mehr als 8 m erreicht, wenn sowohl Sender als auch Empfänger ausgerichtet waren (Bitfehlerwahrscheinlichkeit $p_e = 10^{-9}$).

Messungen zum Einfluß der Mehrwegedispersion konnten mit dieser Empfängerversion allerdings nicht durchgeführt werden. (Die Intersymbolinterferenzen sind bei einem FOV von $\Psi_{rx} = 25^\circ$ und einer Datenrate von 16 Mbit/s sehr gering.)

Zu diesem Zweck kam die zweite Empfängerversion zum Einsatz. Die maximale Übertragungreichweite beläuft sich mit der Silicon-Sensor-Diode, die eine Fläche von nur 20 mm^2 besitzt, auf ca. 4 m. Bzgl. des Einflusses der Mehrwegedispersion wurden die analytischen Abschätzungen bestätigt: Tatsächlich sinkt zwar die Empfängerempfindlichkeit unter dem Einfluß der Mehrwe-

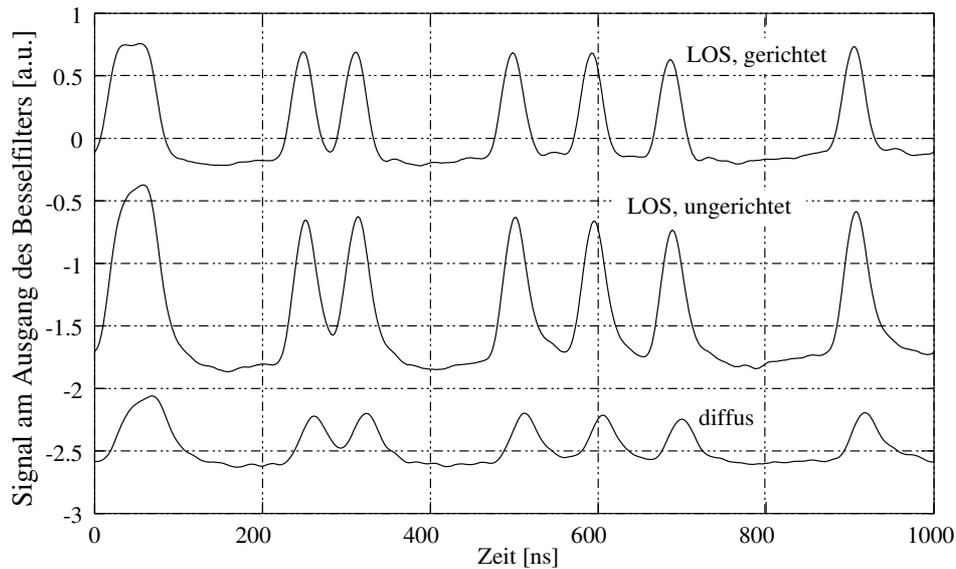


Abbildung 7.24: Gemessenes Signal am Ausgang des Besselfilters: Die obere Kurve zeigt das LOS-Signal, wenn der Empfänger-FOV (künstlich) auf wenige Grad reduziert wird; die mittlere Kurve zeigt den Empfänger unter identischen Bedingungen — nur beträgt der FOV jetzt 50° . Der Amplitudenhub wird durch die empfangenen Reflexionskomponenten sogar vergrößert. Unten ist zum Vergleich das Empfangssignal bei unterbrochenem LOS-Pfad dargestellt.

gedispersion — dieser Verlust wird aber (bei einer Datenrate von 16 Mbit/s) durch die optische Leistung kompensiert, die einem ungerichteten Detektor durch den Empfang diffuser Reflexionskomponenten gegenüber einem gerichteten Detektor zusätzlich zur Verfügung steht — auch bei harter Detektion der Chips. Dieser Sachverhalt wird anhand von Abb. 7.24 deutlich.

Mit der zweiten Detektorvariante konnten auch Messungen zum Einfluß des Hintergrundlichts durchgeführt werden. Die Meßwerte wurden in Tabelle 6.1 aufgeführt. Grundsätzlich ist zu bemerken, daß bei starkem, indirektem Sonnenlicht mit einer Stromdichte von 0.5 mA/cm^2 die maximale Reichweite auf ca. 2.7 m sank; in diesem Fall wird die Empfängerempfindlichkeit praktisch ausschließlich durch I_{bg} bestimmt. Bei bewölktem Himmel sind dagegen nahezu keine Verluste hinzunehmen. Auch bei verschiedenen Typen von Energiesparlampen wurden erst dann eine Empfindlichkeitsdegradation registriert, wenn die Entfernung vom Empfänger weniger als 50 cm maß.

7.3.5 Resumé

Breitbandübertragung unter der Prämisse besonders einfacher bzw. preiswerter Komponenten ist auch mit ungerichteten Transceivern möglich. Als problematisch kann sich allerdings vor allem die notwendige Sendeleistung erweisen: Die Augensicherheit kann zwar mit Hilfe von Diffusoren auch bei mehreren 100 mW mittlerer optischer Leistung garantiert werden, die damit korrespondierende elektrische Verlustleistung muß dagegen besonders bei batteriebetriebenen Geräten als kritisch bewertet werden. Sie fällt im Vergleich zum Funk sehr hoch aus. Im vorliegenden Fall treten im Uplink sehr geringe effektive Datenraten auf, so daß die Sendeleistung aus Sicht des Energiekonsums akzeptabel erscheint. Allerdings kann die Sendeleistung im Mittel nur durch 4 Strahlungsemitter aufgebracht werden — das erhöht die Kosten.

Verbesserungen gegenüber dem Leistungsbudget, das der Demonstrator aufweist, lassen sich

kurzfristig durch die beschriebene Implementierung eines SD-Demodulators (zumindest in der Schnittstelle der Basisstation) erreichen¹⁵. Realistisch scheinen auch Verbesserungen durch die Anwendung holographischer Diffusoren oder das beschriebene GaAs-Absorptionsfilter — beide Lösungen setzen allerdings Laserdioden voraus. Auch eine Basisstation mit einigen wenigen Sektoren scheint in Ausbaustufen attraktiv. Dadurch könnte einerseits der störende Einfluß von Umgebungslicht reduziert werden, andererseits wäre aufgrund des reduzierten Delay-Spreads eine Erhöhung der Datenrate möglich.

¹⁵Beispielsweise wird der AD-Wandler „Burr Brown ADS830E“, der mit bis zu 60 MHz Abtastrate arbeiten kann, bei großen Stückzahlen zu Preisen unter 5 DM angeboten.

Kapitel 8

Ergebnis und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurden die wichtigsten physikalischen Aspekte der drahtlosen IR-Übertragung analysiert; wesentliche Ergebnisse flossen in den Entwurf und den Aufbau einer experimentellen IR-Schnittstelle ein, die bei 16-Mbit/s arbeitet.

Der Experimentalaufbau zeigt: Unter der Prämisse sehr einfacher optischer Komponenten ist eine Bitrate von 16-Mbit/s realisierbar, wenn LOS-Verbindungen und vergleichsweise hohe Sendeleistungen akzeptiert werden. Der Aufbau bestätigt damit zuvor gewonnene theoretische Erkenntnisse.

Der Entwurf der Schnittstelle wurde nachvollziehbar dargestellt, er verdeutlicht am praktischen Beispiel die wesentlichen Probleme der ungerichteten optischen Übertragung. Aus Sicht des Nutzers hat die flexible Plazierbarkeit eines Endgeräts eine hohe Bedeutung: Im Vergleich zu LOS-Konfigurationen treten bei diffusen Verbindungen aber neben erhöhten Einbußen durch Mehrwegedispersion auch deutlich höhere Ausbreitungsverluste auf. Dabei ist der Ausbreitungsverlust nicht die eigentliche Schwachstelle der optischen Übertragung, wenn als Referenz die Funkübertragung dient. Denn die diffuse Reflektivität vieler Umgebungsmaterialien ist hoch, das haben die eigenen Messungen bestätigt. Das wesentliche Problem der IR-Übertragung ist die schlechte Empfängerempfindlichkeit; im Beispiel wies der optische Detektor einen im Vergleich zum Funkempfänger 46-56 dB niedrigeren Wert auf — letztlich muß dieser Parameter durch einen möglichst geringen Pfadverlust kompensiert werden. Da mit einer diffusen Reflexion immer eine hohe Ausdünnung der Signalintensität korrespondiert, sind mit der heutigen Empfängertechnologie keine ökonomischen Lösungen für diffuse oder quasidiffuse Verbindungen möglich, wenn die Detektorfläche auf wenige cm^2 begrenzt bleiben soll. Gerade bei zunehmend kleiner werdenden Endgeräten bzw. der wachsenden Verbreitung von Handhelds ist aber die Einbaugröße von hoher Bedeutung. „Nicht ökonomisch“ bezieht sich dabei sowohl auf die notwendigen Herstellungskosten als auch auf die Sendeleistung.

Einem leistungseffizienten Modulationsverfahren kommt in Anbetracht der limitierten Empfängerempfindlichkeit eine hohe Bedeutung zu. In diesem Zusammenhang wurde der theoretisch erreichbare Gewinn durch Binärcodierung dargestellt. Es wurde gezeigt, daß sich MPPM-Varianten mit großer Symbollänge dieser theoretischen Grenze immerhin bis auf etwa 3-4 dB nähern. Die tatsächliche Eignung eines Modulations- bzw. Codierverfahrens kann allerdings erst in Zusammenhang mit dessen Eigenschaften bei Übertragung in realen (dispersiven) Kanälen beurteilt werden: Für die experimentelle Schnittstelle zeigte „konventionelles“ 4-PPM das ausgewogenste Verhalten. PPM höherer Ordnung verspricht bei ungerichteter Übertragung mit nicht-sektorsierten Komponenten aufgrund einer erhöhten Anfälligkeit gegenüber Mehrwegedispersion keine Vorteile bzgl. der

Signalleistung. Optischen Mehrträgerverfahren kommt im Zusammenhang mit der aktuellen Empfänger-technologie dagegen keine relevante praktische Bedeutung zu: Letztlich kann die optische Übertragung aufgrund der großen spektralen Breite der Detektoren nur in geringem Maße von der eigentlichen Größe des optischen Spektrums profitieren.

Die Parameter der optischen bzw. optoelektronischen Empfängerkomponenten haben wesentlichen Einfluß auf Gütekriterien wie die mögliche Bitrate (in diesem Zusammenhang wurde gezeigt, wie der Delay-Spread durch den FOV beeinflusst wird) und die schon angesprochene Empfängerempfindlichkeit. Technologische Aspekte zum Empfänger wurden ausführlich diskutiert. Es wurde eine neue Realisierungsmöglichkeit für ein optisches Filter vorgestellt, das in seiner einfachsten Variante einen Leistungsvorteil von ca. 1.5 dB gegenüber einem Farbglasfilter verspricht — bei ähnlichen Kosten. Wird von einer Silizium-Photodiode abgesehen, sind Gewinne von 5-6.5 dB realistisch. Ausführlich wurde auch die Photodiode behandelt, aus deren (quadratischer) Wandlungscharakteristik die prinzipiellen Unterschiede zum Funk resultieren. Avalanche-Photodioden können bei angepaßtem Verstärkerdesign (auch dieser Aspekt wurde sowohl theoretisch als auch am praktischen Beispiel diskutiert) keine Vorteile gegenüber PIN-Photodioden erreichen, weil die Empfängerempfindlichkeit selbst bei Imaging-Receivern durch das Schrotrauschen des Photostroms bestimmt wird. Silizium-Alternativmaterialien für größere Betriebswellenlängen scheitern dagegen zumindest bei großflächigen Dioden an einer zu hohen Kapazität.

Überhaupt sind die Parameter einer Photodiode, die für drahtlose Anwendungen eingesetzt werden soll, nicht unmittelbar mit denen einer Diode vergleichbar, die für den faseroptischen Einsatz konzipiert wurde: Durch die große Fläche der Diode muß die Kapazität durch eine vergleichsweise hohe Schichtdicke kompensiert werden, die wiederum die Ladungsträgerlaufzeiten negativ beeinflusst. Tatsächlich muß eine Photodiode dem konkreten Anwendungsfall angepaßt werden — das zeigte sich gerade beim Aufbau der Experimentalschnittstelle anhand der zu geringen Grenzfrequenz einer eingesetzten Photodiode.

Viele internationale Aktivitäten gelten heute der Untersuchung sektorisierter Sender und Empfänger. Soll die Datenrate der vorliegenden IR-Schnittstelle deutlich erhöht werden, wären zumindest auf der Seite der Basisstation sektorisierte Komponenten angebracht, wenn der abzudeckende Raumbereich beibehalten werden soll. Dabei muß allerdings eine genaue Kosten-Nutzen-Abwägung durchgeführt werden: Nach Ansicht des Autors müssen IR-Produkte letztlich deutlich preiswerter als Funklösungen sein, weil der Nutzer auch einen erheblichen Kompromiß hinsichtlich der Platzierbarkeit und der Störanfälligkeit eingehen muß. An dieser Tatsache wird auch eine im Vergleich zum Funk höhere Datenrate nur wenig ändern.

Nach Ansicht des Autors können Verbesserungen vornehmlich auf technologischem Gebiet erreicht werden. Gerade für hoch-sektorisierte Sender und Empfänger sind einfachere Lösungen gefragt. Bei LOS-Verbindungen verspricht vor allem die Sektorisierung der Sender hohe Gewinne bzgl. der Signalleistung — allerdings benötigt ein solcher Sender auch eine Information über die Richtung des anderen Endgeräts. Auch hier fehlen einfache Lösungen. Ein besonders kritischer Punkt ist das optische Filter; ob ein Gewinn von 5-6.5 dB allerdings die Anwendung direkter Mischhalbleiter als Photodiodenmaterial rechtfertigt, kann vom Autor als Nicht-Technologen derzeit nicht mit Klarheit beantwortet werden.

Nach Ansicht des Autors wird IR im WLAN-Bereich eine Nischenlösung bleiben. Das Potential liegt vornehmlich in sehr preiswerten Schnittstellen, die dem Nutzer über geringe Entfernungen einen besonders schnellen Datenabgleich zwischen Endgeräten ermöglichen. Evtl. bieten auch Doppellösungen von Funk und IR in einem Gerät Vorteile: Funk garantiert eine hohe Flexibilität, IR eine hohe Datenrate. Dazu muß die IR-Komponente aber klein und preiswert ausfallen.

Anhang A

Augensicherheit

Ein besonderes Problem der optischen Freiraumkommunikation besteht in der Gefährdung des menschlichen Auges durch zu intensive Strahlungseinwirkung. Während für Wellenlängen im sichtbaren Bereich eine natürliche Schutzfunktion durch den Lidschlußreflex besteht, muß für Wellenlängen im IR-Bereich davon ausgegangen werden, daß die Quelle unbeabsichtigt länger betrachtet wird. Dabei gelangt Strahlung mit Wellenlängen bis zu 1400 nm zur Netzhaut und führt dort unter Umständen zu thermischen Schädigungen. Im längerwelligen Bereich wird das Licht durch die Augenlinse oder die Hornhaut absorbiert, die aber — ebenso wie die Haut — vergleichsweise unempfindlich sind.

Die zulässigen Sendeleistungen optischer Strahlungsquellen werden durch die internationale Norm IEC 825-1 (IEC: International Electrotechnical Commission) [55] geregelt, wobei ausgedehnte Quellen seit 1995 im Amendment pr11A [98] besondere Berücksichtigung finden. Die Norm enthält in tabellarischer Form „Grenzwerte zugänglicher Strahlung“ (GZS), die hinter einer quellengrößenabhängigen Meßblende nicht überschritten werden dürfen.¹ Die folgenden Ausführungen gelten für Wellenlängen zwischen 400 und 1100 nm. Der GZS für Wellenlängen zwischen 1100 und 1400 nm wird mit der gleichen Meßanordnung ermittelt, allerdings gelten andere Korrekturfaktoren (siehe nachfolgender Text). Oberhalb 1400 nm ist die maximale Bestrahlstärke 100 mW/cm².

A.1 Sicherheitsnorm IEC 825-1

Laut Sicherheitsnorm IEC 825-1 hängt die erlaubte Sendeleistung einer Laserdiode oder LED von vier wesentlichen Faktoren ab

1. der Bestrahlungsdauer,
2. der Wellenlänge,
3. der Abstrahlcharakteristik und
4. der scheinbaren Quellengröße.

Die GZS liegen in Abhängigkeit der Expositionsdauer und Wellenlänge vor. Für die Expositionszeit müssen 100 s angesetzt werden, „... wenn die absichtliche Beobachtung für die Konstruktion oder die Funktion nicht Voraussetzung ist.“. Ermittelt — d.h. gemessen oder berechnet — werden diese

¹Dabei werden die Sendeleistungen für unterschiedliche Laserklassen angegeben. Für Freiraumsysteme ist die Laserklasse 1 „... unter vernünftigerweise vorhersehbaren Umständen sicher“ zu berücksichtigen.

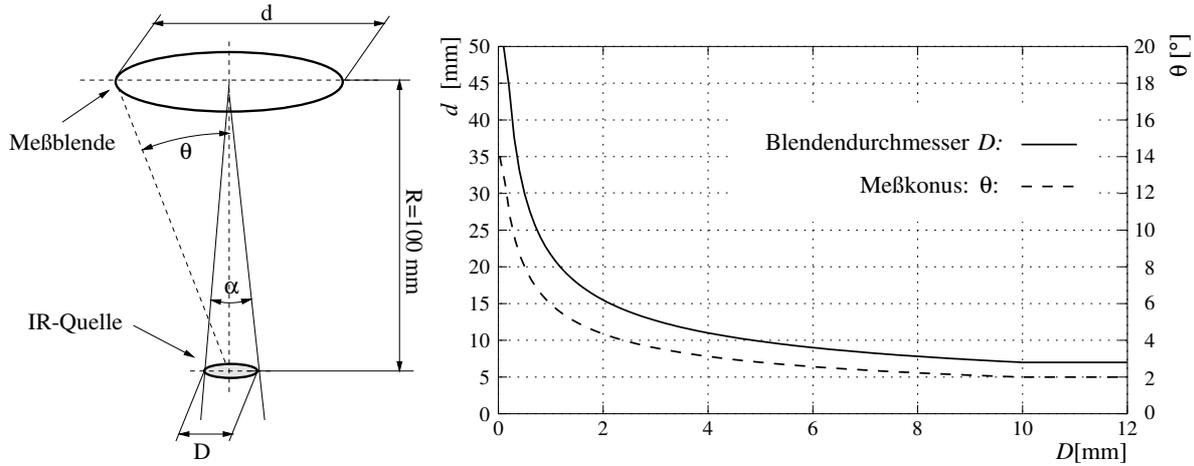


Abbildung A.1: Meßanordnung zur Bestimmung der maximal zulässigen Sendeleistung einer IR-Quelle (links): Die Leistung hinter der Meßblende, die im Strahlungsmaximum angeordnet werden muß, darf den in der Norm IEC 825-1 tabellierten Grenzwert der zugänglichen Strahlung nicht überschreiten. Rechts: Blendendurchmesser d bzw. Meßkonus θ als Funktion des scheinbaren Quellendurchmessers D .

Grenzwerte hinter einer runden Meßblende, wobei ein Meßabstand von $R = 100\text{ mm}$ vorgeschrieben ist. Abb. A.1 zeigt die Meßanordnung. Durch die Blende wird die Abstrahlcharakteristik der Quelle berücksichtigt. Die „Flächenhaftigkeit²“ sowie die Wellenlängenabhängigkeit werden durch sogenannte Korrekturfaktoren erfaßt.

Zur Ermittlung des GZS hinter der Blende muß zunächst der Sehwinkel α in Abhängigkeit des scheinbaren Quellendurchmessers D bestimmt werden

$$\alpha = \arctan(D/R) . \quad (\text{A.1})$$

Winkel $\alpha < 1.5\text{ mrad}$ werden auf 1.5 mrad (Punktquelle), Winkel $> 100\text{ mrad}$ auf 100 mrad begrenzt. Laut Definition ist D die Größe des „... wirklichen oder scheinbaren Objekts, das das kleinstmögliche Bild auf der Netzhaut erzeugt.“. Mit Hilfe der Korrekturfaktoren

$$C_4 = 10^{0.002(\lambda - 700\text{ nm})} \quad (\text{A.2})$$

und

$$C_6 = \begin{cases} 1.0 & \text{für } \alpha \leq \alpha_{min} \\ \alpha/\alpha_{min} & \text{für } \alpha_{min} < \alpha < \alpha_{max} \\ \alpha_{max}/\alpha_{min} & \text{für } \alpha \geq \alpha_{max} \end{cases} , \quad (\text{A.3})$$

ergibt sich der GZS zu

$$GZS [\text{W}] = 7.0 \cdot 10^{-4} 100^{-0.25} C_4 C_6 \quad \text{für } 700\text{ nm} \leq \lambda \leq 1050\text{ nm} . \quad (\text{A.4})$$

Bei 100 s Expositionszeit sind $\alpha_{min} = 11\text{ mrad}$ und $\alpha_{max} = 100\text{ mrad}$. Ist die Pulsfolgefrequenz gepulster Quellen größer als 56 kHz , darf die gemessene mittlere Leistung nicht größer als der GZS sein [98].

²Im nahen Infrarotbereich nimmt die Gefährdung des Auges linear mit dem Quellendurchmesser ab [99]: Zwar verringert sich mit wachsendem Quellendurchmesser die Bestrahlstärke auf der Netzhaut quadratisch, gleichzeitig wächst aber die Bildgröße, so daß Wärmeabfuhrmechanismen verschlechtert werden.

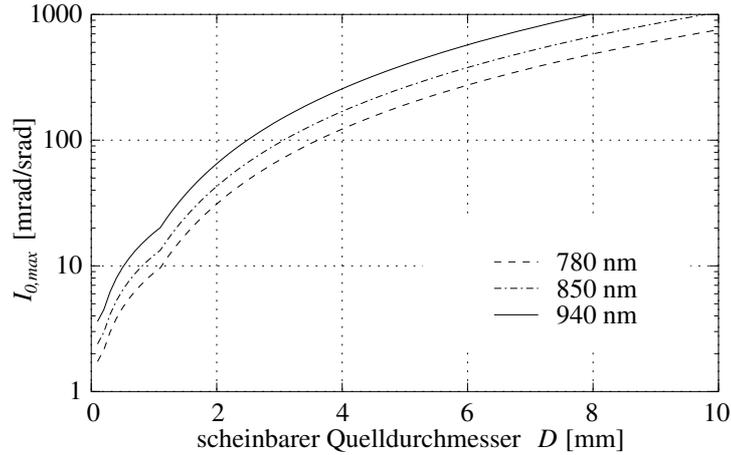


Abbildung A.2: Maximal zulässige Strahlstärke $I_{s0,max}$ nach der Augensicherheitsnorm IEC825-1 für nicht zu schlanke Keulen (Näherungslösung): Die Grenzwerte gelten unabhängig von der konkreten Ausstrahlcharakteristik des Senders und decken sich gut mit den in [100] präsentierten Ergebnissen.

Für den Blendendurchmesser gilt

$$d = 7 \sqrt{\frac{100 \text{ mrad}}{\alpha + 0.46}} \text{ [mm]} . \quad (\text{A.5})$$

Um auch beim evtl. Betrachten der Quelle mit einem optischen Instrument die Augensicherheit zu gewährleisten, wurden ursprünglich alle Messungen mit einem Blendendurchmesser von 50 mm durchgeführt. Dieser Durchmesser gilt nach Amendment pr11A nur noch für Punktquellen, siehe Abb. A.1 rechts. Bei ausgedehnten Quellen erhöht sich die Bestrahlstärke auf der Netzhaut auch bei Benutzung eines optischen Instruments nicht, das Bild wird nur vergrößert. Für $\alpha > 100$ mrad erhöht sich so die Gefährdung des Auges nicht mehr, es wird dann eine 7 mm Blende — die dem Pupillendurchmesser entspricht — vorgeschrieben. Zwischenwerte werden entsprechend angepaßt.

A.2 Zulässige Sendeleistung

Um die zulässige Sendeleistung zu ermitteln, muß die Strahlstärke über dem durch die Meßblende aufgespannten Raumwinkel integriert werden. Wird für die Integration angenommen, daß die Quelle nur punktförmig im Lot der Blende emittiert, kann die Berechnung erheblich vereinfacht werden. Da die Sehwinkel ohnehin auf 100 mrad begrenzt werden, ergibt sich ein nur marginaler Fehler. Zudem sind die so berechneten Grenzwerte zu restriktiv. Die Berechnung wird am Beispiel der praktisch besonders bedeutsamen Lambertstrahler durchgeführt.

Mit Gl. (4.6), die die winkelabhängige Strahlstärke eines modifizierten Lambertstrahlers angibt, und dem Differential $d\Omega = 2\pi \sin(\phi) d\phi$ eines Raumwinkels $\Omega = 2\pi(1 - \cos(\phi))$ folgt für den Grenzwert der zulässigen Strahlung exakt

$$GZS \leq 2\pi I_{s0} \int_0^\theta \cos^n(\phi) \sin(\phi) d\phi = I_{s0} \cdot 2\pi \frac{1 - \cos^{n+1}(\theta)}{n+1} , \quad (\text{A.6})$$

wobei $\theta = \arctan(d/(2R))$ der halbe Zentriwinkel des durch die Meßblende aufgespannten Konus ist, siehe Abb. A.1.

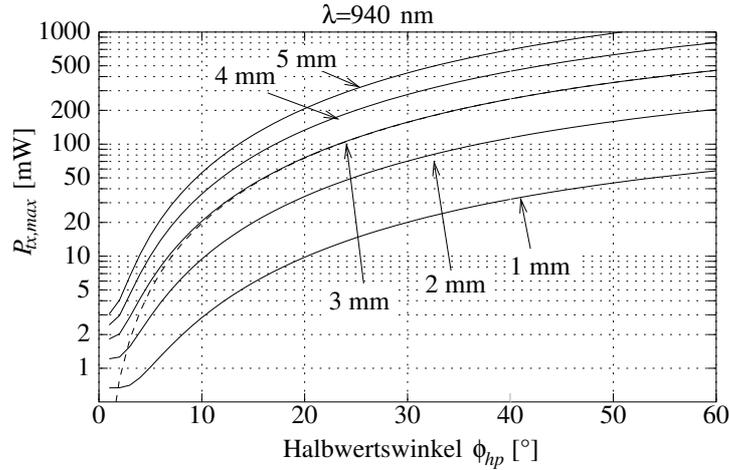


Abbildung A.3: Maximal zulässige Sendeleistung eines modifizierten Lambertstrahlers als Funktion des Halbwertswinkels ϕ_{hp} für unterschiedliche Quelldurchmesser: Die durchgezogenen Linien zeigen die exakten Maximalwerte; die unterbrochene Linie demonstriert für $D = 3$ mm die Güte der Näherungslösung nach (A.7).

Für Sender mit nicht zu schlanker Ausstrahlcharakteristik kann die Integration allerdings vereinfacht werden: Für Halbwertswinkel $\phi_{hp} > 2\theta$ ist die Strahlstärke innerhalb der Meßblende nahezu konstant, so daß für die maximal erlaubte Strahlstärke in Abhängigkeit des Quelldurchmessers D bzw. des Meßkonus θ gilt

$$I_{s0,max} \approx GZS \cdot \frac{1}{2\pi(1 - \cos(\theta))} \quad \text{für} \quad \phi_{hp} > 2\theta . \quad (\text{A.7})$$

Der Vorteil von (A.7) gegenüber einer exakten Lösung ist, daß das Ergebnis universell auf alle möglichen Quellen einschließlich holographischer Sender angewendet werden kann: Unabhängig vom Winkel, aus dem die Quelle betrachtet wird, darf die Strahlstärke in Richtung des Beobachters den Wert $I_{s0,max}$ nicht überschreiten; für D ist dabei der aus dieser Richtung effektiv wirksame Durchmesser anzusetzen. Dabei ergibt die Näherung nach (A.7) zu restriktive Strahlstärken bzw. Sendeleistungen, was im Sinne des Augenschutzes unbedenklich ist.

Abb. A.2 zeigt die maximal zulässige Strahlstärke für unterschiedliche Wellenlängen. Es wird deutlich, daß auch im nahen Infrarotbereich für übliche Gehäusedurchmesser von 3 mm und 5 mm sehr hohe Strahlstärken möglich sind. Die maximale Sendeleistung kann über (4.6), (A.6) und (A.7) leicht ermittelt werden. Es gilt

$$P_{tx,max} = \begin{cases} I_{s0,max} \cdot \frac{2\pi}{n+1} & \text{für} \quad \phi_{hp} > 2\theta \\ GZS \cdot \frac{1}{1 - \cos^{n+1}(\theta)} & \text{sonst} \end{cases} . \quad (\text{A.8})$$

Die Ergebnisse sind in Abb. A.3 für unterschiedliche Quelldurchmesser dargestellt.

Anhang B

Rauschanalyse eines Bootstrap-Transimpedanz-Verstärkers

B.1 Bipolare Eingangsstufe

Abb. B.1 zeigt das Kleinsignalerersatzschaltbild eines Bootstrap-Transimpedanz-Verstärkers (vgl. Abb. 5.15 sowie 7.22) mit bipolarer Eingangsstufe (π -Ersatzschaltbild). Die Verstärkerstufe mit der Übertragungsfunktion $G_2 = -v_2$ wurde in eine spannungsgesteuerte Stromquelle umgewandelt. Zur Berechnung der Übertragungsfunktionen zwischen den Rauschströmen $I_{n,j}$, $j \in \{I_{ph}, R_{ser}, I_b, I_c, R_e, R_f || R_2\}$, und dem Diodenstrom I_{ph} wird die Knotenspannungsanalyse angewendet, wobei die Knoten in Abb. B.1 mit ①, ② und ③ bezeichnet wurden. Die Knotenadmittanzmatrix \mathbf{Y} lautet:

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} G_{ser} + pC_d & -G_{ser} & -pC_d \\ -G_{ser} & G_{ser} + g_\pi + G_2 + G_f + p(C_\pi + C_c) & -(g_\pi + pC_\pi + VG_f) \\ -pC_d & -(g_\pi + pC_\pi + S) & g_\pi + G_e + p(C_d + C_\pi) + S \end{pmatrix}. \quad (\text{B.1})$$

Diese erfüllt die Bedingung:

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y}\mathbf{U}, \quad (\text{B.2})$$

wobei \mathbf{I} der jeweilige Quellstromvektor und \mathbf{U} der Knotenspannungsvektor ist. In der Admittanzmatrix wurden sämtliche Widerstände aus Abb. B.1 durch ihre Leitwerte ersetzt. Die Übertragungsfunktionen $G_{n,j}$ ergeben sich bei gleicher von I_{ph} und $I_{n,j}$ verursachter Ausgangsspannung U_3 (Spannung am dritten Knoten) zu

$$G_{n,j} = \frac{I_{ph}}{U_3} \cdot \frac{U_3}{I_{n,j}} \quad j \in \{I_{ph}, R_{ser}, I_b, I_c, R_e, R_f || R_2\}. \quad (\text{B.3})$$

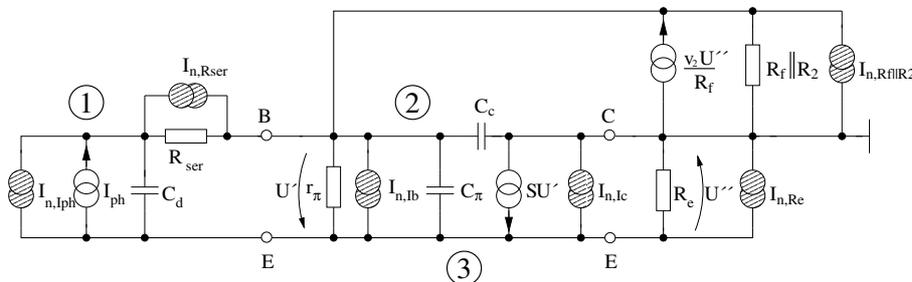


Abbildung B.1: Kleinsignalerersatzschaltbild bei bipolarer Eingangsstufe: Der Einfachheit halber wurden der Transistorbasisbahnwiderstand R_{bb} und der Photodiodenbahnwiderstand R_s zu $R_{ser} = R_{bb} + R_s$ zusammengefasst. Die Stromrauschquellen sind schraffiert dargestellt.

Die Funktionen $G_{n,j}$ können mit Hilfe der Cramerschen Regel ermittelt werden. Dabei sind folgende Adjunkten von \mathbf{Y} von Interesse:

$$\Delta Y_{13} = G_{ser}[g_\pi + S + p(C_d + C_\pi)] + p(g_\pi + G_2 + G_f)C_d + p^2 C_d(C_\pi + C_c) \quad (\text{B.4})$$

$$\Delta Y_{23} = G_{ser}[g_\pi + S + p(C_d + C_\pi)] + p(g_\pi + S)C_d + p^2 C_d C_\pi \quad (\text{B.5})$$

$$\Delta Y_{33} = G_{ser}[g_\pi + G_2 + G_f + p(C_d + C_\pi + C_c)] + p(g_\pi + G_2 + G_f)C_d + p^2 C_d(C_\pi + C_c) . \quad (\text{B.6})$$

Für die folgenden Berechnungen wurden nachstehende für übliche Transistoren geltenden Beziehungen vorausgesetzt¹

$$\begin{aligned} G_{ser} &\gg G_2, G_f, g_\pi, pC_c, pC_\pi \\ S &\gg G_2, G_f, pC_c \\ S &= \beta g_\pi \quad (\beta: \text{Stromverstärkung}) . \end{aligned}$$

Außerdem ist

$$C_t = C_d + C_c + C_\pi . \quad (\text{B.7})$$

B.1.1 Basisstrom I_b

Übertragungsfunktion:

$$|G_{n,Ib}|^2 = \left| \frac{\Delta Y_{23} - \Delta Y_{33}}{\Delta Y_{13} - \Delta Y_{33}} \right|^2 \approx 1 \quad (\text{B.8})$$

Rauschleistungsdichte am Eingang:

$$N_{Ib}^{(ss)} = 2qI_b \quad (\text{B.9})$$

B.1.2 Kollektorstrom I_c bzw. Emitterwiderstand R_e

Übertragungsfunktion:

$$|G_{n,Ic}|^2 = \left| \frac{\Delta Y_{33}}{\Delta Y_{13} - \Delta Y_{33}} \right|^2 \approx \left| \frac{g_\pi + G_f + G_2 + pC_t}{S} \right|^2 \quad (\text{B.10})$$

Rauschleistungsdichte am Eingang:

$$N_{Ic}^{(ss)} = 2qI_c \left| \frac{g_\pi + G_f + G_2 + pC_t}{S} \right|^2 \quad (\text{B.11})$$

Das Rauschen von R_e kann gegen das von I_c vernachlässigt werden.

B.1.3 Bahnwiderstand R_{ser}

Übertragungsfunktion:

$$|G_{n,Rser}|^2 = \left| \frac{\Delta Y_{13} - \Delta Y_{23}}{\Delta Y_{13} - \Delta Y_{33}} \right|^2 \approx R_{ser}^2 (2\pi C_d)^2 f^2 \quad (\text{B.12})$$

Rauschleistungsdichte am Eingang:²

$$N_{Rser}^{(ss)} = \frac{4k_b T}{R_{ser}} R_{ser}^2 (2\pi C_d)^2 f^2 \quad (\text{B.13})$$

¹ C_c und C_π haben typischerweise Kapazitäten < 1 pF. Damit gelten die Beziehungen bis zu einigen GHz, was deutlich über den Empfangsfilterbandbreiten liegt.

²Wird die Rückkopplung zur ausschließlichen Berücksichtigung von $R_{ser} = R_{bb}$ an den ersten Knoten gelegt, ergibt sich eine zusätzliche weiße Komponente mit der Rauschleistungsdichte $4k_b T R_{bb} (G_2 + G_f)^2$, die jedoch gegen das Rauschen von R_f vernachlässigt werden kann.

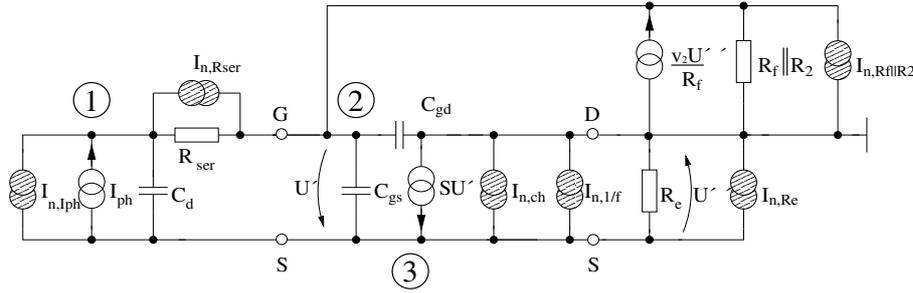


Abbildung B.2: Kleinsignalersatzschaltbild bei unipolarer Eingangsstufe: Die zweite Stufe wurde wiederum als Verstärker mit der Verstärkung $V(f)$ modelliert. Der Serienwiderstand R entspricht hier dem Photodiodenbahnwiderstand $R_{ser} = R_s$.

B.1.4 Rückkoppelwiderstand R_f und R_2

Übertragungsfunktion:

$$|G_{n,Rf||R2}|^2 = \left| \frac{\Delta Y_{23}}{\Delta Y_{13} - \Delta Y_{33}} \right|^2 \approx \left| \frac{S + p(C_d + C_\pi)}{S} \right|^2 \quad (\text{B.14})$$

Rauschleistungsdichte am Eingang:

$$N_{Rf||R2}^{(ss)} = \frac{4k_bT}{R_f||R_2} \left| \frac{S + p(C_d + C_\pi)}{S} \right|^2 \quad (\text{B.15})$$

B.1.5 Gesamtrauschleistungsdichte am Eingang

Für Widerstände $R_f||R_2 > 1k\Omega$ und Kollektorströme $I_c > 0.5 \text{ mA}$ kann der f^2 -Rauschanteil in (B.15) gegenüber dem in (B.11) vernachlässigt werden. Außerdem dominiert aufgrund der Beziehung $S^2 = \beta^2 g_\pi^2$ die weiße Rauschkomponente des Basisstroms gegenüber der des Kollektorstroms. Für die Gesamtrauschleistungsdichte am Eingang folgt

$$\begin{aligned} N_{bjt}^{(ss)} &= N_{I_b}^{(ss)} + N_{I_c}^{(ss)} + N_{Rf||R2}^{(ss)} + N_{R_{ser}}^{(ss)} \\ &\approx 2qI_b + \frac{4k_bT}{R_f||R_2} + 2qI_c \frac{1}{S^2} (2\pi C_t)^2 f^2 + 4k_bT R_{ser} (2\pi C_d)^2 f^2. \end{aligned} \quad (\text{B.16})$$

B.2 Unipolare Eingangsstufe

Abb. B.2 zeigt das Kleinsignalersatzschaltbild eines Bootstrap-Transimpedanz-Verstärkers mit unipolarer Eingangsstufe. Die einzelnen Übertragungsfunktionen ergeben sich mit folgenden Substitutionen in (B.1): $G_\pi = 0$, $C_c \rightarrow C_{gd}$ und $C_\pi \rightarrow C_{gs}$.

B.2.1 Drainstrom I_{dr}

Übertragungsfunktion:

$$|G_{n,I_{dr}}|^2 = \left| \frac{\Delta Y_{33}}{\Delta Y_{13} - \Delta Y_{33}} \right|^2 \approx \left| \frac{G_f + G_2 + pC_t}{S} \right|^2 \quad (\text{B.17})$$

Rauschleistungsdichte am Eingang:

Der Drainstrom ist vom weißen Rauschen des Kanals mit der Leistungsdichte ($4k_bTTS$) und vom $1/f$ -Rauschen mit der Leistungsdichte ($4k_bTTSf_c/f$) überlagert. Der Term f_c ist die Eckfrequenz des $1/f$ -Rauschens. Es gilt

$$N_{Idr}^{(ss)} = 4k_bTTS \left(1 + \frac{f_c}{f}\right) \left| \frac{G_f + G_2 + pC_t}{S} \right|^2. \quad (\text{B.18})$$

B.2.2 Bahnwiderstand R_{ser}

Übertragungsfunktion:

$$|G_{n,Rser}|^2 = \left| \frac{\Delta Y_{13} - \Delta Y_{23}}{\Delta Y_{13} - \Delta Y_{33}} \right|^2 \approx R_{ser}^2 (2\pi C_d)^2 f^2 \quad (\text{B.19})$$

Rauschleistungsdichte am Eingang:

$$N_{Rser}^{(ss)} = \frac{4k_bT}{R_{ser}} R_{ser}^2 (2\pi C_d)^2 f^2 \quad (\text{B.20})$$

B.2.3 Rückkoppelwiderstand R_f und R_2

Übertragungsfunktion:

$$|G_{n,Rf||R_2}|^2 = \left| \frac{\Delta Y_{23}}{\Delta Y_{13} - \Delta Y_{33}} \right|^2 \approx \left| \frac{S + p(C_d + C_{gs})}{S} \right|^2 \quad (\text{B.21})$$

Rauschleistungsdichte am Eingang:

$$N_{Rf||R_2}^{(ss)} = \frac{4k_bT}{R_f||R_2} \left| \frac{S + p(C_d + C_{gs})}{S} \right|^2 \quad (\text{B.22})$$

B.2.4 Gesamtrauschleistungsdichte am Eingang

Hier folgt für die Rauschleistungsdichte

$$\begin{aligned} N_{fet}^{(ss)} &= N_{Idr}^{(ss)} + N_{Rf||R_2}^{(ss)} + N_{Rser}^{(ss)} \\ &\approx \frac{4k_bT}{R_f||R_2} + \frac{4k_bT\Gamma}{S} (2\pi C_t)^2 (f_c f + f^2) + 4k_bT R_{ser} (2\pi C_d)^2 f^2. \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

In (B.23) wurde vorausgesetzt, daß die $1/f$ -Komponente in (B.18) durch Hochpaßfilterung so beeinflusst wird, daß sie gegenüber dem Widerstandsrauschen von $R_f||R_2$ vernachlässigt werden kann.

Bedingung zur Vernachlässigung der eingangsseitigen $1/f$ -Komponente

Wird angenommen, daß der Empfänger die $1/f$ -Komponente in (B.18) durch einen Hochpaß erster Ordnung der Grenzfrequenz $f_{g,u}$ unterdrückt, kann die Varianz des $1/f$ -Rauschens bei einer oberen Empfängergrenzfrequenz von $f_{g,o}$ (idealer Tiefpaß, $f_{g,o} \gg f_{g,u}$) zu

$$\frac{4k_bT\Gamma}{(R_f||R_2)^2 S} \cdot f_c \left(0.5 + \ln \frac{f_{g,o}}{f_{g,u}}\right) \quad (\text{B.24})$$

abgeschätzt werden (Geradenapproximation des Hochpasses). Der Anteil (B.24) kann gegenüber dem Widerstandsrauschen $4k_bT/(R_f||R_2)f_{g,o}$ unter folgender Bedingung vernachlässigt werden

$$\frac{\Gamma}{R_f||R_2 S} \left(0.5 + \ln \frac{f_{g,o}}{f_{g,u}}\right) \ll \frac{f_{g,o}}{f_c}. \quad (\text{B.25})$$

Werden beispielsweise bei einer Bitrate R_b die Hochpaßgrenzfrequenz $f_{g,u} = 0.01R_b$ und $f_{g,o} = R_b$ gewählt, kann der $1/f$ -Anteil bei praxisnahen Werten $R_f||R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $S = 50 \text{ mS}$ und $\Gamma = 1$ selbst bei sehr hohen Eckfrequenzen von $f_c = 50 \text{ MHz}$ für Datenraten $> 1 \text{ Mbit/s}$ vernachlässigt werden.

B.3 Simulationsparameter

Beschreibung	Symbol	Größe
Allgemein		
absolute Temperatur	T	330 k
Photodiode		
spektr. Empfindlichkeit	R	0.6 A/W
Kapazität	C_d	100 pF pro 1 cm ² Diodenfläche
Serienwiderstand	R_s	5 Ω
Verstärker allgemein		
effektiver Rauschwiderstand	R_{res}	15 k Ω
bipolare Eingangsstufe des Verstärkers		
Stromverstärkung	β	200
Kollektorstrom	I_c	1.4 mA oder optimiert
Basisstrom	I_b	I_c/β
Steilheit	S	$I_c q / (kT)$
Basisbahnwiderstand	R_{bb}	10 Ω
Transitfrequenz	f_t	3 GHz
Basis-Emitter Kapazität	C_π	$S / (2\pi f_t)$
Basis-Kollektor Kapazität	C_c	0.3 pF
unipolare Eingangsstufe des Verstärkers		
Rauschüberschußfaktor	Γ	1
1/f-Eckfrequenz	f_c	10 MHz
Steilheit	S	50 mS
Transitfrequenz	f_t	3 GHz
Gate-Source-Kapazität	C_{gs}	$S / (2\pi f_t)$
Gate-Drain-Kapazität	C_{gd}	0.3 pF

Tabelle B.1: Verwendete Symbole und zugehörige Parameter:

Anhang C

Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei ISI

C.1 Exakte Berechnungsmethode

Um Systemanalysen bei Bitfehlerraten $\leq 10^{-9}$ durchführen zu können, sind Geradeaussimulationen ungeeignet. Unter der Voraussetzung, daß die Impulsantwort des Übertragungssystems zeitlich begrenzt ist, kann die BER auch unter der Berücksichtigung von Intersymbolinterferenzen berechnet werden. Zeitlich begrenzt heißt, daß die Entscheideramplitude nur von einer endlichen Anzahl gesendeter Bits abhängen darf, über deren Umfang die verfügbare Rechenzeit und -leistung entscheidet.

C.1.1 BER bei OOK

Äquivalent zu den Betrachtungen in Abschn. 3.3 seien $x_{b,n}, x_{b,n} \in \{0, 1\}$ die zu übertragenden Binärwerte der Quelle. Aufeinanderfolgende $x_{b,n}$ werden als gleichwahrscheinlich und als statistisch unabhängig vorausgesetzt. Weiterhin sei $h_{tot}(t)$ die Impulsantwort der gesamten Übertragungstrecke, die sich vom Pulsformfilter bis zum Eingang des Abtasters erstreckt, vgl. Abb. 3.1. Die Anregung des Pulsformfilters erfolgt durch die Folge $\sum_{\forall n} x_{b,n} 2P_{tx} \delta(t - nT_{ch})$. Es werden folgende Annahmen getroffen:

1. Im Idealfall, d.h. ohne Nachbarimpulsbeeinflussung, beträgt das SNR am Entscheider

$$\varrho = \frac{(RP_{rx})^2}{\sigma_{noise}^2} . \quad (C.1)$$

Die Rauschvarianz σ_{noise}^2 kann nach (5.24) bzw. (5.27) berechnet werden.

2. Der hinsichtlich des SNR optimale Abtastzeitpunkt für das Bit $x_{b,0}$ sei bei $t = 0$. Damit diese Bedingung erfüllt ist, wird $h_{tot}(t)$ entsprechend zeitlich verschoben.
3. Die Länge der Impulsantwort ist auf $N_{su} + N_{pr} + 1$ Bit begrenzt. Es gilt

$$h_{tot}(t) = 0 \quad \text{für } t < -N_{su}T_b \quad \text{sowie } t > N_{pr}T_b . \quad (C.2)$$

Demnach tragen N_{pr} Vorläufer- und N_{su} Nachläuferbits zur Entscheideramplitude des nullten Bits bei, die insgesamt $2^{N_{pr}+N_{su}+1}$ verschiedene Bitsequenzen implizieren. Wird h_{tot} zusätzlich mit (RH_0) normiert, kann der Einfluß des ISI auf das SNR anschaulich separiert werden. Für das normierte, rauschfreie Empfangssignal bei $t = 0$ gilt dann

$$y_D(0) = \sum_{n=-N_{pr}}^{N_{su}} x_{b,n} h_D(-n) = x_{b,n} * h_D(n) \quad \text{mit} \quad h_D(n) = \frac{1}{RH_0} h_{tot}(nT_b) . \quad (C.3)$$

Unter diesen Voraussetzungen ist die BER für normalverteilte Störampplituden

$$p_e = \frac{1}{2^{N_{pr}+N_{su}+1}} \sum_{j=1}^{2^{N_{pr}+N_{su}+1}} \text{erfc} \left[(\pm y_{D,j}(0) \mp y_{thr}) \cdot 2 \cdot \sqrt{\frac{\varrho}{2}} \right] . \quad (C.4)$$

Das Vorzeichen der mit der j -ten Sequenz $x_{b,-N_{pr},j} \dots x_{b,0,j} \dots x_{b,N_{su},j}$ korrespondierenden Empfangsamplitude muß für $x_{b,0,j} = 1$ positiv, anderenfalls negativ angesetzt werden. Der Term y_{thr} steht für die Entscheiderschwelle. Enthält die Übertragungskette einen Hochpaß, gilt $y_{thr} = 0$.

Für die Simulationen wurde die Impulsantwort nach den folgenden Vorschriften begrenzt

$$\sum_{n=N_{pr}+1}^{\infty} |h_{tot}(nT_b)| < \frac{h_{tot}(0)}{100} \quad \text{und} \quad \sum_{n=-\infty}^{N_{su}-1} |h_{tot}(nT_b)| < \frac{h_{tot}(0)}{100}. \quad (\text{C.5})$$

C.1.2 BER bei L-PPM

Stellvertretend für alle PPM-Varianten aus Abschn. 3.4.3 wird die Analyse anhand von L-PPM vorgestellt. Durch Anwendung von (3.22) und (3.25) ist eine Adaption auf MPPM bzw. OPPM leicht möglich.

Gegenüber OOK sind vor allem zwei Veränderungen zu beachten:

1. Die Empfangsamplituden müssen nicht nur für das Bit $x_{b,0}$, sondern für alle Chippositionen des Symbols m_0 berechnet werden.
2. SD erfordert den paarweisen Vergleich (Subtraktion) aller Empfangsamplituden von m_0 . Dadurch überlagern sich jeweils zwei Rauschprozesse. Für den hier vorliegenden Fall korrelierter Chips gilt dann hinsichtlich der Rauschvarianz (5.32) aus Abschn. 5.5.3.2.

Analog zu den Annahmen bei OOK sei hier die Länge der Impulsantwort auf $N_{pr} + N_{su} + 1$ Chips begrenzt. Die normierte und diskrete Version ist

$$h_D(n) = \begin{cases} \frac{1}{RH_0} h_{tot}(nT_{ch}) & \text{für} \quad -N_{su} \leq n \leq N_{pr} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}. \quad (\text{C.6})$$

Zu den Abtastzeitpunkten $0 \dots nT_{ch} \dots (L-1)T_{ch}$ von m_0 müssen demnach $\lceil (N_{pr}-n)/L \rceil$ vorherige Rahmen und $\lceil (N_{su}-L+n+1)/L \rceil$ nachfolgende Rahmen vollständig oder teilweise Berücksichtigung finden¹. Das normierte Eingangssignal des Entscheiders ist

$$y_D(n) = \sum_{k=-\lceil (N_{pr}-n)/L \rceil}^{\lceil (N_{su}-L+n+1)/L \rceil} h_D(n - m_k - kL) \quad \text{mit} \quad n = 0 \dots (L-1). \quad (\text{C.7})$$

Insgesamt tragen damit $\lceil (N_{pr})/L \rceil + \lceil (N_{su})/L \rceil + 1$ aufeinanderfolgende Symbole zum Empfang von m_0 bei. Die mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit kann durch die gleiche Berücksichtigung aller $N_g = L^{\lceil (N_{pr})/L \rceil + \lceil (N_{su})/L \rceil + 1}$ Kombinationen berechnet werden².

C.1.2.1 BER bei Hard-Decision

Mit einem idealen SNR (kein ISI) von

$$\varrho_{ch} = \frac{(RP_{rx}L/2)^2}{\sigma_{noise}^2}, \quad (\text{C.8})$$

wobei σ_{noise}^2 für den Fall einer bipolaren Eingangsstufe wieder durch (5.27) gegeben ist, folgt für die BER näherungsweise

$$p_e = \frac{L}{2(L-1)} \frac{1}{N_g} \sum_{j=1}^{N_g} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left((\pm y_{D,j}(n) \mp y_{thr}) \cdot 2 \cdot \sqrt{\frac{\varrho_{ch}}{2}} \right), \quad (\text{C.9})$$

Das Vorzeichen der Entscheiderschwelle y_{thr} muß für $n = m_{0,j}$ negativ eingesetzt werden, anderenfalls positiv.

¹ $\lceil x \rceil$ ist die kleinste ganze Zahl k für die gilt: $k \geq x$.

²Der Simulationsaufwand kann im speziellen Fall reduziert werden, wenn nur alle unterschiedlichen Ausschnitte der Länge $x = N_{pr} + N_{su} + L$, $x < (\lceil (N_{pr})/L \rceil + \lceil (N_{su})/L \rceil + 1)L$ mit ihren Auftrittswahrscheinlichkeiten herangezogen werden. Von diesem Fall wird hier zur Vereinfachung abgesehen.

C.1.2.2 BER bei Soft-Decision

Für SD muß die Empfangsamplitude des „1“-Chips mit der Position $m_{0,j}$ mit den übrigen $(L-1)$ -Chips des nullten Rahmens verglichen werden. Zusätzlich muß in (C.8) die Rauschvarianz durch (5.32) ersetzt werden, so daß hier gilt

$$p_e = \frac{L}{2(L-1)} \frac{1}{N_g} \sum_{j=1}^{N_g} \sum_{n=0, n \neq m_{0,j}}^{L-1} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left((y_{D,j}(m_{0,j}) - y_{D,j}(n)) \cdot 2 \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \frac{\varrho_{ch} \cdot \sigma_{noise}^2}{\sigma_{noise, |m_{0,j}-n|}^2}} \right). \quad (\text{C.10})$$

C.2 Modellierung des ISI als gaußverteilttes Rauschen

Für lang ausgedehnte Impulsantworten ist das im vorigen Abschnitt dargestellte Verfahren ungeeignet, weil die Rechenzeit exponentiell mit $N_{pr} + N_{su} + 1$ ansteigt. Praktisch können für kurze Simulationszeiten etwa 20 Bit Berücksichtigung finden. Bei sehr langen Impulsantworten, bei denen eine entsprechend hohe Anzahl von Vor- und Nachläuferbits die aktuelle Entscheideramplitude beeinflusst, kann die additive Überlagerung der Nebensprechkomponenten nach dem zentralen Grenzwertsatz für Näherungsbetrachtungen als gaußverteilttes Rauschen angesetzt werden.

Besonders lange Impulsantworten treten bei Hochpaßfilterung von OOK-Signalen auf (aufgrund der niedrigen Grenzfrequenz). Deshalb wird diese Schätzmethode, die im übrigen auch nur für diesen Fall benötigt wird, am Beispiel von OOK dargestellt.

Für die normierte Varianz gilt dann

$$\sigma_{ISI}^2 = \frac{1}{2}, \sum_{n \neq 0} h_D^2(n). \quad (\text{C.11})$$

Für die Bitfehlerrate muß die Summe aus σ_{noise}^2 und entnormierter Varianz $(2RP_{rx})^2 \sigma_{ISI}^2$ bei einem Amplitudenhub von $2RP_{rx} h_D(0)$ berücksichtigt werden

$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{h_D(0)}{\sqrt{1 + 4\sigma_{ISI}^2 \varrho}} \sqrt{\frac{\varrho}{2}} \right). \quad (\text{C.12})$$

C.3 Einfluß des Abtastzeitpunkts

Die nachfolgenden Betrachtungen erfolgen am Beispiel von OOK.

Ist der optimale Abtastzeitpunkt des Bits $x_{b,0}$ wie bisher angenommen bei $t = 0$, so kann ein statischer Fehler bzgl. des Abtastzeitpunkts leicht durch die Modifikation der diskreten Impulsantwort $h_D(n)$ berücksichtigt werden. Hat dieser Fehler die Größe τ , so muß für die Berechnung der mittleren Bitfehlerwahrscheinlichkeit anstelle von $h_D(n)$ nun

$$h_D(n, \tau) = \begin{cases} \frac{1}{RH_0} h_{tot}(nT_b + \tau) & \text{für } -N_{pr} \leq n \leq N_{su} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}. \quad (\text{C.13})$$

herangezogen werden.

Hat der Fehler τ dagegen eine Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung $p(\tau)$, so ist die mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch

$$p_e = \int_{-T_c/2}^{+T_c/2} p(\tau) p_e(\tau) d\tau + \int_{-\infty}^{-T_c/2} p(\tau) d\tau + \int_{+T_c}^{\infty} p(\tau) d\tau \quad (\text{C.14})$$

gegeben; $p_e(\tau)$ ist die Bitfehlerwahrscheinlichkeit, die mit einem aktuellen Fehler der Größe τ korrespondiert. In (C.14) wurde angenommen, daß ein zeitlicher Fehler $|\tau| > T_b/2$ grundsätzlich einen Bitfehler zur Folge hat.

Auch bei PPM kann die Berechnung nach (C.14) erfolgen; das Ergebnis hat allerdings nur Näherungscharakter, weil eine evtl. Änderung des Fehlers τ während der Zeit T_s nicht berücksichtigt wird. Durch die im Vergleich zur Chipfrequenz geringe Schleifenbandbreite einer PLL werden Schwankungen der VCO-Phase während dieser Zeit aber i. allg. von untergeordneter Bedeutung sein.

Anhang D

Chiptakrückgewinnung

D.1 Phasenjitter einer PLL mit digitalem Phasendetektor

Die Berechnung des Jitters der VCO-Phase als Folge des Empfängerrauschens erfolgt am Beispiel des Hogge-Phasendetektors. Die Analyse ist aber für alle Phasendetektoren gültig, die Fehlerimpulse erzeugen, deren Impulsmoment jeweils linear von der zeitlichen Differenz abhängt, die zwischen einer steigenden oder fallenden Flanke im binären Eingangssignal der PLL und einer (zugehörigen) fallenden Flanke im VCO-Takt auftritt. Aufbau und Funktionsweise des Hogge-Phasendetektors wurden in Abb. 7.11 dargestellt.

Für die Rauschanalyse im eingerasteten Zustand der PLL wird angenommen, daß sich das Empfängerrauschen in einem additiven Störsignal $x_n(t)$ am Ausgang des Phasendetektors äußert. Das Störsignal $x_n(t)$ ist beim Hogge-Phasendetektor durch eine Folge von Störimpulsen gegeben, die mit jeder (positiven oder negativen) Flanke im Binärsignal erzeugt werden und deren Impulsmomente über die Größe der Störung entscheiden. In der normierten Darstellung nach Abb. 7.11 entspricht das jeweilige Impulsmoment exakt der zeitlichen Differenz zwischen den Flanken. Da die gepulste Charakteristik am Ausgang des Schleifenfilters aber voraussetzungsgemäß vernachlässigt werden kann, ist die konkrete Form der Störimpulse am Phasendetektorausgang von untergeordneter Bedeutung; deshalb kann ein Ausschnitt der Länge $T = 2NT_s + 1$ des Störsignals z. B. durch

$$x_{n,T}(t) = \sum_{k=-N}^N (\tau_{p,k} + \tau_{n,k}) \delta(t - kT_s) \quad (\text{D.1})$$

mit der Fouriertransformierten

$$X_{n,T}(f) = \sum_{k=-N}^N (\tau_{p,k} + \tau_{n,k}) e^{-j2\pi f k T_s} \quad (\text{D.2})$$

dargestellt werden, wobei $\tau_{p,k}$ und $\tau_{n,k}$ jeweils für die zeitliche Differenz der positiven und der negativen Flanke des Impulses im k -ten Symbol gegenüber der Taktflanke stehen (ist in diesem Symbol beispielsweise nur die positive Flanke vorhanden, folgt $\tau_{n,k} = 0$). Dabei kann näherungsweise davon ausgegangen werden, daß die Differenzen $\tau_{p,k}$ bzw. $\tau_{n,k}$ allein durch das Jittern der Flanken im Binärsignal nach dem Entscheider und nicht durch das Jittern des VCO-Takts verursacht werden.

Die spektrale Leistungsdichte $N_\theta(f)$ des Phasenstörsignals im linearisierten Modell nach Abb. 7.12 entspricht für $f \ll f_{ch}$ der Leistungsdichte des gepulsten Störsignals $x_n(t)$. $N_\theta(f)$ kann also formal über den Erwartungswert

$$\text{E} \{ |X_{n,T}(f)|^2 \} = \text{E} \left\{ \sum_{k=-N}^N \sum_{l=-N}^N (\tau_{p,k} + \tau_{n,k})(\tau_{p,l} + \tau_{n,l}) e^{-j2\pi f k T_s} e^{+j2\pi f l T_s} \right\} \quad (\text{D.3})$$

$$= \text{E} \{ (\tau_{p,k} + \tau_{n,k})^2 \} (2N + 1) + \quad (\text{D.4})$$

$$\begin{aligned}
& \mathbb{E} \{ \tau_{p,k} + \tau_{n,k} \}^2 \left(\left| \sum_{k=-N}^N e^{-j2\pi f k T_s} \right|^2 - (2N+1) \right) \\
= & \left[\mathbb{E} \{ (\tau_{p,k} + \tau_{n,k})^2 \} - \mathbb{E} \{ \tau_{p,k} + \tau_{n,k} \}^2 \right] (2N+1) \\
& + \mathbb{E} \{ \tau_{p,k} + \tau_{n,k} \}^2 \frac{2N+1}{T_s} \sum_{k=-N}^N \delta(f - k/T_s)
\end{aligned} \tag{D.5}$$

ermittelt werden, indem der Grenzübergang $\lim_{T \rightarrow \infty}$ gebildet wird [101]. Für $N_\theta(f)$ folgt

$$\begin{aligned}
N_\theta(f) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \mathbb{E} \{ |X_{n,T} f|^2 \} \quad \text{für } f \ll 1/T_{ch} \\
&= \frac{\mathbb{E} \{ (\tau_{p,k} + \tau_{n,k})^2 \} - \mathbb{E} \{ \tau_{p,k} + \tau_{n,k} \}^2}{LT_c} + \frac{\mathbb{E} \{ \tau_{p,k} + \tau_{n,k} \}^2}{(LT_c)^2} \delta(f).
\end{aligned} \tag{D.6}$$

Es ist zu beachten, daß in (D.5) aufeinanderfolgende $(\tau_{p,k} + \tau_{n,k})$ als statistisch unabhängig und identisch verteilt vorausgesetzt wurden. Der linke Teil in (D.6) ist proportional zur Varianz der Störimpulse, der rechte Teil erfaßt die Gleichleistung. Ist $\mathbb{E} \{ \tau_{p,k} + \tau_{n,k} \} \neq 0$, tritt ein statischer Phasenfehler ein.

Die Berechnung von $N_\theta(f)$ ist also möglich, falls die Varianz $\mathbb{E} \{ (\tau_{p,k} + \tau_{n,k})^2 \}$ bekannt ist. Haben sowohl $\tau_{p,k}$ als auch $\tau_{n,k}$ für den Fall einer tatsächlich aufgetretenen Flanke jeweils die identische Varianz σ_τ^2 und sind $\tau_{p,k}$ und $\tau_{n,k}$ statistisch unabhängig, so folgt für $\mathbb{E} \{ \tau_{p,k} + \tau_{n,k} \} = 0$

$$\mathbb{E} \{ (\tau_{p,k} + \tau_{n,k})^2 \} - \mathbb{E} \{ \tau_{p,k} + \tau_{n,k} \}^2 = \sigma_\tau^2 \rho_{edge} L \approx 2\sigma_\tau^2. \tag{D.7}$$

Bzgl. der Varianz σ_τ^2 kann auf eine Näherungslösung von Davidson [85] zurückgegriffen werden, die auf einer Geradenapproximation beruht. Die Lösung ist nur für hohe SNR gültig. Nach Davidson gilt für σ_τ^2 etwa

$$\sigma_\tau^2 \approx \frac{\sigma_{noise}^2}{[y'(T_{cross})]^2}. \tag{D.8}$$

Der Ausdruck $y'(T_{cross})$ ist der Anstieg der rauschfreien Empfangsimpulse vor dem Entscheider zu Zeitpunkten, an denen der Entscheider im rauschfreien Fall eine Flanke erzeugt, an denen also die Amplitude des Empfangssignals $y(t)$ vor dem Entscheider mit der Amplitude der Entscheidungsschwelle übereinstimmt; σ_{noise}^2 ist die Rauschvarianz am Ausgang des Empfangsfilters. In (D.8) wurde vorausgesetzt, daß dieser Anstieg für alle Empfangsimpulse identisch ist und die Impulse symmetrisch sind. Bei sendeseitigen Rechteckimpulsen der Breite T_{ch} , einem dafür angepaßten Empfangsfilter nach (3.3) sowie bei verzerrungsfreier Übertragung folgt für den Betrag von $y'(T_{cross})$ exakt $|y'(T_{cross})| = LRP_{rx}/T_{ch}$, so daß mit (D.6), (D.7) und (D.8) für die spektrale Leistungsdichte $N_\theta(f)$ folgt

$$N_\theta(f) \approx \frac{T_{ch} \rho_{edge}}{4Q_{ch}}. \tag{D.9}$$

Für ein empfangsseitiges Besselfilter 5. Ordnung, das eine Grenzfrequenz von $f_g = f_{ch}/2$ hat, sendeseitige Rechteckimpulse und einen verzerrungsfreien Kanal erhöht sich der Anstieg der Empfangsimpulse etwa um den Faktor $\sqrt{2}$, so daß in diesem Fall (D.9) mit dem zusätzlichen Faktor 1/2 zu versehen ist.

D.2 Transientes Verhalten einer PLL

Nach Gardner [81], Tabelle 4.1, ist der zeitliche Verlauf $\Delta\theta(t)$ des Phasenfehlers bei einem eingangsseitigen Phasensprung mit der Sprungamplitude $\Delta\theta_0$ und einer PLL-Übertragungsfunktion entsprechend (7.3) durch

den Ausdruck

$$\Delta\theta(t) = \begin{cases} \Delta\theta_0 [1 - w_0 t] \exp(-w_0 t) & \text{für } D = 1, \\ \Delta\theta_0 \left[\cos(\sqrt{1 - D^2} w_0 t) - \frac{D}{\sqrt{1 - D^2}} \sin(\sqrt{1 - D^2} w_0 t) \right] \exp(-D w_0 t) & \text{für } D < 1, \\ \Delta\theta_0 \left[\cosh(\sqrt{D^2 - 1} w_0 t) - \frac{D}{\sqrt{D^2 - 1}} \sinh(\sqrt{D^2 - 1} w_0 t) \right] \exp(-D w_0 t) & \text{für } D > 1. \end{cases} \quad (\text{D.10})$$

gegeben. Im Falle eines Frequenzsprungs Δf im Eingangssignal $\theta_{ch}(t)$ gilt

$$\Delta\theta(t) = \begin{cases} \frac{2\pi\Delta f}{w_0} w_0 t \exp(-w_0 t) & \text{für } D = 1, \\ \frac{2\pi\Delta f}{w_0} \frac{1}{\sqrt{1 - D^2}} \sin(\sqrt{1 - D^2} w_0 t) \exp(-D w_0 t) & \text{für } D < 1, \\ \frac{2\pi\Delta f}{w_0} \frac{1}{\sqrt{D^2 - 1}} \sinh(\sqrt{D^2 - 1} w_0 t) \exp(-D w_0 t) & \text{für } D > 1. \end{cases} \quad (\text{D.11})$$

Beide Ausdrücke setzen voraus, daß die PLL linear bzgl. der Phase arbeitet.

Literaturverzeichnis

- [1] J. M. Kahn, W. J. Krause, and J. B. Carruthers, "Experimental Characterization of Non-Directed Indoor Infrared Channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1613–1623, February/March/April 1995.
- [2] P.L.Eardley and D.R.Wisely, "1 Gbit/s optical free space link operating over 40 m – systems and applications," in *IEE Proc.-Optoelectron.*, Dec. 1996, vol. 143, pp. 330–334.
- [3] A. Acampora, S.H. Bloom, and S. Krishnamurthy, "UniNet: A Hybrid Approach for Universal Broadband Access Using Small Radio Cells Interconnected by Free-Space Optical Links," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, pp. 973–987, Aug. 1998.
- [4] M. R. Pakravan and M. Kavehrad, "A solution to Multipath Fading Problem in indoor Infrared Wireless Broadband Communication," in *Proceedings of the 17th Biennial Symposium on Communications; Kingston, Ontario*, May 1994, pp. 341–344.
- [5] M. J. McCullagh, D. R. Wisely, P. L. Eardley, and P. P. Smyth, "A 50 Mbit/s Optical Wireless LAN Link Using Novel Optical and Electronic Enabling Technologies," in *Proceedings of the 1994 International Zurich Seminar on Digital Communications; Zurich, Switzerland*, Mar. 1994, pp. 298–309.
- [6] G. Yun and M. Kavehrad, "Indoor infrared wireless communications using spot diffusing and fly-eye receivers," *Can. J. Elect. & Comp. Eng.*, vol. 18, no. 4, pp. 151–157, 1993.
- [7] A.P. Tang, J.M. Kahn, and K.Ho, "Wireless Infrared Communication Links Using Multi-Beam Transmitters and Imaging Receivers," in *IEEE Internationale Conference on Communications, Dallas, Texas*, June 23-27 1996, pp. 180–186.
- [8] J.M. Kahn, R. You, et al., "Imaging Diversity Receivers for High-Speed Infrared Wireless Communication," *IEEE Communications Magazine*, pp. 88–94, Dec. 1998.
- [9] D. Wisely and I. Neild, "A 100 Mbit/s Tracked Optical Telepoint," in *Proc. of the 8th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97), Helsinki*, 1997, vol. 1/3, pp. 964–968.
- [10] A.M. Street, K. Sammaras, D.C. O'Brian, and D.J. Edwards, "High Speed Wireless IR-LANs Using Spatial Addressing," in *Proc. of the 8th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97), Helsinki*, 1997, vol. 1/3, pp. 969–973.
- [11] T.Dölle, T.Konschak, et al., "Statusseminar 1999, Bericht SONY International GmbH, Stuttgart Technology Center," in *3. Statusseminar Mobile Kommunikation*, 30. September / 1. October 1999.
- [12] G. W. Marsh and J. M. Kahn, "50 Mb/s Diffuse Infrared Free-Space Link using On-Off Keying with Decision-Feedback Equalization," in *Proc. of PIMRC'94/WCN*, 1994, pp. 1086–1089.
- [13] A.M.R. Tavares, A.J.C. Moreira, et al., "Experimental Results for a 1 Mbps IR Transceiver for Indoor Wireless Local Area Networks," in *5th International Conference on Advances in Communication & Control, COMCON 5, Greece*, June 26-30 1995, pp. 1–11.

- [14] M.R. Pakravan, E. Simova, and M. Kavehrad, "Holographic Diffusers for Indoor Infrared Communication Systems," *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 4, no. 4, pp. 259–274, 1997.
- [15] S.T.Jivkova and M. Kavehrad, "Multispot Diffusing Configurations for Wireless Infrared Access," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 6, pp. 970–978, 2000.
- [16] Infrared Data Association (IrDA), *SIR-Physical Layer Specification*, 1997, Version 1.2, <http://www.irda.org>.
- [17] Stuart Williams, "IrDA: Past, Present and Future," *IEEE Personal Communications*, pp. 11–19, Feb. 2000.
- [18] F. Gfeller, W. Hirt, et al., "Wireless Infrared Transmission: How to Reach All Office Space," in *Proc. VTC'96*, 1996, vol. 3, pp. 1535–1539.
- [19] F. Gfeller and W. Hirt, "A Robust Wireless Infrared System with Channel Reciprocity," *IEEE Communications Magazine*, pp. 100–106, Dec. 1998.
- [20] F. Gfeller and W. Hirt (IBM), *Advanced Infrared Physical Layer Specification*, Infrared Data Association (IrDA), Sept. 1998, Version 1.0.
- [21] R.T. Valadas, A.M. Duarte, et al., "The Infrared Physical Layer of the IEEE 802.11 Standard for Wireless Local Area Networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 107–112, Dec. 1998.
- [22] J. R. Barry, *Wireless Infrared Communications*, Kluwer Academic Publishers, Boston Dordrecht London, 1994.
- [23] J. B. Carruthers and J. M. Kahn, "Multiple subcarrier modulation for non-directed wireless infrared communication," in *Proceedings of the IEEE Globecom; San Francisco*, 1994, pp. 1055–1059.
- [24] R.Alves and A.Gameiro, "Trellis Codes Based on Amplitude and Position Modulation for Infrared WLANs," in *Proceedings of VTC'99, Amsterdam*, September 19-22 1999, pp. 2934–2938.
- [25] M. Wolf, D. Mämpel, and K. Iversen, "Diffuse-Infrared Broadband-Communication System Based On Multiple Optical Carriers," in *Proceedings of NOC'96*, 1996, vol. 3, pp. 263–270.
- [26] J. M. H. Elmighani and R. A. Cryan, "New PPM-CDMA hybrid for indoor diffuse infrared channels," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 20, pp. 1646–1647, 1994.
- [27] Eugen-Georg Woschni, *Informationstechnik – Signal, System, Information*, VEB Verlag Technik, Berlin, 2. edition, 1973.
- [28] C.N.Georghiadis, "Modulation and Coding for Throughput-Efficient Optical Systems," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 40, no. 5, pp. 1313–1326, Sept. 1994.
- [29] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, 1988.
- [30] G. Lee and G.W. Schroeder, "Optical Pulse Position Modulation with Multiple Positions per Pulse-width," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-25, pp. 360–364, Mar. 1977.
- [31] H.Park and J.R.Barry, "Performance of multiple pulse position modulation on multipath channels," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 143, no. 6, pp. 360–364, Dec. 1996.
- [32] Y.Tanaka and M.Nakagawa, "Optical Parallel Transmission with Multi-Wavelength for High Speed Communications on Indoor Channels," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E81-B, no. 4, pp. 224–232, Apr. 1998.
- [33] M. Wolf and D. Kreß, "Infrarot-Hochgeschwindigkeits-Indoor-Kommunikationssystem mit Multibeam-Anordnung," in *43. International Scientific Colloquium (IWK), TU Ilmenau*, Sept. 1998, vol. 1, pp. 98–103.
- [34] L. Diana and J.M. Kahn, "Rate-Adaptive Modulation Techniques for Infrared Wireless Communications," in *Proc. of IEEE Intl. Conf. on Commun., Vancouver, B.C., Canada*, June 6-10 1999.

- [35] T. Ohtsuki, "Rate-Adaptive Indoor Infrared Wireless Communication Systems Using Repeated and Punctured Convolutional Codes," *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 2, pp. 56–58, Feb. 2000.
- [36] W. Bludau, *Halbleiterelektronik*, Carl Hanser Verlag München Wien, 1995.
- [37] R. Paul, *Optoelektronische Halbleiterbauelemente*, B.G. Teubner, Stuttgart, 1992.
- [38] P.L. Eardley, D.R. Wisely, D. Wood, and P. McKee, "Holograms for optical wireless LANs," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 143, no. 6, pp. 365–369, 1996.
- [39] E.A. Lee and D.G. Messerschmitt, *Digital Communications*, Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [40] D.C. Lee and J.M. Kahn, "Coding and Equalization for PPM on Wireless Infrared Channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, pp. 255–260, Feb. 1999.
- [41] G.A. Rechtsteiner and J. Ganske, "Using Natural and Artificial Light to Illustrate Quantum Mechanical Concepts," *Chem. Educator*, vol. 3, no. 4, 1998.
- [42] Fritz R. Gfeller and Urs Bapst, "Wireless In-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation," in *Proc. of the IEEE*, 1979, vol. 67, No. 11, pp. 1474–1486.
- [43] C. Wächter and P. Scheiber, "Abschlußbericht: Design von Lichtkonzentratoren zur optischen Datenübertragung," Tech. Rep., Fraunhofer Institut für angewandte Optik und Feinmechanik, Jena, Oct. 1999.
- [44] W.T. Welford and R. Winston, *High Collection Nonimaging Optics*, Academic Press, Inc., 1989.
- [45] M. Wolf, "A Wireless ATM-System based on direct-beam Infrared-Transmission," in *Joint Workshop on Wireless Broadband In-house Digital Networks, Daimler-Benz Research Center, Ulm*, Jan. 1998, vol. 1.
- [46] J.B. Carruthers and J.M. Kahn, "Angle Diversity for Nondirected Wireless Infrared Communication," *IEEE Transactions on Communications*, pp. 960–969, 2000.
- [47] V. Jungnickel, T. Haustein, A. Forck, and C. von Helmolt, "155 Mbit/s wireless transmission with imaging receiver," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 5, pp. 314–315, Mar. 2001.
- [48] M. Wolf, "Optischer Empfänger mit geringer spektraler Breite für den Einsatz in der leitungsungebundenen optischen Übertragung," Patentanmeldung beim Deutschen Patentamt, Aktenzeichen 101 05 359.2, Feb. 2001.
- [49] Michael Ettenberg and Charles J. Nuese, "III-V Direct-Bandgap Semiconductor Optical Filter," United States Patent, US 04300811, Nov. 1981.
- [50] H. Danzer and O. Lasser, "Leitungsungebundenen optisches Übertragungssystem mit voneinander unabhängigen Übertragungstrecken," Europäische Patentanmeldung, EP 0 696 858 A1, Feb. 1996.
- [51] K.P. Ho and J.M. Kahn, "Compound parabolic concentrators for narrowband wireless infrared receivers," *Optical Engineering*, vol. 34, no. 5, pp. 1385–1395, May 1995.
- [52] B.E.A. Saleh and M.C. Teich, *Fundamentals of Photonics*, John Wiley & Sons, Inc., 1991.
- [53] Dieter Opielka, *Optische Nachrichtentechnik*, Vieweg Verlag, 1995.
- [54] R. Paul, *Elektronische Halbleiterbauelemente*, Teubner Studienschriften, Stuttgart, 2. edition, 1992.
- [55] CENELEC, *Europäische Norm EN 60825-1, Deutsche Fassung: Sicherheit von Laser Einrichtungen*, 1994.
- [56] Dr. J. Rosenzweig, , Feb. 2001, Persönliche Mitteilung.
- [57] K.J. Ebeling, *Integrierte Optoelektronik*, Springer Verlag, Berlin, 1992.
- [58] H.G. Unger, *Optische Nachrichtentechnik*, Hüthig, 3. edition, 1992.

- [59] Hewlett Packard, *IrDa Data Link Design Guide*, 1995, 5964-0245E (7/95).
- [60] Tran van Muoi, "Receiver Design for High-Speed Optical-Fiber Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-2, no. 3, pp. 243–267, June 1984.
- [61] M. Abraham, "Design of Butterworth-Type Transimpedance and Bootstrap-Transimpedance Preamplifiers for Fiber-Optic Receivers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. cas-29, no. 6, pp. 243–267, June 1982.
- [62] J.M.H. Elmirghani, H.H. Chan, and R.A. Cryan, "Sensitivity evaluation of optical wireless PPM systems utilising PIN-BJT receivers," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 143, no. 6, pp. 355–359, 1996.
- [63] G. W. Marsh and J. M. Kahn, "Performance Evaluation of Experimental 50-Mb/s Diffuse Infrared Wireless Link Using On-Off Keying with Decision-Fedback Equalization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 11, pp. 1496–1504, 1996.
- [64] Rob Otte, *Low-Power Wireless Optical Transmission*, Ph.D. thesis, Technische Universiteit Delft, Mar. 1998.
- [65] S.D. Personick, "Receiver Design for Digital Fiber Optic Communication Systems," *Bell System Technology Journal*, vol. 52, no. 6, pp. 843–886, 1973.
- [66] S.D. Personick, "Receiver Design for Optical Fiber Systems," *Proc. of the IEEE*, vol. 65, no. 12, pp. 1670–1678, 1977.
- [67] R. Narasimhan, M.D. Audeh, and J.M. Kahn, "Effect of electronic-ballast fluorescent lighting on wireless infrared links," *IEE Proc.-Optoelectron.*, vol. 143, no. 6, pp. 347–354, 1996.
- [68] Dr.-Ing. Horst Weißleder, , Mar. 2001, Persönliche Mitteilung.
- [69] A.C. Boucouvalas, "Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links," in *IEE Proc.-Optoelectron.*, Dec. 1996, vol. 143, pp. 334–338.
- [70] C. J. Georgopoulos and A. K. Koramakopoulos, "A 1-Mbit/s IR LED Array Driver for Office Wireless Communication," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. sc-21, , no. 4, pp. 582–584, Aug. 1986.
- [71] A.J.C. Moreira, R.T.Valadas, and A.M.de Oliveira Duarte, "Performance of infrared transmission systems under ambient light interference," in *IEE Proc.-Optoelectron.*, Dec. 1996, vol. 143, pp. 334–338.
- [72] AndréHertwig, "Entwurf und Aufbau eines Infrarot-Interfaces zur drahtlosen Datenübertragung in Computernetzen," Diplomarbeit, TU Ilmenau, Jan. 1998.
- [73] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, "Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, no. 3, pp. 367–379, 1993.
- [74] M.R. Pakravan and M. Kavehrad, "Design Considerations for Broadband Indoor Infrared Wireless Communication Systems," *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 2, no. 4, pp. 223–238, 1995.
- [75] K.P. May, M. Zinke, and M. Wolf, "Base Station Oriented Infrared IHDN Demonstrator with Multiple Terminals," Tech. Rep., Philips GmbH Forschungslaboratorien/TU Ilmenau, Apr. 1999, report.
- [76] P. May, "Requirements for the MAC-PHY Interface of the Infra-Red IHDN Demonstrator," Tech. Rep., Philips GmbH Forschungslaboratorien, Apr. 1998, WATM project report.
- [77] H. Rieger, "Narrow Band and Wider Angle Hemispherical Interference Optical Filter," United States Patent, US 4851 664, July 1989.
- [78] C. Wächter and P. Scheiber, "Entscheidungsvorlage entsprechend Pkt. 5 der Vorhabensbeschreibung," Tech. Rep., Fraunhofer Institut für angewandte Optik und Feinmechanik, Jena, 1999.

- [79] J.M. Kahn and J.R. Barry, "Wireless Infrared Communications," *Proc. of the IEEE*, pp. 265–298, Feb. 1997.
- [80] H.Park and J.R.Barry, "Modulation Analysis for Wireless Infrared Communications," in *Proceedings of the ICC'95; Seattle*, 1995.
- [81] F.M. Gardner, *Phase-lock Techniques*, Wiley-Interscience Publication, 2 edition, 1979.
- [82] G. Ling and R. Gagliardi, "Slot Synchronization in Optical PPM Communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-34, no. 12, pp. 1202–1208, 1986.
- [83] Gagliardi, *Optical Communications*, pp. 285–302, Wiley, New York, 1995.
- [84] C.R.Hogge, "A self-correcting clock-recovery PLL," *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-3, no. 6, pp. 1312–1314, 1985.
- [85] F.M. Davidson and X. Sun, "Slot Clock Recovery in Optical PPM Communication Systems with Avalanche Photodiode Photodetectors," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, no. 11, pp. 1164–1171, 1989.
- [86] R. Best, *Theorie und Anwendungen des Phase-locked Loops*, VDE Verlag, 5 edition, 1993.
- [87] A.J.C. Mpreira, R.T. Valadas, and A.M. Duarte, "Performance Evaluation of the IEEE 802.11 Infrared Physical Layer," in *Proc. 1st. International Symposium on Communication Systems and Digital Signal Processing, Sheffield*, Apr. 1998, pp. 10–15.
- [88] J. M. H. Elmirghani, R. A. Cryan, and F.M. Clayton, "PPM Phase Bearing-Events for Direct Frame Phase Extraction," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 9, pp. 775–777, 1993.
- [89] X. Sun and F.M. Davidson, "Word Timing Recovery in Direct Detection Optical PPM Communication Systmes with Avalanche Photodiodes Using a Phase Lock Loop," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, no. 5, pp. 666–673, 1990.
- [90] J.M.H. Elmirghani, R. A. Cryan, and F.M. Clayton, "Spectral Characterisation and Frame Synchronisation of Optical Fibre Digital PPM," *Electronics Letters*, vol. 28, no. 16, pp. 1482–1483, 1992.
- [91] J.M.H. Elmirghani, R. A. Cryan, and F.M. Clayton, "Slot and Frame Synchronization in Optical Fiber PPM Systems with Dispersed Pulse Shapes," *Journal on Optical Communications*, vol. 15, no. 1, pp. 5–10, 1994.
- [92] M. Wolf and M. Zinke, "PPM-Synchronisation durch Muster- und Schwellwertvergleich," Patentanmeldung beim Deutschen Patentamt, Aktenzeichen 101 05 794.6, 2000.
- [93] M. Wolf, "Symbol- und Rahmensynchronisation bei L-PPM-Übertragung," Tech. Rep., TU Ilmenau, Dec. 1998, WATM project report.
- [94] M. Wolf, "16 Mb/s-Demonstrator for the Infrared IHDN," 3. Statusseminar Mobile Kommunikation, TU Berlin, Sept. 1999.
- [95] M. Wolf and Wolfgang Röhr, "Infrarot-Schnittstelle für ein drahtloses Multimedia-Netzwerk," *Beiträge aus dem wissenschaftlichen Leben, TU Ilmenau*, pp. 33–35, Dec. 1999.
- [96] M. Wolf, "Analytical and Simulative Investigation of the Infrared Channel," Tech. Rep., TU Ilmenau, Oct. 1998, WATM project report.
- [97] M. J. McCullagh and D. R. Wisely, "155 Mbit/s optical link using a bootstrapped silicon APD receiver," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 5, pp. 430–432, Mar. 1994.
- [98] O. Lasser and W. Horak, "Optische Strahlungssicherheit von LED und IRED nach der neuen Sicherheitsnorm IEC 825-1," *NTZ*, , no. 5, pp. 8–14, 1996.
- [99] E. Sutter, "Extended sources – concepts and potential hazards," *Optics & Laser Technology*, vol. 27, no. 1, pp. 5–13, 1995.

- [100] Hewlett-Packard Co, *Compliance of Infrared Communication Products to IEC 825-1 and CENELEC EN 60825-1*, Sept. 1997, Application Note 1118.
- [101] D. Kreß and D. Irmer, *Angewandte Systemtheorie*, Verlag Technik Berlin, 1. Auflage, 1989.

Index

- Abstrahlcharakteristik, siehe Modellierung, 47
- Angle-Diversity Receiver, 56
- Baseline Wander, 39
- Bestrahlstärke (Irradiance), 47
- Chipsynchronisation, 103
- Delay Spread, 89, 97
- diffuse Reflexion, 48, 84
- Direktempfang, 19
- Dispersion, 88, 97, 119
- Fading, 17, 29
- Fast Fading, 17
- Filter, elektrisches, 72
- Filter, optisches, 54, 60
- Funk, Vergleich mit, 20, 75, 78, 83
- Hard-Decision, 35
- Hochpaß, 99
- Holographische Sender, 22, 24, 49, 81, 87
- Imaging-Receiver, 23
- Intensitätskanal, 18
- Intersymbolinterferenzen, 88
- Kanaldämpfung
 - diffuser Kanal, 85
 - LOS-Kanal, 81
 - Spot-Diffusing-Kanal, 84
- Kanalkapazität, 31
- Konzentrator, 57
- Mehrwegedispersion, 88, 97, 119
- Modellierung
 - Abstrahlcharakteristik
 - diffuse Reflexion, 48
 - Modifizierter Lambertstrahler, 47
 - optimiert, 48
 - Intensitätskanal, 18
 - Mehrwegeausbreitung, 88, 89
 - Reflexionsfaktor, 84
- Modulation
 - Hard-Decision, 35
 - Hochpaß, 99
 - L-PPM, 34, 97
 - Mehrpegel-, 28
 - MPPM, 36, 97
 - Multiple-Subcarrier, 28
 - OOK, 30, 97
 - OPPM, 37, 97
 - RZ-Format, 33
 - Soft-Decision, 35
 - Unterträgermodulation, 28
 - Verallgemeinerte Wellenlängencod., 42
 - Wellenlängenmultiplex, 41
 - WSK, 41
- Multibeam-Sender, 24
- Multiple Access, 28
- Paketsynchronisation, 110, 118
- Photodiode
 - dynamisches Verhalten, 65
 - Ersatzschaltbild, 68
 - Kapazität, 65
 - Ladungsträgerlaufzeit, 66
 - Serienwiderstand, 68
 - spektrale Empfindlichkeit, 64
- quadratischer Detektor, 19
- radiometrische Größen, 47
- Ratenadaptive Übertragung, 43
- Repetition-Coding, 43
- RZ-Format, 33
- sektorierte Sender/Empfänger, 22, 24, 55, 59
- SNR, 20
- Soft-Decision, 35
- Spot-Diffusing, 24
- Störquellen
 - Hintergrundlicht
 - Glühlampen, 79
 - Leuchtstofflampen, 79
 - Sonnenlicht, 78
 - Schrotrauschen, 19
 - Verstärkerrauschen, 70
- Standardisierungen
 - Advanced IrDA, 26

- IEEE 802.11, 26
- IrDA, 25
- Strahldichte (Radiance), 47
- Strahlstärke (Radiant Intensity), 47
- Strahlungsgrößen, 47
- Strahlungsquellen
 - Holographische Sender, 49
 - Laser, 46
 - LED, 45
- Symbolsynchronisation, 110, 118
- Systemkonzepte
 - diffuse Systeme, 23
 - LOS-Systeme, 21
 - quasidiffuse Systeme, 24
 - sektorierte LOS-Systeme, 22
- Taktsynchronisation, 103, 118
- Verstärker
 - Bootstrap-Transimpedanz, 69, 117
 - Rauschen, 70
- Vielfachzugriff, 28