

Verfahren zur Verringerung nichtlinearer Effekte in Sender und Empfänger optisch kohärenter Mehrträgersysteme

Von der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von
David Rörich
aus Filderstadt

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. Joachim Speidel
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. Manfred Berroth
Tag der mündlichen Prüfung: 22. September 2016

Institut für Nachrichtenübertragung der Universität Stuttgart

2016

Danksagung

Keine Arbeit entsteht vollkommen isoliert, sondern fußt immer auch auf den Ideen und Vorarbeiten anderer. Zum Gelingen einer Dissertation trägt dementsprechend nicht nur ihr Verfasser, sondern auch eine Reihe weiterer Personen bei. Zuvorderst gilt mein Dank daher meinem geschätzten Lehrer und Mentor Prof. Speidel für die Möglichkeit zur Promotion und seine engagierte Unterstützung bei all meinen Fragen und Vorhaben, auch über seine reguläre Amtszeit als Institutsleiter hinaus. Von ihm habe ich gelernt, dass man zu wissenschaftlicher Erkenntnis erst durch ständiges Hinterfragen und eine präzise Vorgehensweise gelangt. Während meiner Zeit am Institut für Nachrichtenübertragung ging dessen Leitung auf Prof. ten Brink über, der mich dankenswerterweise dabei unterstützte, mein Forschungsgebiet weiter zu verfolgen. Prof. Berroth danke ich für die Begutachtung meiner Dissertation und die ergebnisreiche Zusammenarbeit im von der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) geförderten Projekt „Elektronische Schlüsselbausteine für optische OFDM-Systeme hoher Bitrate“. Im Rahmen dieses Projektes ist ein Großteil der Erkenntnisse der vorliegenden Dissertation entstanden, weswegen ich auch der DFG zu Dank verpflichtet bin.

Den Studentinnen und Studenten, die unter meiner Anleitung ihre Abschlussarbeit verfassten, danke ich für die zahlreichen Denkanstöße. Wie ich erleben durfte, lernen in dieser Art von Zusammenarbeit stets beide Seiten dazu. Lernen durfte ich auch von meinen Kolleginnen und Kollegen am INÜ, die mich nicht nur mit ihrem Fachwissen, sondern auch mit ihrer Hilfsbereitschaft und Offenheit beeindruckt haben. Besonderer Dank gilt hierbei Daniel Efinger, dessen Tür in meinen ersten Monaten immer für mich offen stand und der mit der Entwicklung eines Simulationsprogramms für optische Kommunikationssysteme großartige Arbeit geleistet hat, die nicht nur mir als Grundstein für Weiterentwicklungen diente.

Der Weg zur Promotion ist nicht immer geradlinig, sondern geprägt von Sackgassen, Einbahnstraßen und Schleifen. Profane Erfolge wie ein Torabstand von zehn Punkten waren deswegen eine willkommene Abwechslung, an die ich nicht nur wegen der Kekse gerne zurückdenke. Der freundliche kollegiale Umgang und die freie und abwechslungsreiche Art des Arbeitens am INÜ werden mir stets positiv in Erinnerung bleiben.

Von einem so umfangreichen Projekt wie einer Promotion bleibt auch das Privatleben nicht unberührt. Meiner Familie danke ich daher für die emotionale Unterstützung und den Glauben in meine Fähigkeiten. Da mich meine Eltern schon immer in all meinen Vorhaben förderten, ist diese Arbeit auch ihr Verdienst. Mein größter Dank gilt aber meiner lieben Freundin Martina, die mehr Opferbereitschaft und Verständnis aufbrachte als ich hätte erwarten dürfen.

Stuttgart, im Oktober 2016

David Rörich

Für meine Großväter.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	vii
Symbolverzeichnis	ix
Kurzfassung	xvii
Abstract	xvii
1 Einleitung	1
2 Grundlagen der Mehrträgermodulation für den optischen Faserkanal	5
2.1 Kanalmodell eines Glasfaser-Kommunikationssystems mit kohärentem Empfang	5
2.1.1 Modulation und Demodulation	6
2.1.2 Chromatische Dispersion	7
2.1.3 Polarisationsmodendispersion	9
2.1.4 Rauschen optischer Verstärker	10
2.1.5 Phasenrauschen von Laserdioden	11
2.1.6 Systemtheoretisches Modell	14
2.2 Orthogonaler Frequenzmultiplex (OFDM)	16
2.2.1 Prinzip	16
2.2.2 Stochastische Eigenschaften	18
2.2.3 Anwendung auf optische Kommunikationssysteme	20
2.2.4 Wahl der Systemparameter	21
2.2.4.1 Nullträger	21
2.2.4.2 Länge des Schutzintervalls	22
2.2.4.3 Bitrate, Anzahl der Unterträger und Umsetzungsrate	23
2.2.5 Übertragungsszenarien	24
2.2.6 Simulationsmodell des optischen OFDM-Systems	26
3 Einfluss senderseitiger Quantisierungsfehler	28
3.1 Quellen von Quantisierungsfehlern	29
3.2 Verringerung von Signalverzerrungen bei der Requantisierung	30
3.3 Kanalschätzung unter dem Einfluss von Quantisierungsfehlern	35
3.3.1 Datengestützte Kanalschätzung	36
3.3.2 Beeinträchtigung der Kanalschätzung durch Quantisierungsfehler	40

3.3.3	Verbesserung der Kanalschätzung durch Mittelung unterschiedlicher Pilotsymbole	41
3.3.4	Verbesserung der Kanalschätzung durch Rücktransformation quantisierter Pilotsymbole	43
3.4	Zusammenfassung	47
4	Einfluss des elektro-optischen Modulators	48
4.1	Amplituden- und Phasenmodulation optischer Träger	48
4.1.1	Mach-Zehnder-Modulator als Amplitudenmodulator	48
4.1.2	Optischer Inphase- und Quadraturmodulator	50
4.2	Einfluss der nichtlinearen Modulator Kennlinie	51
4.3	Digitale Vorverzerrung	54
4.3.1	Potential der digitalen Vorverzerrung	54
4.3.2	Implementierung mit einer Umsetzungstabelle	58
4.4	Kompandierung	61
4.4.1	Prinzip der Kompandierung	62
4.4.2	Kombination der Kompandierung mit Vorverzerrung	63
4.5	Zusammenfassung	68
5	Synchronisation	69
5.1	Zeitsynchronisation	69
5.1.1	Auswirkung von Fehlern bei der Verzögerungsschätzung	70
5.1.2	Verfahren der Verzögerungsschätzung zur Rahmensynchronisation	72
5.1.2.1	Datengestützte Verzögerungsschätzung	72
5.1.2.2	Blinde Verzögerungsschätzung	78
5.1.2.3	Symmetrische Verzögerungsschätzung	82
5.1.2.4	Vergleich von Verfahren zur Verzögerungsschätzung	87
5.1.3	Zweistufige Verzögerungsschätzung	93
5.2	Frequenzsynchronisation	95
5.2.1	Auswirkung von Frequenzabweichung	96
5.2.2	Schätzung und Kompensation der Frequenzabweichung	98
5.3	Kompensation des Laser-Phasenrauschens	105
5.4	Zusammenfassung	110
6	Zusammenfassung	112
A	Anhang	114
A.1	Standard-Systemparameter	114
A.2	Grenzfrequenz des empfangenen Signals nach Demodulation	115
A.3	Varianz der Kanalschätzung mit identischen Pilotsymbolen	117
A.4	Varianz der Kanalschätzung mit unterschiedlichen Pilotsymbolen	119
A.5	Maximalwert von R_2	120
Literatur		121

Abkürzungsverzeichnis

ADU	Analog-Digital-Umsetzer
ASE	verstärkte spontane Emission
AWGN	additives, weißes, Gauß'sches Rauschen
BER	Bitfehlerhäufigkeit
BMP	Schätzung der Frequenzabweichung mit beliebigen, mehrfachen Pilotsymbolen
CD	chromatische Dispersion
CMOS	Complementary metal-oxide-semiconductor
DAU	Digital-Analog-Umsetzer
DSV	digitale Signalverarbeitung
DFT	diskrete Fourier-Transformation
DTFT	zeitdiskrete Fourier-Transformation
FFT	schnelle, diskrete Fouriertransformation
ICI	Interkanalinterferenz
ISI	Intersymbolinterferenz
IDFT	inverse DFT
IFFT	inverse FFT
IQ	Inphase/Quadratur
ITU	International Telecommunication Union
KSI	Kanalschätzung mit identischen Pilotsymbolen
KSU	Kanalschätzung mit unterschiedlichen Pilotsymbolen
KSQ	Kanalschätzung mit quantisierten Pilotsymbolen
KSQI	Kanalschätzung mit quantisierten, identischen Pilotsymbolen
KSQU	Kanalschätzung mit quantisierten, unterschiedlichen Pilotsymbolen
KV	Kompandierung und Vorverzerrung
LO	Lokaloszillator
LD	Laserdiode
MZM	Mach-Zehnder-Modulator
MSE	mittlerer quadratischer Fehler
OFDM	orthogonaler Frequenzmultiplex
OPLL	optische Phasenregelschleife
OSNR	optisches Signal-Rausch-Verhältnis

PAPR	Peak-to-average power ratio
PLTB	pilotbasierte, blinde Verzögerungsschätzung
PLTD	pilotbasierte, datengestützte Verzögerungsschätzung
PLTS	pilotbasierte, symmetrische Verzögerungsschätzung
PMD	Polarisationsmodendispersion
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
SC	Synchronisation nach Schmidl und Cox
SI	Schutzintervall
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis
SPD	symmetrische Photodiode
UT	Umsetzungstabelle
VV	Vorverzerrung
WDF	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion
WDM	Wellenlängen-Multiplex

Symbolverzeichnis

Variablen, Konstanten und Funktionen

A	Dämpfung des Kanals mit $A < 1$
$a(n)$	Real- oder Imaginärteil des zeitdiskreten OFDM-Signals
$\tilde{a}(t)$	Real- oder Imaginärteil des zeitkontinuierlichen OFDM-Signals
$a_C(n)$	a nach Begrenzung
A_m	Modulationsverlust
$a_q(n)$	a nach Quantisierung
$b(f)$	Ausbreitungskoeffizient der Einmodenfaser
B	Signalbandbreite
b_i	Ausbreitungskonstante i -ter Ordnung (Einmodenfaser)
B_o	optische Normierungsbandbreite mit $B_o = 12,5$ GHz
C	Begrenzungsschwelle der Requantisierung
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
c_k	Skalierungsfaktor des Kompressors
c_v	Skalierungsfaktor des Vorverzerrers
d	Verschiebungsvariable in Metriken zur Verzögerungsschätzung
\mathbb{D}	Menge der Indizes der Daten-Unterträger
D_c	chromatischer Dispersionskoeffizient
e	Basis des natürlichen Logarithmus, $e \approx 2,7183$
$E(t)$	komplexe Hüllkurve des elektrischen Felds
\hat{E}	Amplitude des elektrischen Felds
$E_a(t)$	komplexe Hüllkurve des elektrischen Ausgangsfelds eines optischen Bauteils
$E_{a,i}(t)$	elektrisches Feld am i -ten Ausgang des 90°-Hybrids
E_e	komplexe Hüllkurve des elektrischen Eingangsfelds eines optischen Bauteils
$E_{a,M}(t)$	komplexe Hüllkurve des elektrischen Feldes am Ausgang eines MZMs
$E_{e,M}(t)$	komplexe Hüllkurve des elektrischen Feldes am Eingang eines MZMs
$E_L(t)$	elektrisches Feld am Ausgang des Empfangslasers
\hat{E}_L	Feldamplitude des Empfangslasers
$E_r(t)$	elektrisches Feld des empfangenen optischen Signals
$\text{erf}(z)$	Fehlerfunktion mit $\text{erf}(z) = (2/\sqrt{\pi}) \int_0^z e^{-\nu^2} d\nu$

$\operatorname{erfc}(z)$	komplementäre Fehlerfunktion
$\operatorname{erf}^{-1}(z)$	Inverse der Fehlerfunktion
$E_s(t)$	elektrisches Feld am Ausgang des Sendelasers
\hat{E}_s	Feldamplitude des Sendelasers
$E_x(t)$	Gesendetes elektrisches Feld
\hat{E}_x	Amplitude des gesendeten elektrischen Felds
f	Frequenz
F	Rauschzahl eines Verstärkers in dB
f_0	Trägerfrequenz
f_A	Abtastfrequenz
f_d	Frequenzabweichung zwischen Träger und Lokaloszillator
\hat{f}_d	Schätzung der Frequenzabweichung
$\hat{f}_{d,i}$	i -te Schätzung der Frequenzabweichung
f_I	rationale Frequenzabweichung
\hat{f}_I	Schätzung der rationalen Frequenzabweichung
f_{II}	ganzzahlige Frequenzabweichung
\hat{f}_{II}	Schätzung der ganzzahligen Frequenzabweichung
f_r	Restfrequenzabweichung
\bar{f}_r	mittlere Restfrequenzabweichung
$f_{r,\max}$	maximale Restfrequenzabweichung
f_u	Unterträgerabstand
G	Verstärkung in dB
$g_k(x)$	Kennlinie des Kompressors
$g_k^{-1}(x)$	Kennlinie des Expanders
$g_v(x)$	Kennlinie des digitalen Vorverzerrers
$h(n)$	zeitdiskrete Kanalimpulsantwort
$H(k)$	diskrete Kanalübertragungsfunktion
$\tilde{h}(t)$	zeitkontinuierliche Kanalimpulsantwort
$\tilde{H}(f)$	Kanalübertragungsfunktion
$\hat{H}(k)$	Schätzung der diskreten Kanalübertragungsfunktion
$H_F(k)$	diskrete Übertragungsfunktion der Einmodenfaser
$\tilde{h}_F(t)$	Impulsantwort der Einmodenfaser
$\tilde{H}_F(f)$	Übertragungsfunktion der Einmodenfaser
$\tilde{h}_{TP}(t)$	Impulsantwort des Empfangstiefpasses
$\tilde{H}_{TP}(f)$	Übertragungsfunktion des Empfangstiefpasses
i	allgemeine Laufvariable
$I_{I/Q}$	Inphase-/Quadratur-Photostrom

j	imaginäre Einheit mit $j^2 = -1$
k	diskrete Frequenz
K	Vielfaches des Schätzbereiches der rationalen Frequenzabweichung
\hat{K}	Schätzung von K
\bar{K}	Suchbereich für K
ℓ	Faserlänge
ℓ_s	Länge eines Fasersegments
m	Modulationsindex
M	Anzahl der Bits pro Unterträger
M_1	Eingangswortbreite der IFFT in bit
M_2	Ausgangswortbreite der IFFT in bit
M_D	Eingangswortbreite des Digital-Analog-Umsetzers in bit
M_T	Wortbreite der Drehfaktoren in bit
n	diskrete Zeit
N	Anzahl der Unterträger
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen, $\mathbb{N} = \{0, 1, 2, \dots\}$
n_0	Zeitverzögerung zwischen Sender und Empfänger in Abtastwerten
\hat{n}_0	Schätzung der Zeitverzögerung n_0
N_1	Hilfsvariable für die Analyse von R_{xp}
N_2	Abstand zwischen dem ersten und letzten Pilotsymbol eines Rahmens
N_D	Anzahl der Nutzdatensymbole pro Übertragungsrahmen
N_{DC}	Anzahl der Nullträger nahe dem Gleichanteil
n_F	Positionsfehler bei der Verzögerungsschätzung
N_F	Suchbereich der zweiten Stufe der Verzögerungsschätzung
N_G	Länge des Schutzintervalls in IDFT-Ausgangswerten
$N_{G,o}$	Länge des zyklischen Postfixes in IDFT-Ausgangswerten
$N_{G,r}$	Länge des zyklischen Präfixes in IDFT-Ausgangswerten
\hat{n}_I	Verzögerungsschätzung der ersten Stufe
\hat{n}_{II}	Verzögerungsschätzung der zweiten Stufe
N_M	Anzahl der Schätzungen zur Berechnung des MSEs
N_P	Anzahl der Pilotsymbole pro Übertragungsrahmen
N_R	Anzahl der OFDM-Symbole pro Übertragungsrahmen
N_S	Länge eines OFDM-Symbols in IDFT-Ausgangswerten (inkl. Schutzintervall)
N_{seg}	Anzahl der Faser-Verstärker-Segmente
N_T	Anzahl der Pilottöne pro OFDM-Symbol
N_U	Anzahl der modulierten Unterträger
N_Z	Anzahl der äußeren Nullträger

$p(n)$	vollständige gesendete Pilotsequenz im Zeitbereich
$p_0(n)$	gesendete Pilot-Teilsequenz im Zeitbereich
$P_0(k)$	gesendetes Pilotsymbol im Frequenzbereich
$P'_0(k)$	durch chromatische Dispersion verzerrtes Pilotsymbol P_0
$p_1(n)$	gespiegelte Pilot-Teilsequenz im Zeitbereich
$P_1(k)$	gespiegeltes Pilotsymbol im Frequenzbereich
$P'_1(k)$	durch chromatische Dispersion verzerrtes Pilotsymbol P_1
$p_a(\xi)$	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Real-/Imaginärteils eines OFDM-Signals
$p_i(n)$	i -te Pilotsequenz
$P_i(k)$	i -tes Pilotsymbol
$P_{o,\text{dBm}}$	optische Leistung am Eingang der Faserstrecke in dBm
$p_{\Delta\varphi}(\xi)$	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Phasenänderung
$p_{q,0}(n)$	quantisierte Pilot-Teilsequenz
$p_{q,i}(n)$	i -te Pilotsequenz nach Quantisierung
$P_{q,i}(k)$	i -tes Pilotsymbol nach Quantisierung
$P_{\text{sig},o}$	optische Signalleistung
q	zeigt an, ob die Schutzintervalllänge gerade/ungerade ist, $q = N_G \bmod 2$
Q	Phasenkoeffizient der CD-Übertragungsfunktion
$\tilde{r}(t)$	empfangenes Bandpasssignal vor Demodulation (dimensionslos)
R_1	Korrelationsmetrik zur datengestützten Verzögerungsschätzung
R_2	Korrelationsmetrik des PLTD-Verfahrens
\bar{R}_2	theoretisches Maximum von R_2
R_3	Korrelationsmetrik des PLTB-Verfahrens
R_4	Korrelationsmetrik des PLTS-Verfahrens
\bar{R}_4	theoretisches Maximum von R_4
R_5	einfache Korrelationsmetrik zur Schätzung der rationalen Frequenzabweichung
R_6	erweiterte Korrelationsmetrik zur Schätzung der rationalen Frequenzabw.
R_7	Korrelationsmetrik zur Schätzung der ganzzahligen Frequenzabweichung
$\text{rect}(z)$	Rechteckfunktion mit dem Wert 1 für $0 \leq z < 1$ und 0 sonst
R_{wp}	zweiter Summenterm in R_2
R_{xp}	erster Summenterm in R_2
$s(n)$	mit Kanalimpulsantwort gefaltetes Sendesignal
S_0	Steigung des chromatischen Dispersionskoeffizienten
$S_1(f)$	Leistungsdichtespektrum von $\tilde{\mathbf{x}}_1$
$S_2(f)$	Leistungsdichtespektrum von $\tilde{\mathbf{x}}_2$
$S_3(f)$	Leistungsdichtespektrum von $\tilde{\mathbf{x}}_3$
S_{ASE}	ASE-Rauschleistungsdichte

$S_E(f)$	Leistungsdichtespektrum des elektrischen Felds
$\text{sgn}(z)$	Vorzeichen von z (Signum-Funktion)
$\text{si}(z)$	si-Funktion mit $\text{si}(z) = (\sin z)/z$
$S_{\tilde{\mathbf{x}}}(f)$	Leistungsdichtespektrum von $\tilde{\mathbf{x}}$
$S_{\tilde{\mathbf{x}}_d}(f)$	Leistungsdichtespektrum von $\tilde{\mathbf{x}}_d$
t	Zeit
T	Dauer eines OFDM-Symbols ohne Schutzintervall
\mathbb{T}	Menge der Indizes derjenigen Unterträger, die als Pilottöne verwendet werden
t_0	Zeitverzögerung zwischen Sender und Empfänger
T_A	Abtastintervall
t_d	Gruppenlaufzeitdifferenz
t_G	Länge des Schutzintervalls
$t_{G,\min}$	Mindestlänge des Schutzintervalls
T_S	Dauer eines OFDM-Symbols inklusive Schutzintervall
T_U	Aktualisierungsperiode der Kanalschätzung
$u(t)$	elektrische Spannung
$u_1(t)$	Steuerspannung des oberen MZM-Zweigs
\hat{u}	Scheitelwert der Spannung
$u_2(t)$	Steuerspannung des unteren MZM-Zweigs
U_{DC}	Gleichspannungsanteil im Steuersignal eines MZMs
u_{eff}	Effektivwert der Spannung
$u_I(t)$	Steuerspannung des I-Zweigs des optischen IQ-Modulators
$\tilde{u}_I(t)$	Wechselspannungsanteil von u_I
U_π	Halbwellenspannung
$u_Q(t)$	Steuerspannung des Q-Zweigs des optischen IQ-Modulators
$\tilde{u}_Q(t)$	Wechselspannungsanteil von u_Q
V	Datenverkehrsvolumen
v_b	Bitrate
$w(n)$	abgetastetes Rauschen
$W(k)$	Rauschen im diskreten Frequenzbereich
$\tilde{w}(t)$	Rauschen
$\tilde{W}(f)$	Fouriertransformierte des Rauschens
\bar{W}	Mittelwert von Zufallsvariablen W
$W_q(k)$	diskrete Fouriertransformierte des Quantisierungsrauschens
$w_{q,i}(n)$	Quantisierungsfehler der i -ten Pilotsequenz im Zeitbereich
$W_{q,i}(k)$	i -te Quantisierungsrauschfolge
$w_{\text{TP}}(n)$	Abgetastetes Rauschen nach Demodulation und Tiefpassfilterung

$\tilde{w}_{\text{TF}}(t)$	Rauschen nach Demodulation und Tiefpassfilterung
$x(n)$	zeitdiskretes Sendesignal
$X(k)$	diskrete Fouriertransformierte des gesendeten Signals
$\tilde{x}(t)$	zeitkontinuierliches gesendetes Signal
$\tilde{X}(f)$	Fouriertransformierte des gesendeten Signals
$\hat{X}(k)$	Schätzung des gesendeten Signals
$\tilde{x}_1(t)$	Sendesignal unter Einfluss von senderseitigem Phasenrauschen
$\tilde{x}_2(t)$	\tilde{x}_1 gefaltet mit Kanalimpulsantwort
$\tilde{x}_3(t)$	\tilde{x}_2 unter Einfluss von Frequenzabweichung
$x_{\text{C}}(n)$	Sendesignal nach Begrenzung
$\tilde{x}_{\text{d}}(t)$	Sendesignal nach Durchlaufen des Kanals und Demodulation
$\tilde{X}_{\text{F}}(f)$	Fouriertransformierte des Signals am Faserausgang
$x_{\text{q}}(n)$	Sendesignal nach Requantisierung
$y(n)$	empfangenes, abgetastetes Signal
$Y(k)$	diskrete Fouriertransformierte des empfangenen Signals
$\tilde{y}(t)$	empfangenes Signal
$\tilde{Y}(f)$	Fouriertransformierte des empfangenen Signals
$\tilde{y}_1(t)$	empfangenes Signal vor Tiefpass-Filterung
$y_{\text{f}}(n)$	empfangenes Signal nach Frequenzsynchronisation
$Y_i(k)$	i -tes empfangenes Pilotsymbol
\mathbb{Z}	Menge der ganzen Zahlen, $\mathbb{Z} = \{\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$
z, Z	allgemeine Variablen, z. B. für Funktionsdefinitionen
α	Dämpfungskoeffizient in dB/km
β	Linienbreite eines Lasers
β_{K}	kombinierte Linienbreite von Sende- und Empfangslaser
β_{L}	Linienbreite des Empfangslasers
β_{s}	Linienbreite des Sendelasers
γ	OSNR, bezogen auf eine Bandbreite von 12,5 GHz
γ_{b}	benötigtes OSNR für eine BER von 10^{-3}
γ_{dB}	γ in dB
γ_{e}	OSNR-Einbuße
$\gamma_{\text{e,dB}}$	γ_{e} in dB
$\gamma_{\text{e,k}}$	kombinierte OSNR-Einbuße
γ_{g}	OSNR-Gewinn
γ_{k}	Kombination aus Modulationsverlust und benötigtem OSNR
γ_{s}	Signal-Rausch-Verhältnis am Sender

$\delta(n)$	Einheitsimpuls
$\tilde{\delta}(t)$	Dirac-Impuls
$\bar{\epsilon}$	mittlerer quadratischer Fehler
ζ	Begrenzungsverhältnis
ζ_{opt}	optimales Begrenzungsverhältnis
η	diskrete Verschiebungsvariable für Autokorrelationsfunktionen
η_1	Hilfsvariable
η_2	Hilfsvariable
$\theta(u, t)$	Phasenwinkel des MZM-Ausgangssignals
$\theta_1(t)$	Phase des oberen MZM-Zweigs
$\theta_2(t)$	Phase des unteren MZM-Zweigs
κ	Suchvariable für die ganzzahlige Frequenzabweichung
λ	Wellenlänge
λ_0	Trägerwellenlänge im Vakuum
λ_d	Wellenlängenbandbreite
ξ	Integrationsvariable für Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen
π	Kreiszahl mit $\pi \approx 3,1416$
ρ	Coderate
σ	Standardabweichung des zeitdiskreten Sendesignals
σ^2	mittlere Leistung des zeitdiskreten Sendesignals
$\sigma_{\Delta\tilde{\varphi}}^2$	Varianz der Phasenänderung
σ_y^2	mittlere Leistung des empfangenen Signals
τ	Verschiebungsvariable für Autokorrelationsfunktionen
Υ_i	Leistungsteilungsfaktor
$\varphi(n)$	zeitdiskretes Phasenrauschen
Φ	maximale Phasenänderung
$\tilde{\varphi}(t)$	Phasenrauschen
$\Delta\varphi$	Phasenänderung des abgetasteten, empfangenen Signals durch Phasenrauschen
$\Delta\tilde{\varphi}$	Änderung der Laserphase durch Phasenrauschen
φ_e	konstanter Phasenfehler
$\hat{\varphi}_e$	Schätzung des Phasenfehlers
$\varphi_{e,L}$	konstanter Phasenfehler (nur Empfangslaser)
$\Delta\tilde{\varphi}_K$	Kombinierte Phasenänderung
$\varphi_L(n)$	Phasenrauschen des Empfangslasers nach Abtastung
$\tilde{\varphi}_L(t)$	Phasenrauschen des Empfangslasers
$\Delta\tilde{\varphi}_L$	Änderung der Phase des Empfangslasers durch Phasenrauschen
$\varphi_s(n)$	Phasenrauschen des Sendelasers nach Abtastung

$\tilde{\varphi}_s(t)$	Phasenrauschen des Sendelasers
$\Delta\tilde{\varphi}_s$	Änderung der Phase des Sendelasers durch Phasenrauschen
$\psi(t)$	kombinierte Trägerphase

Notationen und Operatoren

*	Faltungsoperator
z^*	komplex konjugierte Zahl zu z
$\lceil z \rceil$	kleinste ganze Zahl $\geq z$ (Aufrunden)
$\lfloor z \rfloor$	größte ganze Zahl $\leq z$ (Abrunden)
$\text{arc}\{z\}$	Phasenwinkel von z
DFT [z]	diskrete Fouriertransformation von z
$E[Z]$	Erwartungswert der Zufallsvariablen Z
$\mathcal{F}(z)$	Fouriertransformation von z
IDFT [Z]	inverse diskrete Fouriertransformation von Z
$\text{Im } z$	Imaginärteil von z
$a \bmod b$	Rest der Division a/b mit $a \bmod b = a - \lfloor a/b \rfloor b$
$\text{Pr}[\cdot]$	Wahrscheinlichkeit eines Ereignisses
$\text{rd}(z)$	Runden auf die nächste ganze Zahl
$\text{Re } z$	Realteil von z
$R_{\mathbf{z}\mathbf{z}}(\eta)$	Autokorrelation von \mathbf{z}
$\text{Var}[Z]$	Varianz der Zufallsvariablen Z
\mathbf{z}	Zufallsprozess

Kurzfassung

Aufgrund des weltweit zunehmenden Datenverkehrs werden die Anforderungen an optische Kommunikationssysteme hinsichtlich Bitrate, spektraler Effizienz und Bandbreitenflexibilität in den kommenden Jahren steigen. Um diesen gerecht zu werden, ist für zukünftige Systeme unter anderem das Mehrträgerverfahren orthogonaler Frequenzmultiplex (OFDM) in Kombination mit kohärentem Empfang in der Diskussion. Da OFDM-Systeme jedoch empfindlich gegenüber nichtlinearen Störeinflüssen sind, stellt diese Arbeit Verfahren vor, die solche Einflüsse verringern. So werden Beeinträchtigungen der Kanalschätzung durch senderseitige Quantisierungsfehler untersucht und Möglichkeiten aufgezeigt, diese zu reduzieren oder sogar gänzlich zu eliminieren. Darüber hinaus wird der Einfluss der nichtlinearen Kennlinie des elektro-optischen Modulators studiert und demonstriert, dass sich nichtlineare Verzerrungen durch digitale Vorverarbeitung des Sendesignals deutlich verringern lassen. Empfängerseitig beschäftigt sich diese Arbeit mit Synchronisationsverfahren zur Rahmenerkennung und Schätzung der Frequenzabweichung zwischen Träger und Lokaloszillator. Hierfür werden digitale Verfahren entwickelt, die unter Einfluss von chromatischer Dispersion und Verstärker- sowie Phasenrauschen auch für Modulationsformate mit hoher spektraler Effizienz eine hinreichend genaue Schätzung liefern.

Abstract

The ever increasing global data traffic will require future optical communication systems to support higher bitrates, spectral efficiency, and bandwidth flexibility. One candidate for such systems is the multicarrier modulation technique orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) combined with coherent detection. However, OFDM systems are susceptible to nonlinear impairments and this work thus presents methods to alleviate those. Accordingly, the impairment of channel estimation by transmitter-side quantization errors is studied and methods are presented that reduce or even completely eliminate this impairment. Additionally, the effect of the non-linear transfer characteristic of the electro-optical modulator is examined. It is shown how non-linear distortions can be reduced considerably by digital preprocessing of the transmit signal. This work also discusses receiver-side synchronization techniques for frame detection and local oscillator frequency offset estimation. For that purpose, digital signal processing techniques are developed, which, under the influence of chromatic dispersion, amplifier noise, and phase noise, enable a sufficiently precise estimation even for modulation formats with high spectral efficiency.

1 Einleitung

Optische Mittel- und Langstreckenverbindungen bilden das Rückgrat unseres globalen Kommunikationsnetzes und sind als solches unverzichtbarer Bestandteil von Telefonie und Internet. Durch Hinzukommen neuer Teilnehmer und Dienste nimmt das zu übertragende Datenvolumen dabei ständig zu. Wie die Vorhersage des weltweiten Internet-Verkehrsvolumens V in Abb. 1.1a zeigt, ist in den kommenden drei Jahren mit einer Verdopplung der Datenverkehrsmenge zu rechnen [1]. Entsprechend werden von opti-

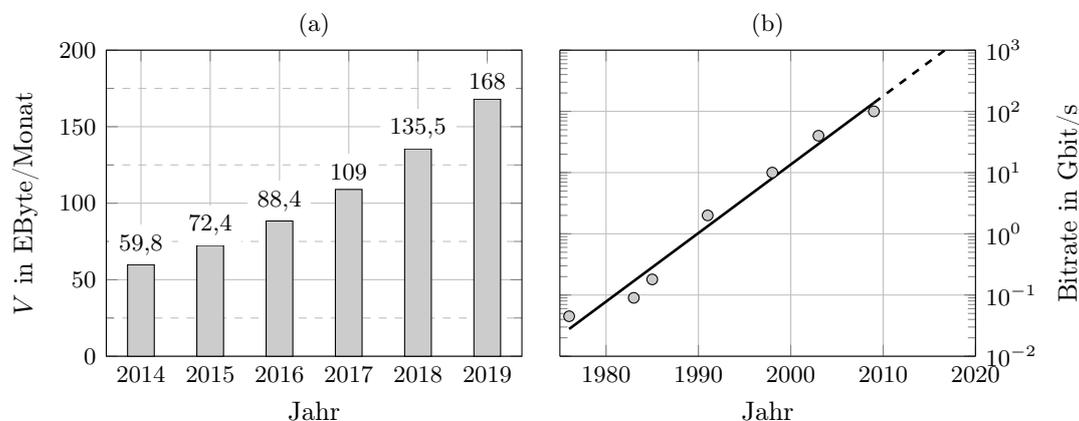


Abbildung 1.1: (a) Vorhersage des monatlichen weltweiten IP-Verkehrs nach [1] (IP: Internet Protocol); (b) Historische Entwicklung der Kanal-Bitraten kommerziell genutzter Glasfaser-Kommunikationssysteme.

schen Glasfaser-Kommunikationssystemen auch in Zukunft immer höhere Übertragungsgeschwindigkeiten gefordert werden, wobei es eine Neuverlegung von Glasfaserkabeln aus Kostengründen zu vermeiden gilt. Folglich müssen die Bitraten auf den bestehenden Glasfasern durch neuartige Übertragungsverfahren gesteigert werden.

Abbildung 1.1b veranschaulicht den rapiden Anstieg der Übertragungsgeschwindigkeiten, den optische Kommunikationssysteme seit ihren Anfängen Mitte der 1970er Jahre erfahren haben: Während erste Übertragungen 45 Mbit/s erreichten, wurden um 1990 erstmals 1 Gbit/s überschritten und in den folgenden Jahren zunächst Systeme mit 10 Gbit/s und später mit 40 Gbit/s entwickelt und kommerziell genutzt [2–4]. Die neueste Generation optischer Übertragungssysteme erreicht 100 Gbit/s und befindet sich seit wenigen Jahren im praktischen Betrieb [5, 6]. Ermöglicht wird diese Bitrate unter anderem durch Polarisationsmultiplex, kohärenten Empfang und schnelle digitale Signalverarbeitung (DSV) zur elektronischen Kompensation linearer Verzerrungen. Gegenstand aktueller Forschung sind Technologien und Verfahren, die Bitraten von 200, 400 und sogar

über 800 Gbit/s pro Wellenlänge ermöglichen [7–10]. Dabei spielt die spektrale Effizienz eine immer größere Rolle, denn heutige optische Kommunikationssysteme übertragen im Wellenlängen-Multiplex (WDM) Daten auf mehreren Kanälen, deren Anzahl und Bandbreite durch das Dämpfungsprofil der Glasfaser begrenzt ist. Die Gesamtkapazität der Glasfaser lässt sich somit nur erhöhen, wenn das Verhältnis von Bitrate zu Kanalbandbreite gesteigert wird.

In diesem Zusammenhang ist seit einigen Jahren ein verstärktes Interesse an Mehrträgerverfahren zu verzeichnen, da vor allem ein Vertreter dieser Modulationsart, nämlich orthogonaler Frequenzmultiplex (OFDM), ein steilflankiges Spektrum und in der Folge eine hohe spektrale Effizienz aufweist [11]. Das Prinzip von OFDM besteht in der Aufteilung der Übertragungsbandbreite in viele (typischerweise mehrere hundert) schmalbandige Träger, die einzeln und mit vergleichsweise geringer Rate moduliert werden. Obwohl sich die Spektren der Unterträger, wie in Abb. 1.2a gezeigt, überlappen, können sie aufgrund ihrer gegenseitigen Orthogonalität dennoch am Empfänger getrennt werden (sh. Kapitel 2.2.1).

OFDM wurde bereits Mitte der 1990er Jahre in drahtgebundenen und drahtlosen Kommunikationssystemen eingesetzt, bevor es 2006 erstmals für die optische Datenübertragung vorgeschlagen [12, 13] und kurz darauf auch experimentell demonstriert wurde [14, 15]. Dabei stand und steht neben der spektralen Effizienz auch die prinzipiell unbegrenzte Toleranz von OFDM gegenüber chromatischer Dispersion (CD) durch einen, im Vergleich zu Einträgersystemen, einfachen digitalen Entzerrer im Mittelpunkt [16, 17]. Dieser Aspekt gewinnt in modernen optischen Netzwerken zunehmend an Bedeutung, da die neuerdings eingesetzte optisch transparente Vermittlung kein starres Dispersionsmanagement mit dispersionskompensierenden Fasern erlaubt. Vielmehr erfordert sie eine flexible und dynamische Anpassung des Übertragungssystems auf die verfügbare Verbindungsqualität und Bandbreite.

Dieser Anforderung werden optische OFDM-Systeme auf inhärente Weise gerecht, denn in seiner konventionellen Form basiert das Modulationsverfahren sowohl sender- als auch empfängerseitig auf digitaler Signalerzeugung bzw. -verarbeitung. OFDM-Systeme besitzen somit die Voraussetzung für eine softwareseitige Anpassung der Modulationsstufe auf die gewünschte Reichweite und verfügbare Verbindungsqualität. Weil darüber hinaus die Aufteilung in Unterträger eine Definition des Sendesignals im Frequenzbereich erlaubt, lässt sich auch die Bandbreite durch An-/Abschalten von Unterträgern flexibel einstellen. Einige Autoren betrachten OFDM daher als geeigneten Kandidaten für bandbreitenflexible optische Netzwerke künftiger Generationen, in denen Bitrate, Bandbreite und Reichweite dynamisch anpassbar sind [18–21]. Durch ein Aufbrechen des gegenwärtig starren 50-GHz-Kanalrasters soll einer Fragmentierung der verfügbaren Bandbreite entgegengewirkt und die Gesamtkapazität des Netzwerkes erhöht werden. Dabei werden nicht nur Subkanäle wie in Abb. 1.2c, sondern auch sogenannte Superkanäle benötigt werden, die mehrere 50-GHz-Kanäle zu solchen mit 100 GHz bis mehreren hundert Gigahertz Bandbreite zusammenfassen (Abb. 1.2d) und hohe Bitraten transportieren.

Da elektrische Komponenten, die eine solch breitbandige Modulation des optischen Trägers erlauben würden, derzeit nicht existieren, wird für die Erzeugung von Superkanälen auf die Modulation mehrerer, nebeneinanderliegender Träger im selben Sender

zurückgegriffen. Für eine spektral effiziente Modulation müssen die Träger dabei möglichst dicht beieinander liegen, während das Nebensprechen zwischen den Unterbändern gering bleiben soll. Auch in diesem Zusammenhang bietet sich OFDM an, da das Sendesignal einerseits ein nahezu rechteckförmiges Spektrum besitzt und andererseits ein nahtloses Aneinanderfügen zweier OFDM-Unterbänder erlaubt, wenn der Superkanal-Trägerabstand gleich der Symbolrate ist [22]. Dieses Prinzip ist in Abb. 1.2d dargestellt und wurde auch bereits in einigen Übertragungsexperimenten demonstriert [23–26].

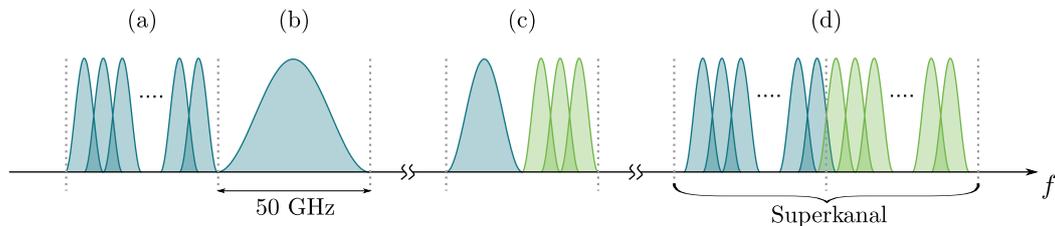


Abbildung 1.2: OFDM im Kontext bandbreitenflexibler WDM-Systeme: (a) OFDM-Spektrum in einem 50-GHz-Kanal; (b) Einträger-Spektrum in einem 50-GHz-Kanal; (c) gleichzeitige Nutzung eines 50-GHz-Kanals durch ein niedriggradiges Einträger- und OFDM-System; (d) aus zwei OFDM-Unterbändern gebildeter 100-GHz-Superkanal.

Dass OFDM trotz der oben genannten Vorzüge erst in jüngerer Zeit für optische Übertragungssysteme in Betracht gezogen wird, liegt nicht zuletzt auch an der Entwicklung digitaler Schaltungstechnik. Denn die angestrebten Bitraten von 100 Gbit/s und mehr erfordern bei OFDM schnelle und komplexe digitale Schaltungen mit Taktgeschwindigkeiten in der Größenordnung von Gigahertz. Zusätzlich werden Digital-Analog-Umsetzer (DAU) bzw. Analog-Digital-Umsetzer (ADU) mit Geschwindigkeiten von über 30 GHz und entsprechenden Bandbreiten von über 15 GHz benötigt. In Ermangelung solcher Komponenten beruhen die ersten experimentellen Implementierungen optischer OFDM-Systeme daher auf dem Abspielen vorberechneter Signale mit programmierbaren Signalgeneratoren und der Aufzeichnung des empfangenen Signals mit digitalen Speicheroszilloskopen und anschließender Computerauswertung. Prototypen von Echtzeit-OFDM-Sendern und -Empfängern wurden hingegen erstmals 2009 vorgestellt und erreichten mit programmierbaren Logikbausteinen Bitraten zwischen 1,5 Gbit/s und 12 Gbit/s [27–30]. Diese Übertragungsgeschwindigkeiten konnten durch technologische Fortschritte auf dem Gebiet der digitalen Schaltungstechnik und die Verwendung von kohärentem Empfang zuletzt auf ca. 100 Gbit/s gesteigert werden [31, 32]. Weitergehende Forschungsaktivitäten konzentrieren sich auf anwendungsspezifische integrierte Schaltungen mit dem Ziel der weiteren Erhöhung der Bitraten von optischen OFDM-Echtzeit-Systemen [33, 34]. Dabei stellen Komplexität und Geschwindigkeit der digitalen Schaltungsteile sowie die Auflösung und Geschwindigkeit von DAUs und ADUs die maßgebliche Begrenzung dar. Dies gilt insbesondere für Modulationsformate mit hoher spektraler Effizienz, die gleichzeitig empfindlicher gegenüber Störeinflüssen sind. Ein Kernthema dieser Arbeit ist daher die Verringerung der Auswirkung von Quantisierungseffekten in Sendern optischer OFDM-Systeme mit besonderem Augenmerk auf hochstufige Modulationsformate.

Neben Quantisierungsfehlern existiert eine Reihe weiterer nichtlinearer Effekte, die sich negativ auf die Übertragungsqualität in kohärenten optischen OFDM-Systemen auswirken. Dazu zählen die nichtlineare Kennlinie des elektro-optischen Modulators, das leistungsabhängige Verhalten der Glasfaser, die Abweichung zwischen der optischen Trägerfrequenz und der Frequenz des Lokaloszillators des kohärenten Empfängers, Laser-Phasenrauschen sowie eine zeitliche Asynchronizität zwischen Sender und Empfänger. Die im Vergleich zu Einträgersystemen hohe Empfindlichkeit von OFDM gegenüber solchen nichtlinearen Störeinflüssen gilt als einer der größten Nachteile dieses Modulationsverfahrens. Um dennoch die Vorzüge von OFDM auch für optische Kommunikationssysteme von hoher spektraler Effizienz nutzen zu können, liefert die vorliegende Arbeit Beiträge in Form von digitalen Verfahren zur Verringerung solcher Effekte. Dabei liegt der Fokus auf nichtlinearen Effekten in Sender und Empfänger, während der Einfluss des nichtlinearen Verhaltens der Glasfaser hier nicht untersucht wird.

Diese Arbeit gliedert sich wie folgt: Kapitel 2 legt die Grundlage für das Verständnis der weiteren Kapitel und stellt die verwendeten Methoden vor. Dafür wird ein Kanalmodell eines kohärenten optischen Übertragungssystems hergeleitet und das Prinzip von OFDM und seine Anwendung auf optische Kommunikationssysteme erläutert. Kapitel 3 beschäftigt sich mit dem Einfluss senderseitiger Quantisierungsfehler allgemein und im Speziellen auf die Kanalschätzung. Dabei wird ein Verfahren vorgestellt, das dieselbe Schätzgenauigkeit erreicht wie ein System ohne Quantisierungsfehler. Mit der Kennlinie des elektro-optischen Modulators wird in Kapitel 4 ein weiterer nichtlinearer Effekt auf Senderseite untersucht. Hier wird der optimale Modulationsindex definiert und ermittelt. Außerdem werden verschiedene Methoden eingeführt, um die Verzerrung durch den Modulator zu verringern. Dabei wird auch berücksichtigt, dass für die hierfür notwendige Signalverarbeitung nur begrenzte Wortbreiten zur Verfügung stehen. In Kapitel 5 werden Synchronisationsverfahren, welche die Zeit- und Frequenzbasis des Empfängers auf die des Senders angleichen, behandelt. Dabei liegt besonderes Augenmerk auf Verfahren, die zusätzliche Redundanz vermeiden, indem sie die zur Kanalschätzung benötigten Pilotsymbole ausnutzen. Ein hierfür entwickeltes, neuartiges symmetrisches Pilotsymbol ermöglicht bei hervorragender Schätzgenauigkeit eine hohe Toleranz der Zeitsynchronisation gegenüber CD, während für die Frequenzsynchronisation eine Wiederholung von Pilotsymbolen ausgenutzt wird, um die Robustheit der Schätzung zu erhöhen. Die vorgestellten Verfahren werden jeweils auch auf ihre Toleranz gegenüber Phasenrauschen untersucht. Die Zusammenfassung in Kapitel 6 gibt die wichtigsten Beiträge dieser Arbeit wieder und bietet einen Ausblick auf mögliche zukünftige Arbeiten.

2 Grundlagen der Mehrträgermodulation für den optischen Faserkanal

Optische OFDM-Systeme vereinen bekannte Prinzipien der optischen Nachrichtentechnik mit dem bislang vorrangig in drahtlosen Kommunikationssystemen eingesetzten Mehrträgermodulationsverfahren OFDM. Dieses Kapitel legt die Grundlage für das Verständnis der weiteren Arbeit, indem Kapitel 2.1 die relevanten Aspekte der optischen Nachrichtentechnik behandelt, die dann in Kapitel 2.2 mit der Modulationsart OFDM kombiniert werden.

2.1 Kanalmodell eines Glasfaser-Kommunikationssystems mit kohärentem Empfang

Abbildung 2.1 stellt den prinzipiellen Aufbau eines digitalen optischen Kommunikationssystems dar. Darin folgt auf den elektrischen Senderteil inklusive Digital-Analog-

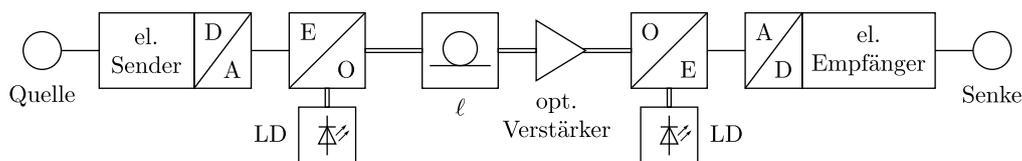


Abbildung 2.1: Blockschaltbild eines optischen Übertragungssystems mit externer Modulation und kohärentem Empfänger. Doppellinien kennzeichnen optische Signalpfade.

Umsetzung (D/A) die elektro-optische Wandlung (E/O), welche die Modulation des von einer Laserdiode (LD) erzeugten optischen Trägers mit dem Nachrichtensignal realisiert. Physikalisch betrachtet ist der optische Träger eine elektromagnetische Welle, die sich lediglich in ihrer Frequenz von Funkwellen unterscheidet. Das spektrale Band elektromagnetischer Strahlung, die als optische Strahlung bezeichnet wird, erstreckt sich über den Frequenzbereich von 0,3 THz bis 3000 THz [35, S. 639]. Die Teilcheneigenschaft der Strahlung tritt hier deutlicher hervor und Photonen aus diesem Frequenzbereich zeichnen sich durch ihre spezielle Interaktion mit Materie aus: Sie werden von Atomen absorbiert und emittiert, was Bauteile wie Photo- und Laserdioden möglich macht [36, S. 24]. Hier wird die externe Modulation des Trägers gewählt, deren Funktionsweise und Vorteile in Kapitel 2.1.1 erläutert werden.

Das modulierte Signal wird über eine Einmoden-Glasfaser (kurz: Einmodenfaser) der Länge ℓ übertragen, die in den Kapiteln 2.1.2 und 2.1.3 näher charakterisiert wird. Am

Empfänger ist dann meist eine optische Verstärkung notwendig, auf die in Kapitel 2.1.4 insbesondere wegen des hierdurch entstehenden Rauschens ausführlicher eingegangen wird. Das empfangene Signal wird sodann opto-elektrisch (O/E) umgesetzt, wobei hier von einem kohärenten Empfänger ausgegangen wird, dessen Beschreibung ebenfalls in Kapitel 2.1.1 erfolgt. Für den kohärenten Empfang wird eine zweite Laserdiode eingesetzt, die ebenso wie die senderseitige Laserdiode Phasenrauschen aufweist. Der Beschreibung dieses Effekts widmet sich Kapitel 2.1.5. Am Ende der Übertragungsstrecke befindet sich der elektrische Empfänger, dessen Aufgabe die möglichst verlässliche Rekonstruktion der gesendeten Information ist, wozu nach Analog-Digital-Umsetzung (A/D) in der Regel mehrere digitale Signalverarbeitungsschritte notwendig sind.

2.1.1 Modulation und Demodulation

Prinzipiell ist es möglich, eine Laserdiode direkt über ihren Betriebsstrom zu modulieren. Diese sog. Direktmodulation eignet sich allerdings wegen der hierbei entstehenden, unerwünschten Frequenzmodulation (engl.: chirp) nur für Bitraten < 10 Gbit/s [37, 38]. Die in Abb. 2.2 skizzierte externe Modulation vermeidet diesen Effekt, indem die senderseitige Laserdiode (kurz: Sendelaser) mit konstantem Strom betrieben und der optische Träger in einem dedizierten Bauteil, dem elektro-optischen IQ-Modulator (IQ: Inphase/Quadratur), mit dem Nachrichtensignal beaufschlagt wird. Sie ermöglicht darüber hinaus sowohl Amplitude als auch Phase des Trägers zu modulieren, während mit Direktmodulation nur Intensitätsmodulation realisierbar ist. Mit externer Modulation lässt sich deswegen eine höhere spektrale Effizienz erreichen. Auf die Realisierung des elektro-

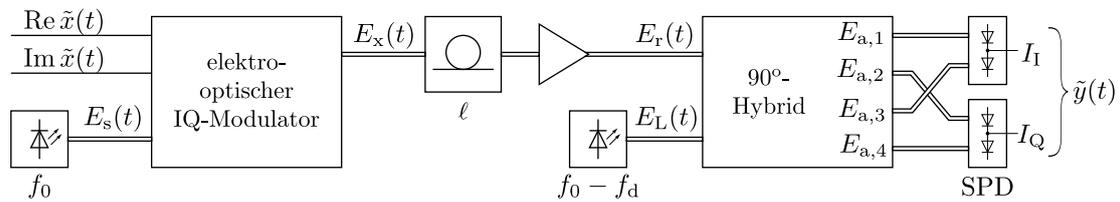


Abbildung 2.2: Externe Modulation und kohärente Demodulation. SPD: symmetrische Photodiode; Doppellinien kennzeichnen optische Signalfade.

optischen IQ-Modulators geht Kapitel 4 detailliert ein; für die Betrachtungen in diesem Kapitel genügt es zunächst, ihn vereinfachend als Multiplikation des komplexen Basisbandsignals $\tilde{x}(t)$ mit dem komplexen Träger $E_s(t) = \hat{E}_s \exp(j2\pi f_0 t)$ zu modellieren. Dabei bezeichnet \hat{E}_s die Amplitude des elektrischen Felds. Das elektrische Feld am Ausgang des Modulators lautet dann

$$E_x(t) = \hat{E}_s \tilde{x}(t) e^{j2\pi f_0 t}. \quad (2.1)$$

Empfängerseitig setzt sich in modernen optischen Übertragungssystemen zunehmend der kohärente Empfang durch [39–42]. Hierbei wird das empfangene Signal, repräsentiert durch das elektrische Feld $E_r(t) = \hat{E}_s \tilde{r}(t)$, mit dem Feld $E_L(t)$ eines Lokalszillators (LO) überlagert, das vereinfachend angenommen denselben Polarisationszustand wie $E_r(t)$ besitzt (vgl. Kapitel 2.1.3). $\tilde{r}(t)$ bezeichnet dabei das empfangene Bandpasssignal. Der LO

dient als Phasenreferenz, wodurch sowohl Amplitude als auch Phase des empfangenen Signals detektiert werden können, was wiederum die Kompensation linearer Kanalverzerrungen mit DSV möglich macht [43, 44]. Gegenüber dem Direktempfang ist somit auch die Verwendung von komplexwertigen Symbolalphabeten mit hoher spektraler Effizienz möglich. Der optisch kohärente Empfänger wird mit einer Laserdiode und einem optischen 90°-Hybrid realisiert. Der Empfangslaser weist im Allgemeinen eine Abweichung f_d von der Trägerfrequenz f_0 auf, deren Beschreibung und Kompensation Gegenstand von Kapitel 5.2 sind. Die elektrische Feldstärke des Lokaloszillators lautet damit

$$E_L(t) = \hat{E}_L e^{j2\pi(f_0 - f_d)t}. \quad (2.2)$$

Die Ausgänge des 90°-Hybrids enthalten jeweils eine Summe der um Vielfache von 90° zueinander phasenverschobenen Eingänge und lassen sich durch eine Matrixmultiplikation ausdrücken [38]:

$$\begin{pmatrix} E_{a,1}(t) \\ E_{a,2}(t) \\ E_{a,3}(t) \\ E_{a,4}(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} j & j \\ j & -1 \\ 1 & -1 \\ -1 & j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_r(t) \\ E_L(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} j & j \\ j & -1 \\ 1 & -1 \\ -1 & j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{E}_s \tilde{r}(t) \\ \hat{E}_L e^{j2\pi(f_0 - f_d)t} \end{pmatrix}. \quad (2.3)$$

Wie in Abb. 2.2 angedeutet ist, bilden zwei symmetrische Photodioden (SPD) die Differenz der Intensitäten jeweils zweier Ausgänge. Für die daraus resultierenden Photoströme gilt mit (2.3) und dem Phasenwinkel $\arccos\{\tilde{r}\}$ von \tilde{r}

$$I_I \sim \hat{E}_s \hat{E}_L |\tilde{r}(t)| \cos\left(-2\pi(f_0 - f_d)t + \arccos\{\tilde{r}(t)\}\right) = \operatorname{Re}\left[E_r(t) E_L^*(t)\right] \quad (2.4)$$

$$I_Q \sim \hat{E}_s \hat{E}_L |\tilde{r}(t)| \sin\left(-2\pi(f_0 - f_d)t + \arccos\{\tilde{r}(t)\}\right) = \operatorname{Im}\left[E_r(t) E_L^*(t)\right]. \quad (2.5)$$

Dabei wurden Schrotrauschen und thermisches Rauschen weggelassen, da sie in optisch verstärkten Systemen gegenüber dem Verstärkerrauschen vernachlässigbar klein sind [38, S. 82]. Die Gleichungen (2.4) und (2.5) lassen sich als Real- und Imaginärteil des demodulierten, empfangenen Signals

$$\tilde{y}(t) = \tilde{r}(t) \exp(-j2\pi(f_0 - f_d)t) \quad (2.6)$$

interpretieren, das mit Weglassen von \hat{E}_s und \hat{E}_L als dimensionslos angenommen wird. Verschiedene Möglichkeiten der Implementierung eines 90°-Hybrids finden sich in [45].

2.1.2 Chromatische Dispersion

Unter chromatischer Dispersion (CD) versteht man das Phänomen, dass sich die Brechzahl eines Materials in Abhängigkeit der Wellenlänge ändert. Dies hat zur Folge, dass die Phasengeschwindigkeit einer elektro-magnetischen Welle in Materie von ihrer Frequenz abhängt [37]. Da der mit dem Nachrichtensignal modulierte Träger stets aus vielen spektralen Komponenten besteht, die jeweils eine unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeit besitzen, kommt es zu Impulsverbreiterung und in der Folge zu Intersymbolinterferenz

(ISI). In Einmodenfasern ist CD daher einer der dominanten Störeffekte bei der Nachrichtenübertragung. Mehrmodenfasern kommen in der schnellen optischen Datenübertragung nicht zum Einsatz, da die hier auftretende Modendispersion bereits bei kurzen Strecken und moderaten Bandbreiten zu beträchtlicher Impulsverbreiterung führt [46, S. 700].

Nach [47, S. 99] lässt sich die durch eine Einmodenfaser der Länge ℓ verursachte CD und Dämpfung im äquivalenten Basisband durch die Übertragungsfunktion

$$\tilde{H}_F(f) = \frac{\tilde{X}_F(f)}{\tilde{X}(f)} = A(\ell)e^{-jb(f)\ell} \quad (2.7)$$

beschreiben, wobei \tilde{X} und \tilde{X}_F die Fouriertransformierten des Sendesignals, bzw. des Signals am Faserausgang (jeweils im Basisband) bezeichnen. $b(f)$ ist der Ausbreitungskoeffizient und $A(\ell)$ die Dämpfung, die mit dem Dämpfungskoeffizienten α

$$A(\ell) = 10^{-\frac{\alpha}{20}\ell} \quad (2.8)$$

lautet. Wenn nicht anders angegeben, wird in dieser Arbeit davon ausgegangen, dass die Faserdämpfung durch optische Verstärkung gerade ausgeglichen wird, sodass $A = 1$ gesetzt werden kann.

Der Ausbreitungskoeffizient $b(f)$ kann durch eine Taylor-Reihenentwicklung um f_0 ausgedrückt werden. Da hier die Beschreibung des Faserkanals im äquivalenten Basisband gewünscht ist, muss $f_0 = 0$ gelten und man erhält damit nach [47] durch Abbruch der Taylor-Reihe nach dem Glied dritter Ordnung näherungsweise

$$b(f) \approx b_0 + b_1 f - \underbrace{\frac{\pi D_c \lambda_0^2}{c_0}}_{b_2} f^2 + \underbrace{\frac{\pi S_0 \lambda_0^4}{3c_0^2}}_{b_3} f^3, \quad (2.9)$$

wobei der chromatische Dispersionskoeffizient D_c und die Dispersionssteigung S_0 Materialkonstanten sind. Des Weiteren bezeichnet c_0 die Lichtgeschwindigkeit und λ_0 die Trägerwellenlänge (jeweils im Vakuum). Der Koeffizient b_0 bewirkt eine konstante Phasendrehung. Da in kohärenten Systemen die Phasenlage des empfangenen Signals ohnehin geschätzt werden muss und allein schon wegen des LOs im Allgemeinen vom Sendesignal abweicht, können diese Effekte zusammengefasst werden und b_0 kann im Folgenden unberücksichtigt bleiben. Durch den Koeffizienten b_1 entsteht eine Zeitverzögerung t_0 , die in Kapitel 5.1 gesondert betrachtet wird, weshalb für die Übertragungsfunktion $b_1 = 0$ angenommen wird. Damit und mit (2.7) sowie $A = 1$ lautet die Übertragungsfunktion der Einmodenfaser schließlich

$$\tilde{H}_F(f) = \exp \left(j \frac{\pi D_c \lambda_0^2}{c_0} \ell f^2 - j \frac{\pi S_0 \lambda_0^4}{3c_0^2} \ell f^3 \right). \quad (2.10)$$

Typische Werte für D_c und S_0 sind für eine Standard-Einmodenfaser nach Empfehlung der Internationalen Fernmeldeunion¹ $D_c = 17 \text{ ps}/(\text{nm km})$ und $S_0 = 0,06 \text{ ps}/(\text{nm}^2 \text{ km})$ [48].

¹Englisch: International Telecommunication Union (ITU).

Aus diesen Zahlenwerten folgt, dass selbst für Frequenzen von mehreren zehn Gigahertz b_3 um drei bis vier Größenordnungen kleiner ist als b_2 und daher in der Regel vernachlässigt werden kann. S_0 spielt erst eine Rolle, wenn die Dispersion in verschiedenen Kanälen eines Systems mit WDM verglichen wird, da die Wellenlänge λ_0 mit der vierten Potenz in b_3 eingeht.

Die Faserimpulsantwort $\tilde{h}_F(t) = \mathcal{F}^{-1}(\tilde{H}_F(f))$ im äquivalenten Tiefpasskanal berechnet sich durch inverse Fouriertransformation der Faserübertragungsfunktion. Für die empfangene Feldstärke (ohne Rauschen) erhält man damit durch Frequenzverschiebung der Faserimpulsantwort um f_0 und Faltung mit der gesendeten Feldstärke nach (2.1):

$$E_r(t) = E_x(t) * \tilde{h}_F(t) e^{j2\pi f_0 t} \quad (2.11)$$

$$= \hat{E}_s \tilde{x}(t) e^{j2\pi f_0 t} * \tilde{h}_F(t) e^{j2\pi f_0 t} \quad (2.12)$$

$$= \hat{E}_s \left(\tilde{x}(t) * \tilde{h}_F(t) \right) e^{j2\pi f_0 t}, \quad (2.13)$$

wobei in (2.13) der Verschiebungssatz der Fouriertransformation angewendet wurde.

2.1.3 Polarisationsmodendispersion

Auch in einer Einmodenfaser sind tatsächlich zwei Moden mit orthogonaler Polarisation ausbreitungsfähig, die sich aufgrund von Doppelbrechung mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten fortpflanzen [47, S. 75]. Dieser Effekt ist unter dem Namen Polarisationsmodendispersion (PMD) bekannt und führt zu einer Impulsverbreiterung, die jedoch bei modernen Fasertypen im Mittel deutlich unter der durch CD verursachten Impulsverbreiterung liegt [49, S. 95]. In Systemen mit kohärentem Empfänger kommt allerdings hinzu, dass der Polarisationszustand des LO-Signals mit demjenigen des empfangenen Signals übereinstimmen muss, wenn sich das aus der Überlagerung hervorgehende Signal nicht abschwächen oder schlimmstenfalls gänzlich auslöschen soll [38, S. 85].

PMD ist ein zufälliger, zeitabhängiger und frequenzabhängiger Effekt. In kohärenten optischen Systemen ist daher eine Regelung des Polarisationszustandes des empfangenen Signals notwendig. Hierfür bestehen prinzipiell zwei Möglichkeiten: (1) mit einem optischen Polarisationsregler [41, 50, 51] oder (2) mit einer Empfängerstruktur, welche die getrennte Detektion zweier orthogonal polarisierter Feldkomponenten erlaubt. Bei Variante (2) werden das LO-Signal und das Empfangssignal willkürlich in zwei orthogonale Polarisierungen aufgeteilt und in zwei getrennten 90°-Hybriden überlagert [4, S. 452]. Damit liegt neben Phase und Amplitude auch der Polarisationszustand des empfangenen Signals digital vor, was die Kompensation von PMD mit DSV möglich macht [52].

Ein polarisationsunterscheidender Empfänger ermöglicht die Verdopplung der Bitrate, indem auf den orthogonalen Polarisierungen zwei getrennte Datenströme übertragen werden. Da dieses Prinzip bereits mehrfach auch für optisch kohärente OFDM-Systeme erfolgreich demonstriert wurde [53–55], wird in dieser Arbeit vereinfachend davon ausgegangen, dass die Polarisierungen mit einer der vorgenannten Methoden perfekt getrennt werden können, sodass lediglich CD berücksichtigt werden muss.

2.1.4 Rauschen optischer Verstärker

Moderne Glasfasern besitzen im Vergleich zu anderen Übertragungsmedien einen geringen Dämpfungskoeffizienten, der für Standard-Einmodenfasern typischerweise $\alpha = 0,2$ dB/km beträgt [37, S. 284]. Sie eignen sich somit besonders für die Überbrückung langer Strecken und werden daher zur Datenübertragung in Weitverkehrsnetzen eingesetzt. Dennoch werden auch bei der Nachrichtenübertragung über Glasfasern Schrotrauschen und thermisches Rauschen im Detektor nach einigen zehn bis hundert Kilometern Länge dominant, weshalb sich das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) durch den Einsatz von optischen Zwischen- und Vorverstärkern deutlich verbessern lässt. Ab Faserlängen $\ell \gtrsim 150$ km wird der Einsatz von Verstärkern für eine verlässliche Übertragung unverzichtbar.

Die Entwicklung optischer Faserverstärker begann in den 1960er Jahren [56] und fand ab den 1990er Jahren in Form von Erbium-dotierten Faserverstärkern praktische Anwendung [47, S. 719]. Günstigerweise fällt bei diesem Verstärkertyp das Verstärkungsmaximum mit dem Dämpfungsminimum von Glasfasern bei $\lambda_0 = 1550$ nm zusammen [46, S. 838], weswegen hauptsächlich dieser als C-Band bezeichnete Wellenlängenbereich für Weitverkehrsverbindungen verwendet wird, obwohl das Dispersionsminimum von Glasfasern bei $\lambda_0 = 1310$ nm liegt [47, S. 906].

Faserverstärker nutzen (wie Laser) das Phänomen der stimulierten Emission aus: Mit einem Pumplaser werden Ionen in einem dotierten Glas auf ein höheres Energieniveau angeregt, welches sie unter Abstrahlung eines Photons wieder verlassen. Dabei wird die Abstrahlung des Photons durch ein von außen eintreffendes Photon – dem zu verstärkenden Signal – gleicher Frequenz und Phase induziert [57]. Da dieses Photon beim Durchlaufen des Faserverstärkers weitere Photonenemissionen stimuliert, tritt ein Verstärkungseffekt auf. Die Emission eines Photons kann allerdings auch spontan, also ohne äußere Einwirkung, erfolgen und weitere Emissionen stimulieren, wodurch der Rauscheffekt der verstärkten spontanen Emission (ASE)² entsteht. Spontane Emission ist unkorreliert zum Eingangssignal des Verstärkers und eine Überlagerung vieler, statistisch unabhängiger Ereignisse. ASE-Rauschen lässt sich daher als additives, weißes, Gauß'sches Rauschen (AWGN) modellieren [3, S. 88]. Für spätere Betrachtungen ist es günstig, das additive Verstärkerrauschen $\tilde{w}(t)$ im äquivalenten Tiefpasskanal zu definieren. Für die empfangene Feldstärke nach Durchlaufen der Einmodenfaser und Verstärkung ergibt sich daher unter Verwendung von (2.13)

$$E_r(t) = \hat{E}_s \left(\tilde{x}(t) * \tilde{h}_F(t) \right) e^{j2\pi f_0 t} + \tilde{w}(t) e^{j2\pi f_0 t}. \quad (2.14)$$

Auf dem Gebiet der optischen Kommunikationstechnik hat sich eine auf die Bandbreite $B_o = 12,5$ GHz normierte Definition des SNRs durchgesetzt. Sie lautet für den Fall, dass ASE-Rauschen dominiert

$$\gamma = \frac{P_{\text{sig},o}^2}{S_{\text{ASE}} P_{\text{sig},o} B_o} = \frac{P_{\text{sig},o}}{S_{\text{ASE}} B_o} \quad (2.15)$$

und wird als optisches Signal-Rausch-Verhältnis (OSNR) bezeichnet. Dabei ist $P_{\text{sig},o}$ die optische Signalleistung (in einer Polarisation) und S_{ASE} die als konstant angenommene,

²Englisch: amplified spontaneous emission.

zweiseitige Rauschleistungsdichte des ASE-Rauschens (in derselben Polarisation). Gleichung (2.15) stellt tatsächlich ein Verhältnis elektrischer Leistungen in einem gedachten, idealen Photodetektor³ dar, wobei im Nenner der ASE-Signal-Mischterm steht, der linear mit der optischen Leistung zusammenhängt. Andere Rauschbeiträge wurden hier vernachlässigt. Für Details zu dieser Definition wird auf [58] verwiesen.

Zur Überbrückung langer Strecken werden in regelmäßigen Abständen ℓ_s Zwischenverstärker mit Verstärkung G und Rauschzahl F (beide in dB) eingesetzt, sh. Abb. 2.3. Die gesamte Übertragungstrecke wird somit in $N_{\text{seg}} = \ell/\ell_s$ Segmente aufgeteilt. Geht man

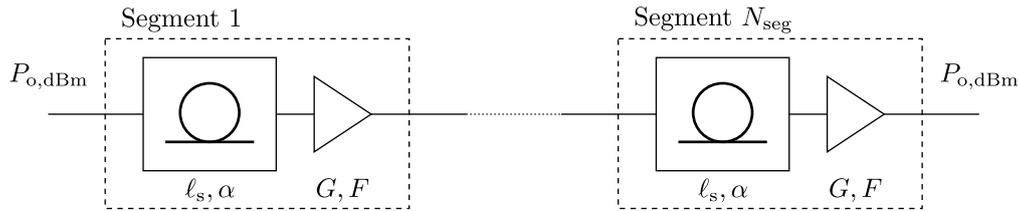


Abbildung 2.3: Glasfaserverbindung mit regelmäßig eingesetzten Zwischenverstärkern.

davon aus, dass ein Verstärker gerade die Dämpfung des vorangegangenen Faserstücks kompensiert ($G = \alpha\ell_s$) und dass alle Verstärker identische Parameter G und F besitzen, dann lässt sich das verfügbare OSNR am Ende einer Übertragungstrecke gut mit

$$\gamma_{\text{dB}} = P_{o,\text{dBm}} + 58 \text{ dBm} - F - \alpha\ell_s - 10 \log_{10}(N_{\text{seg}}) \quad (2.16)$$

abschätzen [47, S. 909]. In (2.16) bezeichnet $P_{o,\text{dBm}}$ die optische Eingangsleistung in dBm und die Schrotrauschleistung von 58 dBm bezieht sich auf $B_o = 12,5 \text{ GHz}$ und $\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$. Ein typischer Wert für die Rauschzahl kommerziell erhältlicher Faserverstärker ist $F = 5 \text{ dB}$ [47, S. 909], der Abstand ℓ_s zwischen zwei Verstärkern liegt üblicherweise zwischen 60 und 80 km [49, S. 68].

2.1.5 Phasenrauschen von Laserdioden

Für die Datenübertragung über Einmodenfasern werden fast ausschließlich Halbleiter-Diodenlaser eingesetzt [59]. Im Gegensatz zu Leuchtdioden ist das von einer Laserdiode emittierte Licht phasenkohärent und dadurch quasi monochromatisch⁴. Die damit einhergehende geringe Bandbreite dieser Strahlungsquellen machen sie besonders geeignet für die schnelle Datenübertragung. Dennoch tritt auch bei Laserdioden neben der gewünschten stimulierten Emission immer auch spontane Emission auf, die sich in einer zufälligen Phasenänderung der abgestrahlten harmonischen Schwingung niederschlägt [37]. Dieser als Phasenrauschen bezeichnete Effekt wirkt sich vor allem in kohärenten Übertragungssystemen schädlich aus, da dort ein Laser als Phasenreferenz dient. In diesem Kapitel wird daher das Phänomen des Phasenrauschens und die Charakterisierung von Laserdioden

³Ein idealer Photodetektor besitzt eine Quanteneffizienz von eins.

⁴Streng genommen werden von einer Laserdiode mehrere diskrete Wellenlängen abgestrahlt. Diese Nebenlinien werden jedoch durch geeignete Bauweise weitgehend unterdrückt.

eingeführt. Die Auswirkung von Phasenrauschen auf das hier betrachtete Übertragungssystem wird in Kapitel 5.3 untersucht.

Die komplexe Hüllkurve $E(t)$ des von einer Laserdiode erzeugten elektrischen Felds lautet unter Vernachlässigung von Intensitätsrauschen

$$E(t) = \hat{E} e^{j\tilde{\varphi}(t)}, \quad (2.17)$$

wobei \hat{E} die Feldamplitude ist und die zufällige Phase $\tilde{\varphi}$ das Phasenrauschen des Lasers repräsentiert. Im Gegensatz zu den Feldgrößen in Kapitel 2.1.1 wird hier das äquivalente Basisband betrachtet. Das Phasenrauschen wird häufig über die Phasenänderung

$$\Delta\tilde{\varphi}(\tau) = \tilde{\varphi}(t) - \tilde{\varphi}(t - \tau) \quad (2.18)$$

charakterisiert. Diese Phasenänderung wird durch spontane Emission hervorgerufen und ist das Resultat der Überlagerung vieler zufälliger, statistisch unabhängiger Ereignisse [60]. Nach dem zentralen Grenzwertsatz kann $\Delta\tilde{\varphi}$ daher mit einer normalverteilten Zufallsvariablen beschrieben werden, welche die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (WDF)

$$p_{\Delta\tilde{\varphi}}(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\Delta\tilde{\varphi}}^2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{\xi^2}{\sigma_{\Delta\tilde{\varphi}}^2}\right) \quad (2.19)$$

besitzt. Die Autokorrelation $R_{EE}(\tau)$ von $E(t)$ lautet per Definition

$$R_{EE}(\tau) = \mathbb{E} [E(t)E^*(t - \tau)], \quad (2.20)$$

wobei $\mathbb{E}[\cdot]$ den Erwartungswertoperator und $\tau \in \mathbb{R}$ die Verschiebungsvariable der Autokorrelation bezeichnet. Durch Einsetzen von (2.17) und (2.18) in (2.20) erhält man

$$R_{EE}(\tau) = \mathbb{E} \left[\hat{E}^2 \exp\left(j \{ \tilde{\varphi}(t) - \tilde{\varphi}(t - \tau) \} \right) \right] \quad (2.21)$$

$$= \hat{E}^2 \mathbb{E} \left[\exp(j\Delta\tilde{\varphi}(\tau)) \right] \quad (2.22)$$

und mit der Definition des Erwartungswertes sowie der WDF aus (2.19)

$$R_{EE}(\tau) = \hat{E}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j\xi) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\Delta\tilde{\varphi}}^2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{\xi^2}{\sigma_{\Delta\tilde{\varphi}}^2}\right) d\xi \quad (2.23)$$

$$= \hat{E}^2 \exp\left(-\frac{1}{2} \sigma_{\Delta\tilde{\varphi}}^2\right). \quad (2.24)$$

Man kann zeigen, dass unter der Annahme eines konstanten Leistungsdichtespektrums der Momentanfrequenz (d. h. für weißes Frequenzrauschen) für die Varianz von $\Delta\tilde{\varphi}$

$$\sigma_{\Delta\tilde{\varphi}}^2 = 2\pi|\tau|\beta \quad (2.25)$$

gilt [60, 61], wobei β die sogenannte Linienbreite bezeichnet, deren Bedeutung gleich noch erläutert wird. Einsetzen von (2.25) in (2.24) liefert

$$R_{EE}(\tau) = \hat{E}^2 e^{-\pi|\tau|\beta}, \quad (2.26)$$

und durch Fouriertransformation von $R_{EE}(\tau)$ lässt sich schließlich das Leistungsdichtespektrum S_E des elektrischen Feldes bestimmen:

$$S_E(f) = \mathcal{F}\{R_{EE}(\tau)\} = \frac{2\hat{E}^2}{\pi\beta + \frac{4\pi f^2}{\beta}}. \quad (2.27)$$

Die Linienbreite β wird häufig zur Charakterisierung des Phasenrauschens von Laserdioden angegeben. Sie ist definiert als die spektrale Breite von S_E bei der Hälfte des Maximums von S_E , also bei $S_E(0)/2$.

Eine Simulation von $\tilde{\varphi}(t)$ nach (2.18) ist in Abb. 2.4a für eine Linienbreite von 100 kHz gezeigt. Darin ist deutlich das allmähliche und doch zufällige Abdriften der Laserphase

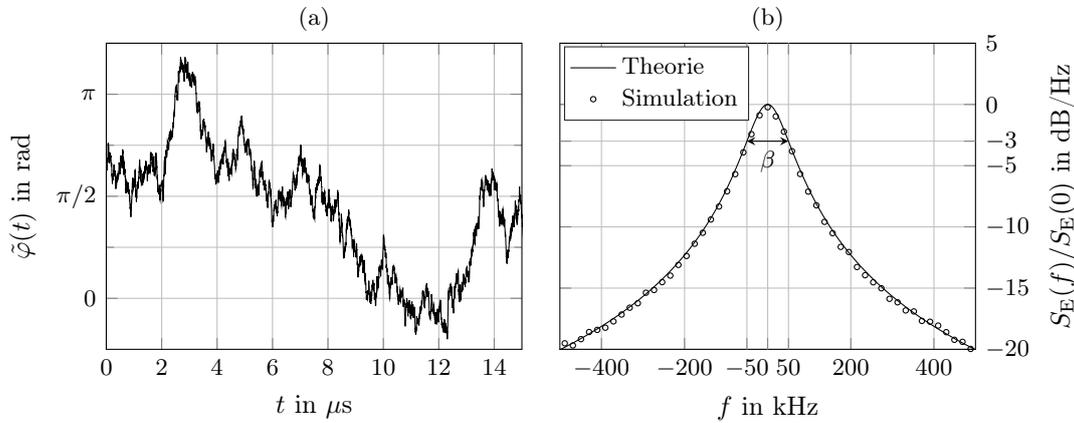


Abbildung 2.4: (a) Phase und (b) Leistungsdichtespektrum der komplexen Hüllkurve des elektrischen Feldes eines Lasers mit Linienbreite $\beta = 100$ kHz.

zu sehen. In Abb. 2.4b ist das dazugehörige Leistungsdichtespektrum der komplexen Hüllkurve $E(t)$ des Lasers dargestellt, ebenfalls für $\beta = 100$ kHz. Das durch Simulation geschätzte Leistungsdichtespektrum stimmt gut mit seiner theoretischen Form aus (2.27) überein und die spektrale Halbwertsbreite von S_E ist gleich der Linienbreite β .

Nach (2.4) und (2.5) sind die Photoströme am Empfänger proportional zu Real- und Imaginärteil des Produktes $E_r(t)E_L^*(t)$ von empfangener Feldstärke und Empfangslaserfeldstärke. Man kann leicht zeigen, dass sich das jeweils in den Photoströmen enthaltene Phasenrauschen unter Vernachlässigung von CD am Empfänger so addiert, dass für die kombinierte Phasenänderung

$$\Delta\tilde{\varphi}_K(t) = \Delta\tilde{\varphi}_s(t) - \Delta\tilde{\varphi}_L(t) \quad (2.28)$$

gilt. Die Phasenänderungen $\Delta\tilde{\varphi}_s$ des Sendelasers und $\Delta\tilde{\varphi}_L$ des Empfangslasers sind offensichtlich statistisch unabhängig, sodass die Varianz der kombinierten Phasenänderung

$\Delta\tilde{\varphi}_K$ der Summe der Varianzen von $\Delta\tilde{\varphi}_s$ und $\Delta\tilde{\varphi}_L$ entspricht [62, S. 119]. Mit (2.25) folgt daraus für die kombinierte Linienbreite

$$\beta_K = \beta_s + \beta_L, \quad (2.29)$$

wobei β_s und β_L die Linienbreiten des Sende- bzw. Empfangslasers bezeichnen.

2.1.6 Systemtheoretisches Modell

Mit den vorangegangenen Kapiteln lässt sich für das optisch kohärente Übertragungssystem das systemtheoretische Ersatzschaltbild in Abb. 2.5 finden. Zunächst soll nur der

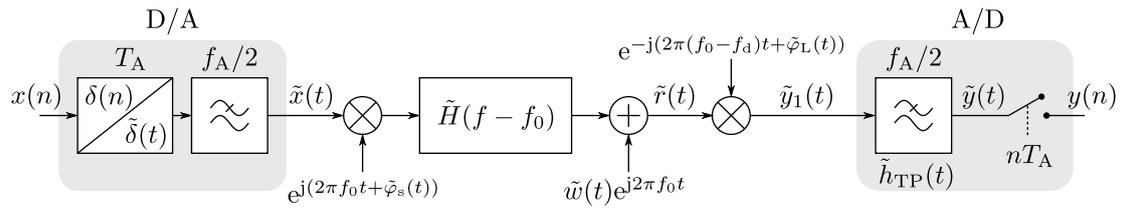


Abbildung 2.5: Ersatzschaltbild des optisch kohärenten Übertragungssystems. D/A: Digital-Analog-Umsetzung, A/D: Analog-Digital-Umsetzung.

analoge Teil des Systems betrachtet werden. Für das empfangene Signal \tilde{y}_1 vor Tiefpass-Filterung gilt demnach

$$\tilde{y}_1(t) = \left(\left(\tilde{x}(t)e^{j(2\pi f_0 t + \tilde{\varphi}_s(t))} * \tilde{h}(t)e^{j2\pi f_0 t} \right) + \tilde{w}(t)e^{j2\pi f_0 t} \right) e^{-j(2\pi(f_0 - f_A)t + \tilde{\varphi}_L(t))} \quad (2.30)$$

$$= \left(\tilde{x}(t)e^{j\tilde{\varphi}_s(t)} * \tilde{h}(t) \right) e^{j(2\pi f_A t - \tilde{\varphi}_L(t))} + \tilde{w}(t)e^{j(2\pi f_A t - \tilde{\varphi}_L(t))}, \quad (2.31)$$

wobei $\tilde{\varphi}_s$ und $\tilde{\varphi}_L$ das Phasenrauschen des Sende- bzw. Empfangslasers bezeichnen. $\tilde{H}(f)$ repräsentiert die Kanalübertragungsfunktion im äquivalenten Basisband und $\tilde{h}(t)$ ist die dazugehörige Impulsantwort. Für den Fall, dass lediglich CD berücksichtigt wird, gilt $\tilde{H}(f) = \tilde{H}_F(f)$ gemäß (2.10). Im Allgemeinen kann $\tilde{H}(f)$ weitere frequenzselektive Elemente wie z. B. optische Filter enthalten. Faser-Nichtlinearitäten werden in dieser Arbeit unter der Annahme einer ausreichend geringen Fasereingangsleistung ($\lesssim 0$ dBm) vernachlässigt [12, 63].

Das Sendesignal $\tilde{x}(t)$ entsteht durch ideale Digital-Analog-Umsetzung (D/A) des zeitdiskreten Sendesignals $x(n)$. Hierfür wird $x(n)$ zunächst in eine Folge gewichteter Dirac-Impulse $\tilde{\delta}(t)$ mit der Periode $T_A = 1/f_A$ umgesetzt und durchläuft anschließend eine ideale Tiefpassfilterung mit Grenzfrequenz $f_A/2$. Es gilt daher $\tilde{x}(nT_A) = x(n)$. Empfängerseitig wird das empfangene Signal ebenfalls zunächst mit einem idealen Tiefpass mit Grenzfrequenz $f_A/2$ und Impulsantwort \tilde{h}_{TP} gefiltert. Mit (2.31) erhält man für das

Signal \tilde{y} am Ausgang des Tiefpasses

$$\tilde{y}(t) = \underbrace{\left[\left(\tilde{x}(t) e^{j\tilde{\varphi}_s(t)} * \tilde{h}(t) \right) e^{j(2\pi f_d t - \tilde{\varphi}_L(t))} \right]}_{=: \tilde{x}_d(t)} * \tilde{h}_{\text{TP}}(t) + \underbrace{\left[\tilde{w}(t) e^{j(2\pi f_d t - \tilde{\varphi}_L(t))} \right]}_{=: \tilde{w}_{\text{TP}}(t)} * \tilde{h}_{\text{TP}}(t). \quad (2.32)$$

Anschließend wird \tilde{y} zu den Zeitpunkten $t = nT_A$ abgetastet, wobei $n \in \mathbb{N}$. Für spätere Betrachtungen ist es wünschenswert, das abgetastete Signal $\tilde{y}(nT_A)$ als

$$y(n) = \tilde{y}(nT_A) = \left(x(n) e^{j\varphi_s(n)} * h(n) \right) e^{j\left(2\pi \frac{f_d}{f_A} n - \varphi_L(n)\right)} + w_{\text{TP}}(n), \quad (2.33)$$

ausdrücken zu können. Darin sind $x(n) = \tilde{x}(nT_A)$, $\varphi_s(n) = \tilde{\varphi}_s(nT_A)$, $\varphi_L(n) = \tilde{\varphi}_L(nT_A)$ und $w_{\text{TP}}(n) = \tilde{w}_{\text{TP}}(nT_A)$; $h(n)$ wird gleich noch definiert. Damit obige Schreibweise zulässig ist, dürfen die Faltungsoperanden im ersten Summanden von (2.32) jeweils höchstens die Grenzfrequenz $f_A/2$ besitzen. In Anhang A.2 wird gezeigt, dass dies für $\tilde{x}_1(t) = \tilde{x}(t) e^{j\tilde{\varphi}_s(t)}$ eine realistische Annahme ist. Für den Übertragungskanal, der die vergleichsweise sehr breitbandige Glasfaser enthält, gilt dies im Allgemeinen nicht. Da aber \tilde{x}_1 als streng bandbegrenzt in $[-f_A/2, f_A/2]$ angenommen wird, ist $h(n)$ definiert als das Ergebnis einer idealen Tiefpassfilterung von $\tilde{h}(t)$ mit Grenzfrequenz $f_A/2$ und anschließender Abtastung an den Zeitpunkten $t = nT_A$ (es gilt also im Allgemeinen $h(n) \neq \tilde{h}(nT_A)$). In Anhang A.2 wird außerdem gezeigt, dass auch \tilde{x}_d unter realistischen Bedingungen eine Grenzfrequenz $\leq f_A/2$ besitzt, und für \tilde{h}_{TP} ist diese Bedingung per Definition erfüllt. Da es sich bei \tilde{h}_{TP} um einen idealen Tiefpass mit Grenzfrequenz $f_A/2$ handelt, gilt außerdem $\tilde{h}_{\text{TP}}(nT_A) = \delta(n)$, wobei $\delta(n)$ den Einheitsimpuls bezeichnet. $y(n)$ kann daher wie gewünscht mit dem Ausdruck in (2.33) beschrieben werden.

Für den im Fortgang dieser Arbeit wichtigen Sonderfall $\tilde{\varphi}_s(t) = \tilde{\varphi}_L(t) = 0 \forall t$, also für die Abwesenheit von Phasenrauschen, erhält man für (2.32)

$$\tilde{y}(t) = \left[\left(\tilde{x}(t) * \tilde{h}(t) \right) e^{j2\pi f_d t} \right] * \tilde{h}_{\text{TP}}(t) + \underbrace{\left[\tilde{w}(t) e^{j2\pi f_d t} \right]}_{=: \tilde{w}_{\text{TP}}(t)} * \tilde{h}_{\text{TP}}(t) \quad (2.34)$$

und nach Abtastung zu den Zeitpunkten $t = nT_A$

$$y(n) = (x * h)(n) e^{j2\pi \frac{f_d}{f_A} n} + w_{\text{TP}}(n). \quad (2.35)$$

Für die spätere Verwendung von (2.35) sind die statistischen Eigenschaften von $w_{\text{TP}}(n)$ von Interesse. Dazu wird der Rauschterm $\tilde{w}_{\text{TP}}(t)$ in (2.34) betrachtet: darin ist $\tilde{w}(t)$ nach Kapitel 2.1.4 die Musterfunktion eines mittelwertfreien, stationären, weißen Gaußprozesses $\tilde{\mathbf{w}}$, der mit $e^{j2\pi f_d t}$ multipliziert wird. Jede Zufallsvariable von $\tilde{\mathbf{w}}$ wird also mit einem deterministischen Faktor multipliziert und behält somit ihre Eigenschaft der Gaußverteilung und Mittelwertfreiheit bei. Anschließend erfolgt die Anwendung des linearen Filters \tilde{h}_{TP} , das eine Linearkombination von gaußverteilten Zufallsvariablen erzeugt. Da eine solche Linearkombination wieder eine gaußverteilte Zufallsvariable ergibt, ist $\tilde{w}_{\text{TP}}(t)$ wiederum eine Musterfunktion eines stationären und mittelwertfreien Gaußprozesses [64].

Wegen des rechteckförmigen Filters \tilde{h}_{TP} besitzt der Prozess am Ausgang des Filters eine in $[-f_A/2, f_A/2]$ rechteckförmige spektrale Leistungsdichtefunktion und somit eine si-förmige Autokorrelationsfunktion mit Nullstellen bei $\tau = nT_A$, wobei $n \in \mathbb{Z} \setminus \{0\}$. Nach Abtastung mit $t = nT_A$ weist der dadurch entstehende Prozess \mathbf{w} folglich die Autokorrelationsfunktion $R_{\mathbf{w}\mathbf{w}}(\eta) = \delta(\eta)$ auf. Zusammenfassend ist der Rauschterm in (2.35) also eine Musterfunktion $w(n)$ eines weißen, mittelwertfreien und stationären Gaußprozesses \mathbf{w} und das empfangene, abgetastete Signal lautet damit unter Vernachlässigung von Phasenrauschen

$$y(n) = (x * h)(n)e^{j2\pi \frac{f_A}{T_A} n} + w(n). \quad (2.36)$$

Obige Überlegungen zu $w(n)$ gelten ebenso, wenn neben Phasenrauschen auch Frequenzabweichung vernachlässigt wird.

2.2 Orthogonaler Frequenzmultiplex (OFDM)

In Systemen, die Mehrträgermodulation anwenden, werden – im Gegensatz zu Einträgersystemen – mehrere Träger (sog. Unterträger) unterschiedlicher Frequenz moduliert. Die zur Verfügung stehende Bandbreite wird somit in viele schmalbandige Kanäle aufgeteilt. Einer der Vorteile von Mehrträgersystemen besteht darin, dass diese schmalbandigen Kanäle annähernd frequenzflach sind, wodurch sich die Kanalverzerrung erheblich vereinfacht [65]. Der Empfänger eines Mehrträgersystems muss für die Rekonstruktion der gesendeten Daten in der Lage sein, die Unterträger wieder voneinander zu trennen. OFDM erreicht dies, indem es für die Unterträger mathematisch orthogonale Funktionen verwendet, was erstmals 1966 in [66] vorgeschlagen wurde. Obwohl sich die Einzelspektren der Unterträger überlappen, lassen sie sich durch geeignete Demodulation dennoch interferenzfrei detektieren, wodurch OFDM eine hohe spektrale Effizienz erreicht. OFDM ist darüber hinaus wegen seiner effizienten digitalen Implementierung mittels einer schnellen Fouriertransformation, die erstmals in [67] vorgestellt wurde, ein attraktives Mehrträgerverfahren. Aufgrund seiner hohen Robustheit gegenüber Frequenzselektivität findet es bereits in einigen Kommunikationsdiensten Anwendung, unter anderem im drahtgebundenen digitalen Teilnehmeranschluss DSL, dem Standard für Drahtlosnetzwerke IEEE 802.11 (WLAN), den Rundfunkstandards DAB und DVB-T oder dem Mobilfunkstandard LTE [68].

Kapitel 2.2.1 beschreibt die grundlegenden Prinzipien von OFDM, woraufhin Kapitel 2.2.2 auf spezielle Eigenschaften von OFDM-Signalen eingeht. Der Anwendung von OFDM auf optische Kommunikationssysteme in Kapitel 2.2.3 folgt in Kapitel 2.2.4 eine Diskussion der Wahl der Systemparameter für ein optisches OFDM-System und einige Übertragungsszenarien in Kapitel 2.2.5. Eine Erläuterung des in dieser Arbeit verwendeten Simulationsmodells ist in Kapitel 2.2.6 gegeben.

2.2.1 Prinzip

Es sei $X(k)$ das zu übertragende komplexwertige Informationssymbol auf dem k -ten der insgesamt N Unterträger eines einzelnen OFDM-Symbols, das die Dauer $T = N/f_A$

besitzt. Dann lautet das zeitkontinuierliche OFDM-Basisbandsignal für dieses OFDM-Symbol

$$\tilde{x}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi \frac{k f_A}{N} t} \right), \quad (2.37)$$

wobei $\text{rect}(t)$ die Rechteckfunktion bezeichnet, die für $0 \leq t < 1$ den Wert 1 und für alle anderen Werte von t den Wert 0 besitzt. Gleichung (2.37) beschreibt eine Summe N komplexer und mit $X(k)$ gewichteter Schwingungen, die als Unterträger fungieren. Zwei benachbarte Unterträger besitzen den Unterträgerabstand $f_u = f_A/N = 1/T$, wodurch sich in Verbindung mit der Beschränkung auf das OFDM-Symbolintervall $[0, T]$ die Orthogonalität der Unterträger ergibt, da somit jeder Unterträger im OFDM-Symbolintervall eine ganze Anzahl von Perioden besitzt [65, S. 34]. Für die Bildung der $X(k)$ aus der zu übertragenden binären Information wird hier Quadraturamplitudenmodulation (QAM) verwendet und ein einzelner Wert $X(k)$ wird im Folgenden als QAM-Symbol bezeichnet, während OFDM-Symbol die Gesamtheit von N QAM-Symbolen meint. Der zeitliche Abstand der seriellen QAM-Symbolfolge $X(k), X(k+1), \dots$ am Eingang des OFDM-Senders beträgt $1/f_A$.

Durch Abtastung von $\tilde{x}(t)$ erhält man mit (2.37)

$$x(n) = \tilde{x}(n/f_A) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi \frac{kn}{N}} = \text{IDFT}[X(k)] \quad \text{für } n \in [0, N-1], \quad (2.38)$$

was der Synthesgleichung der inversen diskreten Fouriertransformation (IDFT) entspricht. Die diskrete Fourier-Transformation (DFT) ist die inverse Operation zur IDFT und erlaubt somit die Berechnung von $X(k)$ aus $x(n)$:

$$X(k) = \text{DFT}[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad \text{für } k \in [0, N-1]. \quad (2.39)$$

Die OFDM-Modulation lässt sich also senderseitig mit einer IDFT und die empfängerseitige Demodulation mit einer DFT realisieren. In dieser Arbeit beziehen sich der DFT- und IDFT-Operator stets auf eine Länge von N .

Gleichung (2.39) entnimmt man, dass für jeden der N Ausgangswerte N komplexe Multiplikationen notwendig sind, womit der Aufwand für die Berechnung der DFT N^2 komplexe Multiplikationen beträgt. Cooley und Tukey stellten in [69] allerdings einen Algorithmus vor, mit dem sich der Aufwand für die Berechnung einer DFT auf $2N \log_2 N$ komplexe Multiplikationen verringert. Dieser Algorithmus wird gemeinhin als schnelle, diskrete Fouriertransformation (FFT) bezeichnet und lässt sich in leicht abgewandelter Form als inverse FFT (IFFT) auch für die aufwandsreduzierte Berechnung der IDFT verwenden. Da OFDM für die Modulation bzw. Demodulation eine IDFT bzw. DFT einsetzt, besitzt dieser Algorithmus für die Implementierung von OFDM-Systemen große Bedeutung.

Bislang wurde in diesem Kapitel lediglich ein einzelnes OFDM-Symbol betrachtet, wohingegen für die Datenübertragung eine Folge von OFDM-Symbolen gesendet wird.

Bei einer Übertragung über einen dispersiven Kanal besitzen die einzelnen Unterträger unterschiedliche Gruppenlaufzeiten und es kommt zu ISI zwischen benachbarten OFDM-Symbolen. Um dies zu vermeiden kann als Schutzintervall (SI) ein zeitlicher Abstand zwischen zwei OFDM-Symbolen eingefügt werden, der mindestens so lang wie die größte Gruppenlaufzeitdifferenz ist. Besonders günstig ist es, dieses Schutzintervall mit einer zyklischen Erweiterung des OFDM-Symbols zu füllen, da dann jeder Unterträger näherungsweise lediglich eine Phasenverschiebung erfährt [70].

Für die Vermeidung von ISI ist es bei der Bildung des Schutzintervalls unerheblich, ob dieses aus einer zyklischen Erweiterung durch vorangestellte (Präfix) oder nachgestellte (Postfix) IDFT-Ausgangswerte besteht. Hier wird eine Kombination aus Prä- und Postfix verwendet, wobei das Schutzintervall aus insgesamt $N_G = N_{G,r} + N_{G,o}$ IDFT-Ausgangswerten besteht. Dabei bezeichnet $N_{G,r}$ die Länge des Präfixes und $N_{G,o}$ die Länge des Postfixes. Wie Abb. 2.6 illustriert, wird das Präfix durch Wiederholung der letzten $N_{G,r}$ Werte des OFDM-Symbols am Anfang des Symbols gebildet. Entsprechend

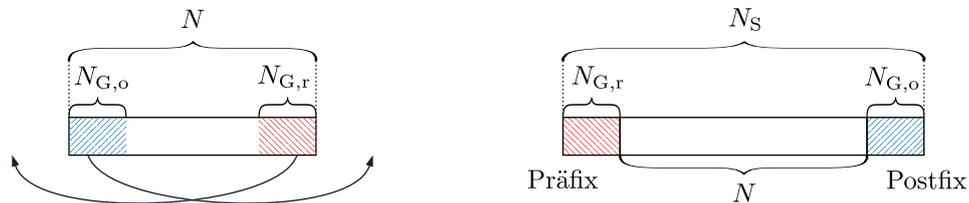


Abbildung 2.6: OFDM-Symbol vor (l.) und nach (r.) Einfügen von zyklischem Prä- und Postfix.

besteht das Postfix aus einer Wiederholung der ersten $N_{G,o}$ Werte. Für eine möglichst gleichmäßige Länge von Prä- und Postfix wird

$$N_{G,r} = \left\lfloor \frac{N_G}{2} \right\rfloor, \quad N_{G,o} = \left\lceil \frac{N_G}{2} \right\rceil \quad (2.40)$$

gewählt. Die Bildung des Schutzintervalls mit Prä- und Postfix ist für ein Synchronisationsverfahren hilfreich, das in Kapitel 5.1.2.3 vorgestellt werden wird.

2.2.2 Stochastische Eigenschaften

Bei der Beschreibung eines Übertragungssystems ist die zu sendende Information nicht im Voraus bekannt, sondern lässt sich nur als statistische Größe beschreiben. Dies gilt in der Folge auch für das gesendete Signal $\tilde{x}(t)$, wobei in der vorliegenden Arbeit von besonderem Interesse ist, wie sich ein OFDM-Signal mit Mitteln der Stochastik ausdrücken lässt. In diesem Kapitel sollen einige bekannte stochastische Eigenschaften von OFDM-Signalen wiederholt werden, die im Fortgang der Arbeit benötigt werden.

In einem Übertragungssystem kann man im Allgemeinen davon ausgehen, dass die Werte 0 und 1 der zu sendenden binären Information gleich häufig sind. Daraus folgt, dass auch alle QAM-Symbole mit derselben Häufigkeit auftreten. Jeweils N solcher Symbole bilden dann den Eingang $X(k)$ der IDFT, wobei $\text{Re } X(k_1)$ jeweils als Zufallsvariable aufgefasst werden kann, die zu jedem beliebigen anderen IDFT-Eingang $\text{Re } X(k_2)$ mit

$k_2 \neq k_1$ statistisch unabhängig ist. Alle $\operatorname{Re} X(k)$ sind darüber hinaus identisch verteilt mit der Varianz $\sigma^2/2$ und bei regelmäßigen QAM-Symbolalphabeten außerdem mittelwertfrei. Dieselben Aussagen gelten für $\operatorname{Im} X(k)$. Der Real- und Imaginärteil des IDFT-Ausgangs x ist demnach und mit (2.38) eine gewichtete Summe aus N statistisch unabhängigen Zufallsvariablen. Aus dem zentralen Grenzwertsatz der Wahrscheinlichkeitsrechnung [71, S. 266] folgt daher die Annahme, x gehorche für $N \rightarrow \infty$ in Real- und Imaginärteil jeweils einer Gaußverteilung.

Tatsächlich zeigten Wei u. a. in [72], dass unter den obigen Bedingungen für $X(k)$ Real- bzw. Imaginärteil $\tilde{a}(t)$ des komplexen Basisband-OFDM-Signals $\tilde{x}(t)$ aus (2.37) für $N \rightarrow \infty$ schwach gegen einen mittelwertfreien, stationären Gaußprozess $\tilde{\mathbf{a}}(t)$ konvergieren, für dessen Autokorrelation

$$R_{\tilde{\mathbf{a}}\tilde{\mathbf{a}}}(\tau) = \operatorname{E} [\tilde{\mathbf{a}}(t_1)\tilde{\mathbf{a}}(t_2)] = \frac{\sigma^2}{2} \operatorname{si} \left(\frac{\pi\tau}{T_A} \right) \quad (2.41)$$

gilt, wobei $\tau = t_2 - t_1$. Real- und Imaginärteil von $\tilde{x}(t)$ sind statistisch unabhängig und das Ergebnis in (2.41) ist unabhängig vom verwendeten QAM-Symbolalphabet.

Real- bzw. Imaginärteil $a(n)$ des zeitdiskreten OFDM-Signals erhält man durch Abtastung von $\tilde{a}(t)$ mit $a(n) = \tilde{a}(nT_A)$. Die Korrelation der Zufallsvariablen $\mathbf{a}(n_1)$ und $\mathbf{a}(n_2)$ liefert mit (2.41) die Autokorrelation $R_{\mathbf{a}\mathbf{a}}$ des Zufallsprozesses $\mathbf{a}(n)$:

$$R_{\mathbf{a}\mathbf{a}}(\eta) = \operatorname{E} [\mathbf{a}(n_1)\mathbf{a}(n_2)] = \operatorname{E} [\tilde{\mathbf{a}}(n_1T_A)\tilde{\mathbf{a}}(n_2T_A)] = \frac{\sigma^2}{2} \operatorname{si}(\pi\eta), \quad (2.42)$$

wobei $\eta = n_2 - n_1$ und $\eta \in \mathbb{Z}$. Dass dieser Ausdruck für alle $\eta \neq 0$ Null ist, bedeutet, dass zwei Abtastwerte eines OFDM-Signals unkorreliert sind. Offensichtlich kann dies nicht gelten, wenn ein Schutzintervall in Form einer zyklischen Wiederholung eingefügt wird und (2.42) ist demnach nur für OFDM-Signale ohne Schutzintervall, bzw. für das Grundintervall eines OFDM-Symbols im Zeitbereich gültig.

Jetzt wird der Prozess des komplexen OFDM-Signals $\mathbf{x} = \mathbf{a}_R + j\mathbf{a}_I$ betrachtet. Seine Autokorrelation lautet per Definition

$$R_{\mathbf{x}\mathbf{x}}(\eta) = \operatorname{E} \left[(\mathbf{a}_R(n_1) + j\mathbf{a}_I(n_1)) (\mathbf{a}_R(n_2) + j\mathbf{a}_I(n_2))^* \right] \quad (2.43)$$

$$= \operatorname{E} [\mathbf{a}_R(n_1)\mathbf{a}_R(n_2)] + \operatorname{E} [\mathbf{a}_I(n_1)\mathbf{a}_I(n_2)] \stackrel{(2.42)}{=} 2R_{\mathbf{a}\mathbf{a}}(\eta) = \sigma^2 \operatorname{si}(\pi\eta), \quad (2.44)$$

wobei in (2.44) ausgenutzt wurde, dass \mathbf{a}_R und \mathbf{a}_I statistisch unabhängig und mittelwertfrei sind.

Aus der Definition eines Gaußprozesses folgt, dass eine beliebige Auswahl der Zufallsvariablen $\mathbf{a}(n_1), \mathbf{a}(n_2), \dots$ multivariat gaußverteilt ist [71, S. 298]. Dies bedeutet insbesondere, dass ein einzelner Abtastwert $\mathbf{a}(n)$ des Real- oder Imaginärteils eines OFDM-Signals gaußverteilt ist und die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$p_{\mathbf{a}}(\xi) = \frac{1}{\sqrt{\pi\sigma^2}} e^{-\frac{\xi^2}{\sigma^2}} \quad (2.45)$$

besitzt, wobei nach (2.42) für seine Varianz $\operatorname{E} [\mathbf{a}(n)\mathbf{a}(n)] = R_{\mathbf{a}\mathbf{a}}(0) = \sigma^2/2$ gilt. Die Varianz des komplexen OFDM-Signals ist analog dazu $R_{\mathbf{x}\mathbf{x}}(0) = \sigma^2$ und wird im Folgenden auch als mittlere Leistung bezeichnet.

2.2.3 Anwendung auf optische Kommunikationssysteme

Motiviert durch die Möglichkeit der elektronischen Kompensation von CD wurden 2006 die ersten Arbeiten zu OFDM als Modulationsformat für optische Übertragungssysteme bekannt: In [12] wurde ein optisches OFDM-System mit Direktempfänger und in [13] ein System mit kohärentem Empfänger vorgestellt. Beide Konzepte haben gemein, dass der optische Träger mit einem elektrisch erzeugten OFDM-Signal moduliert wird. Daneben wurde später auch vorgeschlagen, IFFT und FFT allein mit optischen Bauelementen zu implementieren [73], wobei es sich hierbei um eine Multiplextechnik paralleler Datenströme auf verschiedenen optischen Trägern handelt. Das in der vorliegenden Arbeit betrachtete elektrisch erzeugte OFDM-Signal ist hingegen als Modulationsverfahren eines einzelnen optischen Trägers einzustufen. Für die hier angestrebten Bitraten von 100 bis 400 Gbit/s eignet sich der kohärente Empfang wegen der in Kapitel 2.1.1 genannten Vorteile besser als der Direktempfänger und wird für das Folgende vorausgesetzt.

Abbildung 2.7 zeigt das Blockschaltbild eines optischen OFDM-Übertragungssystems mit kohärentem Empfänger, das dem Prinzip nach [74] entspricht. Der elektrisch analoge

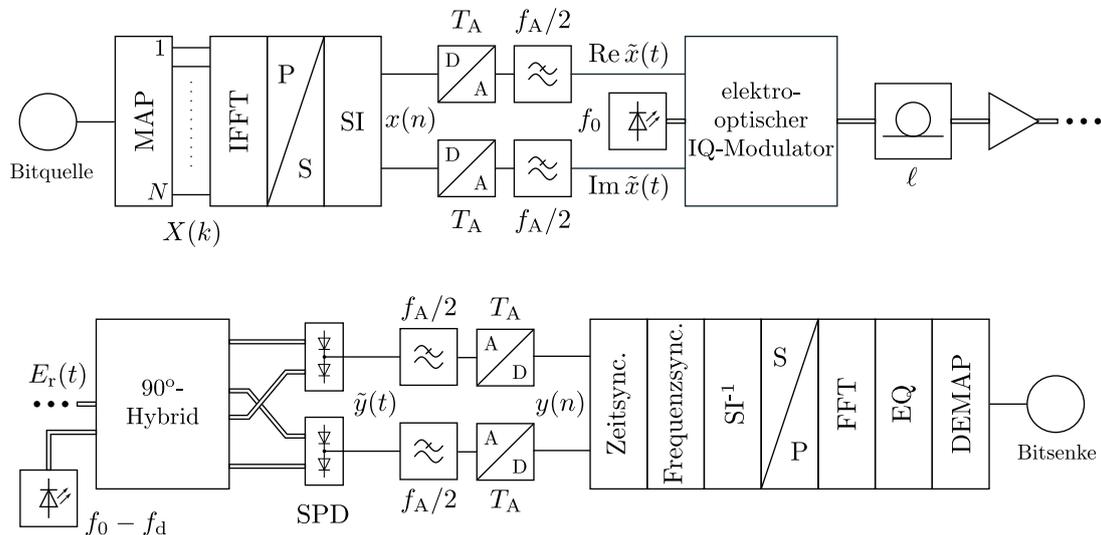


Abbildung 2.7: Optisches OFDM-Übertragungssystem mit kohärentem Empfänger. Doppellinien kennzeichnen optische Signalpfade. SPD: symmetrische Photodiode, SI: Schutzintervall.

und der optische Teil des Systems entsprechen denen in Abb. 2.2. Hinzugekommen sind die Erzeugung des digitalen OFDM-Signals $x(n)$ sowie der digitale OFDM-Empfänger. Senderseitig werden im Mapper (MAP) je M zu übertragende Bits einem komplexen QAM-Symbol zugeordnet. N QAM-Symbole bilden jeweils ein OFDM-Symbol und liegen parallel am Eingang des IFFT-Blocks an, der $X(k)$ in den Zeitbereich transformiert. Nach Parallel-Seriell-Wandlung (P/S) wird ein Schutzintervall der Länge N_G eingefügt (vgl. Kapitel 2.2.1). Anschließend werden Real- und Imaginärteil von $x(n)$ mit je einem DAU, der mit der Umsetzungsrate $f_A = 1/T_A$ arbeitet, in ein zeitkontinuierliches Signal umgesetzt. Das nachfolgende Tiefpassfilter mit Grenzfrequenz $f_A/2$ entfernt die nach

Digital-Analog-Umsetzung vorhandenen Spiegelspektren.

Mit dem so erzeugten OFDM-Zeitbereichssignal $\tilde{x}(t)$ werden Amplitude und Phase des optischen Trägers moduliert und das resultierende Signal wird über eine Einmodenfaser der Länge ℓ mit einem oder mehreren optischen Zwischenverstärkern (hier vereinfacht durch einen Verstärker dargestellt) übertragen. Nach kohärenter Demodulation durchläuft das empfangene elektrische Signal $\tilde{y}(t)$ zunächst eine Tiefpassfilterung mit Grenzfrequenz $f_A/2$, um bei der darauffolgende Abtastung im ADU das Abtasttheorem einzuhalten. Es folgen mehrere digitale Verarbeitungsschritte zur Rekonstruktion der gesendeten Daten: Zunächst wird eine Zeitsynchronisation zwischen dem OFDM-Symboltakt des Senders und des Empfängers durchgeführt, um die bei der Übertragung entstehende Zeitverzögerung auszugleichen. Darauf folgt die Frequenzsynchronisation, die die Frequenzabweichung zwischen Sende- und Empfangslaser kompensiert (sh. Kapitel 5). Nach Entfernung des Schutzintervalls (SI^{-1}) und Seriell-Parallel-Wandlung (S/P) transformiert der FFT-Block das empfangene Signal in den Frequenzbereich. Dort wird im Entzerrer (EQ) jeder Unterträger mit dem Kehrwert des Kanalkoeffizienten $H(k)$ multipliziert. Da $H(k)$ im Allgemeinen nicht bekannt ist, muss er zuvor geschätzt werden (hier nicht gezeigt, sh. Kapitel 3.3.1). Schließlich werden im Demapper (DEMAP) mit einer Maximum-Likelihood-Entscheidung die gesendeten Symbole geschätzt und den ihnen entsprechenden Bits zugeordnet.

2.2.4 Wahl der Systemparameter

Um eine möglichst hohe Bitrate bei zuverlässiger Übertragung zu erzielen, ist eine sorgfältige Auslegung des optischen OFDM-Systems erforderlich. In diesem Kapitel werden die wichtigsten Systemparameter erläutert und unter Berücksichtigung übertragungstechnischer und technologischer Begrenzungen bestimmt.

2.2.4.1 Nullträger

Aus zwei Gründen werden in der Regel nicht alle Unterträger eines OFDM-Systems moduliert: (1) da einige elektrische Bauteile, wie z. B. elektrische Verstärker oder der Dateneingang des elektro-optischen IQ-Modulators, wechsellspannungsgekoppelt sind, sollte das Sendesignal $\tilde{x}(t)$ gleichspannungsfrei sein. Dies lässt sich bei OFDM-Modulation einfach dadurch erreichen, dass der Unterträger mit Frequenz Null und ggf. einige benachbarte Unterträger nicht moduliert, bzw. mit Null belegt werden. Die Anzahl dieser Nullträger wird mit N_{DC} bezeichnet. (2) Vor Abtastung am Empfänger muss das empfangene Signal tiefpassgefiltert werden, um das Abtasttheorem einzuhalten (vgl. Abb. 2.7). Da ein Basisband-OFDM-Signal ein annähernd rechteckförmiges Spektrum mit Grenzfrequenz $f_A/2$ besitzt, und ein praktisch realisierbares Tiefpassfilter mit Grenzfrequenz $f_A/2$ im Durchlassbereich bereits eine Dämpfung aufweist, werden die äußeren Unterträger des OFDM-Spektrums gedämpft und weisen in der Folge ein niedriges SNR auf. Daher bleiben N_Z Unterträger am Rand des Spektrums ungenutzt, was gleichzeitig die Toleranz gegenüber Frequenzabweichung erhöht (sh. Kapitel 5.2.1).

Die Wahl von N_Z hängt von der konkret vorhandenen Empfängerbandbreite und Fil-

terimplementierung ab. Typische Werte für das Verhältnis N_Z/N in optischen OFDM-Systemen liegen zwischen 0,32 [75] und 0,36 [76, 77]. In der vorliegenden Arbeit wird $N_Z/N \approx 0,33$ und $N_{DC} = 5$ gewählt. Insgesamt werden also lediglich

$$N_U = N - N_Z - N_{DC} \quad (2.46)$$

Unterträger moduliert.

2.2.4.2 Länge des Schutzintervalls

Zur Vermeidung von ISI muss die Länge t_G des Schutzintervalls mindestens so groß wie die maximale Gruppenlaufzeitdifferenz t_d sein [78, S. 66]. Diese beträgt durch CD nach Durchlaufen einer Einmodenfaser mit Dispersionskoeffizient D_c und Länge ℓ [4, S. 163]

$$t_d = D_c \ell \lambda_d \leq t_G, \quad (2.47)$$

wobei λ_d die Wellenlängenbandbreite (die Differenz aus größter und kleinster Wellenlänge) des betrachteten Signals bezeichnet. Nach [3, S. 38] lautet die Bandbreite B des Bandpass-OFDM-Signals inklusive Schutzintervall, gemessen bis zur ersten Nullstelle der äußeren Unterträgerspektren

$$B = \frac{2}{T + t_G} + \frac{N - N_Z - 1}{T}. \quad (2.48)$$

Wegen $B \ll f_0$ lässt sich die Wellenlängenbandbreite gut mit

$$\lambda_d \approx \frac{\lambda_0^2}{c_0} B \quad (2.49)$$

annähern. Zur Berechnung der minimalen Schutzintervalllänge setzt man $t_{G,\min} = t_d$ und erhält durch Einsetzen von (2.48) und (2.49) in (2.47) sowie Auflösen nach t_G

$$t_{G,\min} = \frac{1}{2} \left[\frac{D_c \ell \lambda_0^2 (N - N_Z - 1)}{c_0 T} - T + \dots \right. \\ \left. \dots \sqrt{\left(\frac{D_c \ell \lambda_0^2 (N - N_Z - 1)}{c_0 T} - T \right)^2 + 4 \frac{D_c \ell \lambda_0^2 (N - N_Z + 1)}{c_0}} \right]. \quad (2.50)$$

Da das Schutzintervall durch zyklische Wiederholung einer ganzen Anzahl N_G von IDFT-Ausgangswerten realisiert wird, ist eine beliebig genaue Einstellung von t_G nicht möglich. Vielmehr wird

$$N_G = \lceil f_A t_{G,\min} \rceil \quad (2.51)$$

für die Länge des Schutzintervalls gewählt.

2.2.4.3 Bitrate, Anzahl der Unterträger und Umsetzungsrate

Auf jedem der Datenunterträger werden pro OFDM-Symbol M Bits übertragen, wobei N_T Unterträger für Pilottöne zur Schätzung der Momentanphase reserviert sind (sh. Kapitel 5.3). Die Zeitdauer eines OFDM-Symbols inklusive Schutzintervall beträgt $T_S = (N + N_G)/f_A$. Für die Berechnung der Nettobitrate v_b des Systems ist darüber hinaus zu berücksichtigen, dass zur Kanalschätzung nach je N_D Datensymbolen N_P Pilotsymbole gesendet werden, die keine Nutzinformation enthalten (sh. Kapitel 3.3.1) und dass für eine verlässliche Datenübertragung ein Fehlerschutzcode mit Coderate $\rho < 1$ eingesetzt werden muss. Damit lautet unter der Annahme von Polarisationsmultiplex die Nettobitrate des OFDM-Systems

$$v_b = 2 \frac{M(N - N_Z - N_{DC} - N_T) f_A}{N + N_G} \left(\frac{N_D}{N_D + N_P} \right) \rho. \quad (2.52)$$

Aus (2.52) ist ersichtlich, dass prinzipiell ein großes N wünschenswert ist, da die relative Schutzintervalllänge t_G/T dadurch sinkt. Dies wird auch in Abb. 2.8a deutlich, worin die relative Schutzintervalllänge in Abhängigkeit der Faserlänge aufgetragen ist. Dabei wird die mindestens benötigte Schutzintervalllänge nach (2.50), sowie $f_A = 32$ GHz und $N_Z/N = 0,33$ zugrunde gelegt. Für geringe Unterträgeranzahlen steigt die Schutzinter-

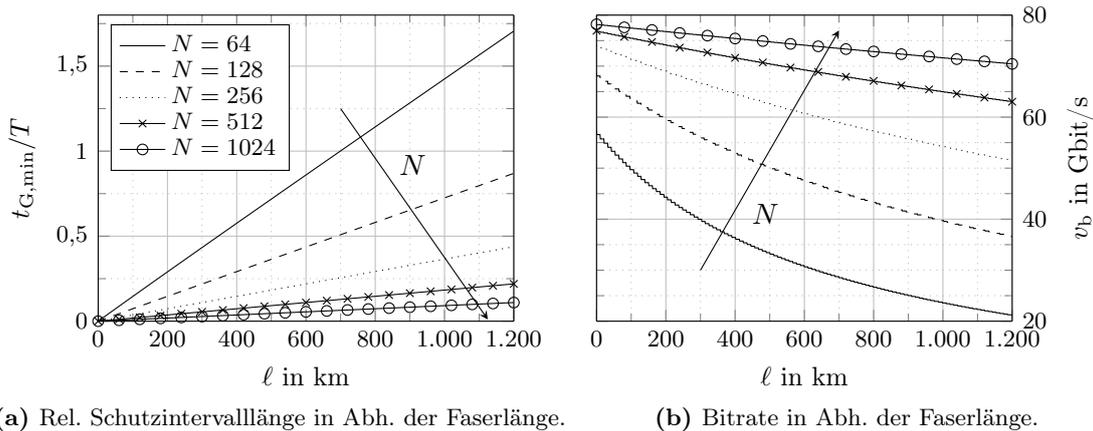


Abbildung 2.8: Auswirkung des Schutzintervalls auf die Bitrate für verschiedene Anzahlen von Unterträgern mit $f_A = 32$ GHz, $M = 2$, $N_Z/N = 0,33$, $N_{DC} = 5$, $N_T = 6$, $N_D = 3000$, $N_P = 10$ und $\rho = 0,93$. Legende gilt für beide Unterabbildungen.

valllänge mit wachsender Faserlänge steil an, sodass die Redundanz durch das Schutzintervall z. B. für $N = 64$ bei $\ell = 700$ km bereits 100% beträgt. Für größere Unterträgeranzahlen ist die Steigung hingegen deutlich geringer. Dies wirkt sich auch auf die Bitrate aus, wie Abb. 2.8b verdeutlicht. Darin ist für eine 4-QAM-Modulation der Unterträger ($M = 2$) sowie $N_{DC} = 5$, $N_T = 6$, $N_D = 3000$, $N_P = 10$ und $\rho = 0,93$ die Nettobitrate in Abhängigkeit der Faserlänge aufgetragen. Da mit steigender Faserlänge ein größeres Schutzintervall benötigt wird, sinkt gleichzeitig v_b . Der negative Einfluss des Schutzinter-

valls auf die Bitrate ist für große Unterträgeranzahlen dabei deutlich geringer, weswegen ein großes N günstig erscheint.

Allerdings wird N von zwei Faktoren begrenzt: (1) N ist gleichzeitig die Länge der (I)FFT in Sender/Empfänger, deren Komplexität proportional zu $N \log_2 N$ ist (vgl. Kapitel 2.2.1). N sind deswegen technologische Grenzen gesetzt. (2) Die OFDM-Symboldauer steigt mit N und damit auch die durch Phasenrauschen verursachte Phasenänderung während eines OFDM-Symbols (vgl. Kapitel 2.1.5 und 5.3). Daher gilt: Je größer N , desto negativer wirkt sich Phasenrauschen auf das Übertragungssystem aus. In dieser Arbeit wird $N = 256$ gewählt, da dieser Wert technologisch machbar erscheint [30, 79] und eine erträgliche Schutzintervall-Redundanz erlaubt.

Die Umsetzungsrate f_A geht nach (2.52) linear in die Bitrate ein und sollte deswegen ebenfalls möglichst groß sein. Auch hier existieren jedoch technologische Einschränkungen, die die Umsetzungsrate eines DAUs begrenzen. Aktuelle Entwicklungen auf dem Gebiet der integrierten Schaltungstechnik machen DAUs in CMOS⁵-Technologie mit Umsetzungsraten im Bereich 28 - 36 GHz bei Bandbreiten um die Nyquistfrequenz $f_A/2$ und nominellen Auflösungen von 3 - 8 bit möglich [34, 79, 80]. Zwar existieren auch Arbeiten zu DAU-Realisierungen mit deutlich höheren Umsetzungsraten [81], diese erreichen jedoch Bandbreiten um 13 GHz und damit unterhalb der Nyquistfrequenz. Für die vorliegende Arbeit wird daher $f_A = 32$ GHz gewählt und eine analoge DAU-Ausgangsbandbreite von mindestens $f_A/2$ angenommen.

Die Wahl von N_D und N_P wird in Kapitel 3.3.1 und der Wert von N_T in Kapitel 5.3 motiviert. Die Coderate von $\rho = 0,93$ entspricht einer Redundanz von 7%, was einen üblichen und von der ITU empfohlenen Wert für hochbitratige optische Übertragungssysteme darstellt [82, 83].

Die in diesem Kapitel definierten Systemparameter sind in Anhang A.1 zusammengefasst und gelten für alle folgenden Betrachtungen, wenn nicht anders angegeben.

2.2.5 Übertragungsszenarien

In diesem Kapitel werden die mit optischen OFDM-Systemen erzielbaren Bitraten und Reichweiten sowie einige Übertragungsszenarien vorgestellt. Da, wie in den vorangegangenen Kapiteln gezeigt, durch entsprechende Wahl des Schutzintervalls prinzipiell beliebig große Gruppenlaufzeitdifferenzen tolerierbar sind, ist die Reichweite des Systems nicht durch CD, sondern durch Rauschen begrenzt. Daher ist zunächst zu ermitteln, welches OSNR γ_b am Empfänger benötigt wird, um für eine gegebene Modulationsstufe eine Bitfehlerhäufigkeit (BER) von 10^{-3} vor Fehlerkorrektur zu erreichen. Dazu wurden Simulationen des Systems aus Abb. 2.7 für eine Unterträgermodulation mit vierwertiger QAM (kurz: 4-QAM) sowie 16-, 64- und 256-QAM durchgeführt (eine Erläuterung des Simulationsmodells folgt in Kapitel 2.2.6). Dabei wurden Phasenrauschen, Frequenzabweichung und Zeitverzögerung zunächst vernachlässigt. Darüber hinaus wurde gemäß Kapitel 2.2.4 $N = 256$, $f_A = 32$ GHz und $\ell = 80$ km gewählt, auch die restlichen Systemparameter entsprechen denen aus Anhang A.1.

⁵Complementary metal-oxide-semiconductor (CMOS)

Die simulierte BER ist in Abb. 2.9a dargestellt. Erwartungsgemäß benötigen höherstufige Modulationsformate ein höheres OSNR γ_b , um eine BER von 10^{-3} zu erreichen, da die Konstellationspunkte näher zusammenliegen und somit die Wahrscheinlichkeit von Fehlentscheidungen steigt. Um die sich aus γ_b ergebende Reichweitenbegrenzung zu ermitteln, ist in Abb. 2.9a außerdem die erreichbare Faserlänge ℓ in Abhängigkeit des OSNRs nach (2.16) aufgetragen. Dafür wird $P_{o,\text{dBm}} = 0$ dBm, $F = 5$ dB, $\alpha = 0,2$ dB/km und $\ell_s = 80$ km angenommen. Nach Abb. 2.9a gilt für 4-QAM $\gamma_b = 12,4$ dB, woraus sich eine Reichweite von ca. 23.000 km ergibt (in der Abb. nicht sichtbar). Für 16-QAM beträgt die Reichweite immerhin noch 4450 km, für 64-QAM 1030 km und für 256-QAM 250 km.

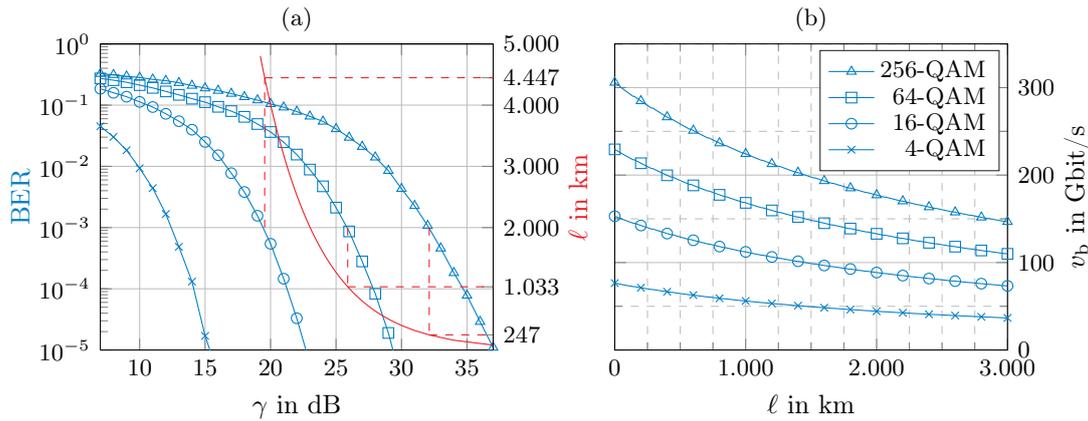


Abbildung 2.9: (a) Simulierte BER (mit Markierung) und Reichweite (ohne Markierung) in Abhängigkeit des OSNRs; (b) Bitrate in Abhängigkeit der Faserlänge für verschiedene Modulationsstufen und $\rho = 0,93$ sowie Polarisationsmultiplex. Legende gilt für beide Unterabbildungen. Für Systemparameter sh. Anhang A.1.

Neben der Reichweite ist auch die Nettobitrate nach (2.52) von Interesse, die wegen des Schutzintervalls mit steigender Faserlänge sinkt und in Abb. 2.9b gezeigt ist. In Verbindung mit der Reichweitenbegrenzung lassen sich damit einige Anwendungsbeispiele des optischen OFDM-Systems finden, die in Tabelle 2.1 zusammengefasst sind. Für lan-

Tabelle 2.1: Übertragungsszenarien für $f_A = 32$ GHz, $N = 256$ und $\rho = 0,93$ unter Annahme von Polarisationsmultiplex. Für weitere Systemparameter sh. Anhang A.1.

	4-QAM	16-QAM	64-QAM	256-QAM
M	2	4	6	8
ℓ in km	2500	1500	500	100
N_G	232	140	47	10
N_G/N	90,6%	54,7%	18,4%	3,9%
v_b in Gbit/s	40,1	98,9	193,8	294,4
γ_b in dB	12,4	19,4	25,8	32,1

ge Strecken ist die Redundanz durch das Schutzintervall beträchtlich und das verfügbare

OSNR am Empfänger ermöglicht nur für niedrige Modulationsstufen eine verlässliche Übertragung, weshalb in diesen Szenarien nur moderate Bitraten möglich sind. Auf kürzeren Strecken lassen sich hingegen auch höhere Modulationsstufen wie 64- und 256-QAM einsetzen, sodass hier Bitraten bis annähernd 300 Gbit/s erreicht werden.

Da sowohl Schutzintervalllänge als auch Modulationsstufe in einem entsprechend gestalteten OFDM-Sender programmierbar sind [33], bieten optische OFDM-Systeme eine hohe Flexibilität bei der Anpassung von Bitrate und Reichweite auf die vorliegenden Anforderungen und Gegebenheiten.

2.2.6 Simulationsmodell des optischen OFDM-Systems

Für einige Untersuchungen in dieser Arbeit wird die Datenübertragung mit dem System in Abb. 2.7 mithilfe eines eigens hierfür erstellten Computerprogramms simuliert. Zwar kann eine Simulation die Wirklichkeit nie perfekt abbilden, erlaubt aber die Untersuchung von Systemen, die sich einer geschlossenen mathematischen Beschreibung oder einer experimentellen Untersuchung entziehen. Außerdem lassen sich Effekte von Interesse isoliert betrachten, indem manche Bauteile idealisiert und somit andere Effekte vernachlässigt werden. Das hier verwendete Simulationsprogramm eignet sich zur Modellierung einer Vielzahl optischer Übertragungssysteme und wurde am Institut für Nachrichtenübertragung der Universität Stuttgart von Daniel Efinger, Michael Bernhard, Klaus Oestreich und dem Autor der vorliegenden Arbeit in der Sprache C++ entwickelt. Eine ausführliche Beschreibung des Simulationsprogramms kann im Rahmen dieser Arbeit nicht erfolgen. Daher beschreibt dieses Kapitel nur die wichtigsten und für die Beurteilung der folgenden Ergebnisse relevanten Aspekte des Programms.

Nicht alleiniger aber häufigster Zweck des Simulationsprogramms ist die numerische Berechnung der BER eines optischen Kommunikationssystems. Dazu wird nach dem Monte-Carlo-Prinzip wiederholt die Übertragung eines Informationssymbols simuliert, wobei Zufallsprozesse wie Rauschen oder die zu übertragende Information durch Pseudo-Zufallszahlengeneratoren modelliert werden, sodass das Simulationsergebnis bei jedem Durchgang im Allgemeinen unterschiedlich ist. Nach einer vorgegebenen Anzahl übertragener Bits wird die gesendete mit der empfangenen Bitfolge verglichen, um so die Bitfehlerwahrscheinlichkeit des simulierten Systems durch die numerisch berechnete BER abzuschätzen. Typischerweise wird dieser Vorgang für verschiedene Werte des OSNRs wiederholt, was der Ermittlung der Empfängerempfindlichkeit, also des benötigten OSNRs für eine gegebene BER, dient. Für diese Ziel-BER wird hier der Wert 10^{-3} angenommen, da sich ausgehend von dieser BER mit einer modernen Fehlerschutzcodierung Bitfehlerhäufigkeiten $< 10^{-15}$ nach Fehlerkorrektur erreichen lassen [83]. Die Fehlerschutzcodierung selbst wird in der vorliegenden Arbeit allerdings nicht berücksichtigt. Je OSNR-Wert wird hier die Übertragung von 10^6 Bits simuliert. Um die Rechenzeit zu verringern, wird die Simulation jedoch abgebrochen, sobald am Empfänger 1000 Bitfehler oder mehr festgestellt wurden.

Neben Zufallsprozessen enthält das Simulationsprogramm Modelle von analogen Bauteilen wie Laserdiode, Einmodenfaser oder Filter. Für eine möglichst genaue Nachbildung der physikalischen Wirklichkeit werden analoge Signale mit einer 32-fachen Überabtas-

tung modelliert, indem das DAU-Modell jeden Abtastwert 32 mal wiederholt (dies entspricht einer rechteckförmigen Impulsformung). Einige Bauteile wie z. B. Einmodenfaser und Filter, lassen sich im Frequenzbereich einfacher und effizienter beschreiben. Dabei wird mithilfe des FFT-Algorithmus und des Overlap-Add-Verfahrens eine lineare Faltung berechnet [84, S. 248].

Alle in dieser Arbeit beschriebenen Effekte (CD, Verstärkerrauschen, Kennlinie des Modulators, etc.) können mit dem Simulationsprogramm nachgebildet werden. Manche Aspekte optischer Übertragungssysteme wurden hingegen nicht implementiert. Dazu gehört z. B. die Simulation von WDM-Systemen, die hier nicht untersucht werden.

3 Einfluss senderseitiger Quantisierungsfehler

Die angestrebten Bitraten von 100 Gbit/s und mehr stellen hohe Anforderungen an die Geschwindigkeit der digitalen Hardware des Übertragungssystems. Speziell bei OFDM ist bereits im Sender eine komplexe DSV-Schaltung für die Erzeugung des Sendesignals notwendig, woran der IFFT-Block den größten Anteil besitzt. Bei einer Implementierung mit integrierter Schaltungstechnik steigt mit der Komplexität der Schaltung die benötigte Chipfläche, was die maximalen Signallaufzeiten auf dem Chip vergrößert. Dies erschwert wiederum die Einhaltung von zeitlichen Randbedingungen¹ in einer taktsynchronen Schaltung und begrenzt somit deren Taktfrequenz. Darüber hinaus nimmt die Stromaufnahme der Schaltung mit ihrer Komplexität zu, was vor allem durch die notwendige Abführung der dadurch entstehenden Wärme einen begrenzenden Faktor darstellt. Da die Komplexität einer digitalen Schaltung mit den verwendeten Wortbreiten² steigt, ist im Umkehrschluss ein Kompromiss zwischen Geschwindigkeit und Wortbreite erforderlich. Auch beim DAU ist die Wortbreite der Eingangswerte technologisch begrenzt und die maximal realisierbare Wortbreite nimmt mit steigender Umsetzungsrate f_A ab.

Bei digitaler Signalverarbeitung liegen die zu verarbeitenden Werte stets quantisiert vor, sind also einem diskreten Wertevorrat entnommen. Je kleiner die verfügbare Wortbreite ist, desto kleiner ist dieser Wertevorrat und desto größer sind die entstehenden Berechnungsfehler, hier als Quantisierungsfehler bezeichnet. Quantisierungsfehler entstehen auch, wenn ein Signal aufgrund von Wortbreitenbegrenzungen mit einem kleineren Wertevorrat dargestellt werden muss, als eigentlich nötig wäre, um alle Signalzustände abzubilden. Dies trifft auch und im Besonderen bei OFDM-Signalen zu, denn der Ausgang der IDFT kann theoretisch beliebige Werte annehmen, ist praktisch jedoch durch die Ausgangswortbreite der IFFT und die Eingangswortbreite des DAUs auf einen endlichen, diskreten Wertebereich begrenzt. Quantisierungsfehler treten in Sender und Empfänger eines OFDM-Systems gleichermaßen auf. Für die Untersuchung ihres Einflusses und insbesondere für den Entwurf jeweiliger Gegenmaßnahmen ist es zweckmäßig, sender- und empfängerseitige Effekte zunächst getrennt zu betrachten. Die vorliegende Arbeit konzentriert sich auf senderseitige Quantisierungsfehler und empfängerseitige werden daher vernachlässigt. Für Untersuchungen zu empfängerseitigen Quantisierungsfehlern wird auf [85, 86] verwiesen.

Kapitel 3.1 führt zunächst die senderseitigen Quellen von Quantisierungsfehlern ein, worauf in Kapitel 3.2 die Untersuchung der Auswirkung dieser Fehler folgt. Eine zu deren

¹Zum Beispiel Setup- und Hold-Zeiten von Flipflops.

²In dieser Arbeit wird für die Anzahl von Bits je Datenwort der Begriff Wortbreite verwendet, da mit Länge häufig die zeitliche Dauer eines Signals assoziiert wird.

Abmilderung geeignete Vorverarbeitung des Sendesignals wird ebenfalls in Kapitel 3.2 vorgestellt. Kapitel 3.3 widmet sich speziell dem Einfluss von Quantisierungsfehlern auf die Kanalschätzung und Verfahren zu deren Verringerung.

3.1 Quellen von Quantisierungsfehlern

Eine detaillierte Darstellung der digitalen Schaltung des OFDM-Senders ist in Abb. 3.1 gezeigt. Der erste Funktionsblock ist darin der QAM-Mapper, der jeweils M zu über-

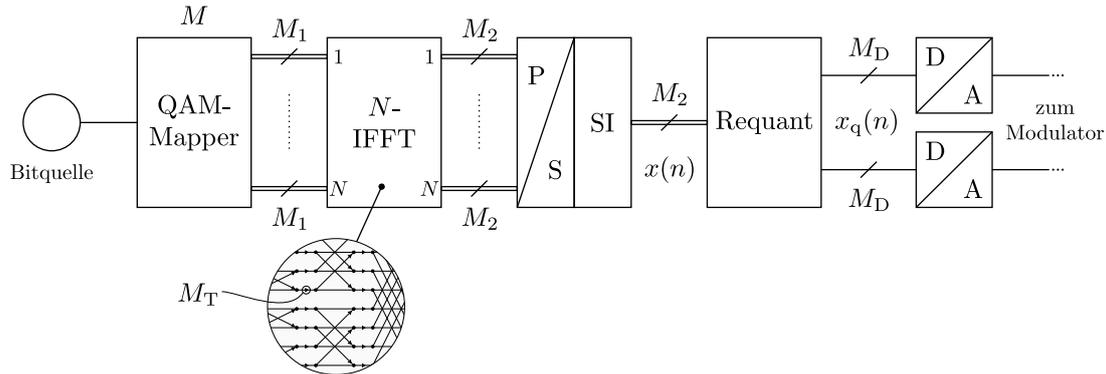


Abbildung 3.1: Blockschaltbild der digitalen Schaltung des OFDM-Senders. Doppellinien kennzeichnen komplexwertige Signalpfade. SI: Schutzintervall.

tragende Bits einem Symbol aus einem QAM-Symbolalphabet zuordnet. Der QAM-Mapper belegt außerdem die den Nullträgern entsprechenden Eingänge der IFFT mit Null, bzw. ordnet den Daten-Unterträgern die soeben erzeugten QAM-Symbole zu und realisiert damit eine Seriell-Parallel-Wandlung der Daten. Das QAM-Symbolalphabet besitzt einen endlichen Vorrat von 2^M Werten. Bei Verwendung von regelmäßigen, quadratischen QAM-Symbolalphabeten lassen sich Real- und Imaginärteil der Symbole leicht ohne Genauigkeitsverlust mit digitalen Worten der Breite M_1 darstellen, sodass durch den Mapper keine Quantisierungsfehler zu erwarten sind.

Der nachfolgende IFFT-Block ist weitaus komplexer und hier stellt sich zunächst die Frage, mit welcher Wortbreite M_T Real- und Imaginärteil der in (2.38) vorkommenden Faktoren $\exp(j2\pi \frac{kn}{N})$ dargestellt werden sollen³. Der IFFT-Algorithmus berechnet, wie in der Vergrößerung in Abb. 3.1 angedeutet, die IDFT in mehreren Stufen, weshalb darüber hinaus darauf zu achten ist, dass bei der Berechnung der Zwischenergebnisse die Wortbreiten ausreichend groß gewählt werden, um Überläufe zu vermeiden. Dabei wächst die Wortbreite stufenweise an, bis sie am Ausgang der IFFT den Wert M_2 erreicht. Gleichzeitig muss die Genauigkeit der Ergebnisse für die zuverlässige Datenübertragung hinreichend groß und die Komplexität der Schaltung beherrschbar sein. Diese Problematik wurde für die hier angestrebten Bitraten von Bernhard in [86] ausführlich diskutiert. Er

³Im Kontext einer I/FFT werden diese Faktoren häufig als Drehfaktoren (engl. twiddle factors) bezeichnet.

kommt zu dem Ergebnis, dass das Verhältnis von Signal- zu Quantisierungsrauschen mit $M_1 = 9$ bit, $M_T = 8$ bit und $M_2 = 14$ bit am Ausgang der IFFT mehr als 40 dB beträgt. Bezüglich der notwendigen IFFT-Ausgangswortbreite treffen die Autoren von [87] eine ähnliche Aussage.

Nach Serialisierung der parallelen IFFT-Ausgangsdaten und Einfügen des Schutzintervalls (SI) werden Real- und Imaginärteil des Sendesignals $x(n)$ durch zwei DAUs mit einer Eingangswortbreite von jeweils M_D in analoge Signale umgesetzt. Wie in Kapitel 2.2.4.3 beschrieben, werden für die angestrebten Bitraten von über 100 Gbit/s Umsetzungsdaten von mehr als 30 GHz bei einer Bandbreite von über 15 GHz benötigt. Die heute technologisch realisierbare Auflösung M_D solcher Umsetzer liegt nominell bei 8 bit [88–90], wobei die effektive Auflösung niedriger ist. In [34] wurde zum Beispiel ein DAU vorgestellt, der bei einer Umsetzungsrate von 36 GHz und einer Bandbreite von 18 GHz eine effektive Auflösung von 6 bit erreicht. Offensichtlich gilt also bei den hier betrachteten Bitraten $M_D < M_2$, weswegen die Wortbreite M_2 der Daten zunächst auf die Eingangswortbreite M_D des DAUs verringert werden muss. Dieser Vorgang wird hier als Requantisierung (Requant) bezeichnet und ist senderseitig die Hauptquelle von Quantisierungsfehlern, wie das folgende Kapitel zeigen wird.

3.2 Verringerung von Signalverzerrungen bei der Requantisierung

Der Zweck der Requantisierung ist die Verringerung der Wortbreite M_2 des IFFT-Ausgangssignals auf die Eingangswortbreite $M_D < M_2$ des DAUs. Da die IFFT-Eingangswerte einem QAM-Symbolalphabet entnommen werden, ist der Eingang der IFFT beschränkt und folglich ist es auch ihr Ausgang. Der theoretisch kontinuierliche Wertebereich von $x(n)$ ist daher im Voraus bekannt und seine Quantisierung wird durch die digitale IFFT-Schaltung gerade so vorgenommen, dass sein maximaler Wert auf $2^{M_2-1} - 1$ und sein minimaler Wert auf $-(2^{M_2-1} - 1)$ abgebildet werden. Die dazwischenliegenden Werte werden gleichförmig quantisiert. Ein Beispiel für diese Form der Quantisierung mit $M_2 = 14$ bit ist in Abb. 3.2a für 16-QAM gezeigt. Im abgebildeten Ausschnitt wird offensichtlich ein großer Teil des Wertebereichs nicht benötigt, was unmittelbar einleuchtend ist, wenn man berücksichtigt, dass Real- und Imaginärteil eines OFDM-Zeitbereichssignals annähernd gaußverteilt sind, wie in Kapitel 2.2.2 bereits diskutiert wurde. Die Auftrittswahrscheinlichkeit großer Werte ist deswegen vergleichsweise gering. Das in Abb. 3.2a ebenfalls gezeigte Konstellationsdiagramm lässt außerdem darauf schließen, dass bei $M_2 = 14$ bit keine nennenswerte Signalverzerrung entsteht.

Ein einfacher Ansatz für die Requantisierung besteht nun darin, den Wertebereich von $x(n)$ auf den Wertebereich von $x_q(n)$ zu skalieren, sodass

$$x_q(n) = \text{rd} \left(\frac{2^{M_D-1} - 1}{2^{M_2-1} - 1} x(n) \right), \quad (3.1)$$

wobei $\text{rd}(\cdot)$ die Rundung zur nächsten ganzen Zahl bezeichnet⁴. Den Realteil des so berechneten Signals x_q stellt Abb. 3.2b für $M_D = 6$ bit dar. Im dort gezeigten Ausschnitt von x_q wird ebenfalls nur ein Teil des verfügbaren Wertebereichs genutzt, wodurch einige in x vorhandene Werte in x_q nicht mehr dargestellt werden können, wie die Vergrößerung zeigt. Als Folge entsteht starkes Quantisierungsrauschen, was sich deutlich am Konstellationsdiagramm in Abb. 3.2 erkennen lässt. Es ist daher zu erwarten, dass die BER des Systems bereits durch Quantisierungsrauschen deutlich zunimmt und inakzeptabel hohe Werte erreicht, wenn am Empfänger Verstärkerrauschen hinzukommt. Diese Annahme wird später mit Abb. 3.3b bestätigt werden.

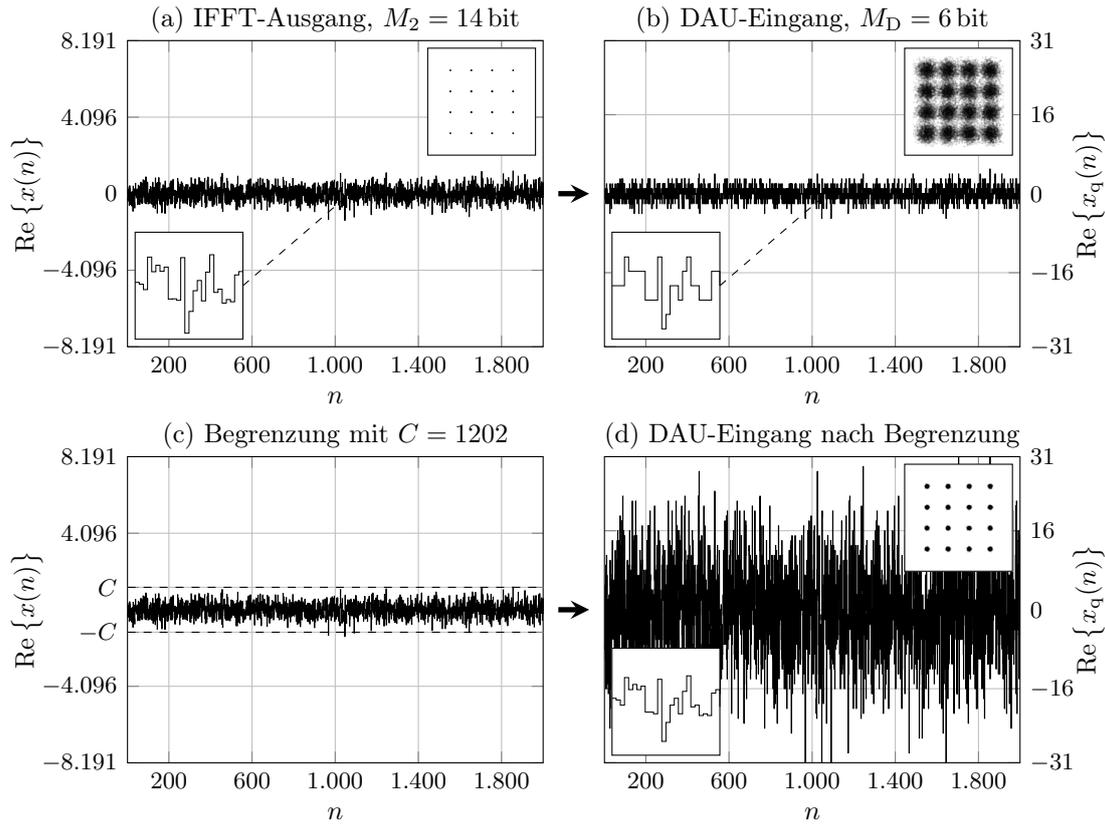


Abbildung 3.2: Sendesignal vor (links) und nach (rechts) der Requantisierung für $N = 256$, $M = 4$, $M_2 = 14$ bit und $M_D = 6$ bit.

Um diesem Problem entgegenzuwirken, wird in Abb. 3.2c das IFFT-Ausgangssignal zunächst auf die Schwelle C begrenzt. Dabei wird bewusst in Kauf genommen, dass – wenn auch mit geringer Wahrscheinlichkeit – Werte in x abgeschnitten und das Sendesignal

⁴Für die Rundung einer komplexen Zahl $z = x + jy$ gilt $\text{rd}(z) = \text{rd}(x) + j \text{rd}(y)$.

somit verzerrt wird. Der Realteil des so begrenzten Signals x_C ist definiert durch

$$\operatorname{Re}\{x_C(n)\} = \begin{cases} C & \text{für } \operatorname{Re}\{x(n)\} \geq C \\ -C & \text{für } \operatorname{Re}\{x(n)\} \leq -C, \\ \operatorname{Re}\{x(n)\} & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.2)$$

und eine entsprechende Definition gilt für den Imaginärteil von x_C . Das DAU-Eingangssignal berechnet sich daraus mit

$$x_q(n) = \operatorname{rd} \left(\frac{2^{M_D-1} - 1}{C} x_C(n) \right). \quad (3.3)$$

Abb. 3.2d macht deutlich, dass sich durch Anwendung einer vorherigen Begrenzung der Wertebereich von x_q deutlich besser ausnutzen lässt. Wie die Vergrößerung zeigt, spiegelt sich dies in einer besseren Auflösung kleiner Werte wieder. Dies hat wiederum ein stark verringertes Quantisierungsrauschen gegenüber Abb. 3.2b zur Folge, wie sich aus dem Konstellationsdiagramm ablesen lässt.

Die Wahl von C ist ein Optimierungsproblem, bei dem der gemeinsame Fehler durch Begrenzung und Quantisierung zu minimieren ist. Je größer C gewählt wird, desto kleiner ist die Wahrscheinlichkeit von Verzerrungen durch Abschneiden; gleichzeitig steigt jedoch das Quantisierungsrauschen. Für das SNR γ_s von x_q nach Begrenzung und Quantisierung lässt sich ein analytischer Ausdruck finden, für dessen Herleitung auf [85, 91] verwiesen wird. Unter der Annahme, dass Real- und Imaginärteil von x identisch verteilte und statistisch unabhängige, Gauß'sche Zufallsvariablen sind, lautet das Ergebnis

$$\gamma_s = \frac{\sigma^2}{\mathbb{E}[|x - x_q|^2]} = \left[(1 + \zeta) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\zeta}{2}} \right) - \sqrt{\frac{2\zeta}{\pi}} e^{-\frac{1}{2}\zeta} + \frac{\zeta}{3 \cdot 2^{2M_D}} \right]^{-1}. \quad (3.4)$$

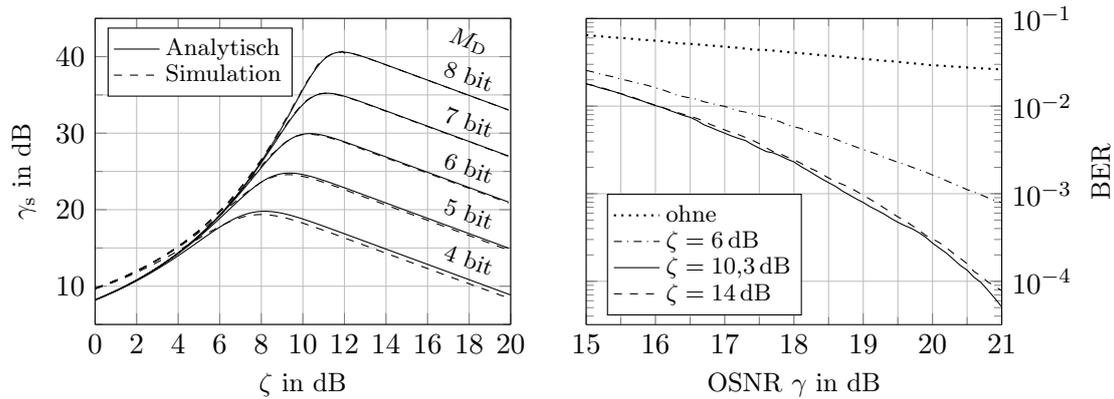
Darin beschreibt $x - x_q$ den Fehler, der durch Begrenzung und Quantisierung von x entsteht. In (3.4) wird außerdem das Begrenzungsverhältnis $\zeta = C^2/(0,5\sigma^2)$ eingeführt, wobei $0,5\sigma^2$ die mittlere Leistung des Real- bzw. Imaginärteils von x ist, da Real- und Imaginärteil identisch verteilt sind. $\operatorname{erfc}(\cdot)$ bezeichnet die komplementäre Fehlerfunktion.

Abbildung 3.3a wertet (3.4) für verschiedene DAU-Eingangswortbreiten M_D aus. Darin ist jeweils ein deutliches Maximum des SNRs an der Stelle ζ_{opt} sichtbar, wobei links dieses Maximums die Verzerrung durch Begrenzung und rechts des Maximums Quantisierungsrauschen dominiert. Neben der analytischen Berechnung von γ_s sind in Abb. 3.3a auch simulativ ermittelte Werte von γ_s gezeigt. Hierfür wurde das IFFT-Ausgangssignal gemäß (3.3) begrenzt und quantisiert und das SNR des resultierenden Signals x_q geschätzt. Simulation und analytische Berechnung stimmen gut miteinander überein; lediglich für starke Verzerrungen weicht die Simulation etwas ab, da die verwendete blinde SNR-Schätzung mit sinkendem SNR ungenau wird. Tabelle 3.1 fasst das maximal erreichbare SNR γ_s und das dazugehörige optimale Begrenzungsverhältnis ζ_{opt} für verschiedene DAU-Eingangswortbreiten M_D zusammen.

Tabelle 3.1: Optimales Begrenzungsverhältnis für verschiedene DAU-Auflösungen.

M_D	4 bit	5 bit	6 bit	7 bit	8 bit
$\max \gamma_s$ in dB	19,79	24,79	29,94	35,23	40,60
ζ_{opt} in dB	8,16	9,36	10,34	11,16	11,87

Der Einfluss der Requantisierung auf die BER des optischen OFDM-Übertragungssystems ist in Abb. 3.3b am Beispiel einer 16-QAM-Modulation dargestellt, wobei hier Sender und Empfänger ohne Glasfaser direkt verbunden wurden, wodurch der Übertragungskanal als bekannt angenommen werden kann. Eine Diskussion der Kanalschät-



(a) SNR in Abhängigkeit des Begrenzungsverhältnisses für verschiedene DAU-Auflösungen.

(b) BER einer OFDM-Übertragung mit 16-QAM, $\ell = 0$ km, $M_2 = 14$ bit und $M_D = 6$ bit.

Abbildung 3.3: (a) Auswirkung des Begrenzungsverhältnisses ζ auf das SNR des Sendesignals und (b) die BER des gesamten Übertragungssystems.

zung wird in Kapitel 3.3 erfolgen. Für die digitalen Senderkomponenten Mapper und IFFT wurde ein bitgenaues Modell nach [92] mit einer IFFT-Ausgangswortbreite von $M_2 = 14$ bit verwendet. In Abb. 3.3b entspricht die gepunktete Linie dem Vorgehen in Abb. 3.2b, also einer Quantisierung ohne vorherige Begrenzung. Die BER ist in diesem Fall für eine zuverlässige Datenübertragung zu hoch, insbesondere wird der Wert 10^{-3} nicht erreicht. Im Gegensatz dazu lässt sich mit dem aus Tab. 3.1 abzulesenden optimalen Begrenzungsverhältnis $\zeta_{\text{opt}} = 10,3$ dB eine deutlich geringere BER erzielen. Eine Abweichung vom Wert von ζ_{opt} hat eine Verschlechterung der BER zur Folge, wobei sich ein zu niedriger Wert von ζ (hier: 6 dB) stärker auswirkt als ein zu hoher (hier: 14 dB). Dies drückt sich auch in der Steigung des SNRs links, bzw. rechts des Maximums in Abb. 3.3a aus.

Die Implementierung der Requantisierung kann mit einer Umsetzungstabelle (UT) erfolgen, die für jeden möglichen Wert von $\text{Re } x$ bzw. $\text{Im } x$ den entsprechenden requantisierten Wert $\text{Re } x_q$ bzw. $\text{Im } x_q$ vorhält. Eine solche Tabelle erfordert einen nicht beschreibbaren Speicher mit 2^{M_2} Einträgen je 2^{M_D} bit. Eine alternative Implementierung,

die deutlich weniger Hardwareaufwand benötigt, dafür aber im Allgemeinen nicht das optimale Begrenzungsverhältnis erreicht, wurde in [85] vorgestellt.

Nach der Einführung der Requantisierung soll nun untersucht werden, wie sich das gesamte Übertragungssystem bei Anwendung des optimalen Begrenzungsverhältnisses für verschiedene DAU-Auflösungen verhält. Da in [86] gezeigt wurde, dass sich am IFFT-Ausgang ein hohes Signal-Quantisierungsrauschverhältnis erreichen lässt, werden Quantisierungsfehler der IFFT im Folgenden vernachlässigt. Es wird davon ausgegangen, dass die Requantisierung von M_2 auf M_D die dominierende Störung darstellt. Indem perfekte Kanalkennntnis angenommen wird, wird der Einfluss senderseitiger Quantisierungsfehler auf die Kanalschätzung zunächst vernachlässigt. Abb. 3.4 stellt die Ergebnisse von unter diesen Voraussetzungen durchgeführten BER-Simulationen für verschiedene Modulationsstufen dar, wobei die DAU-Auflösung M_D jeweils Scharparameter ist. Für jede

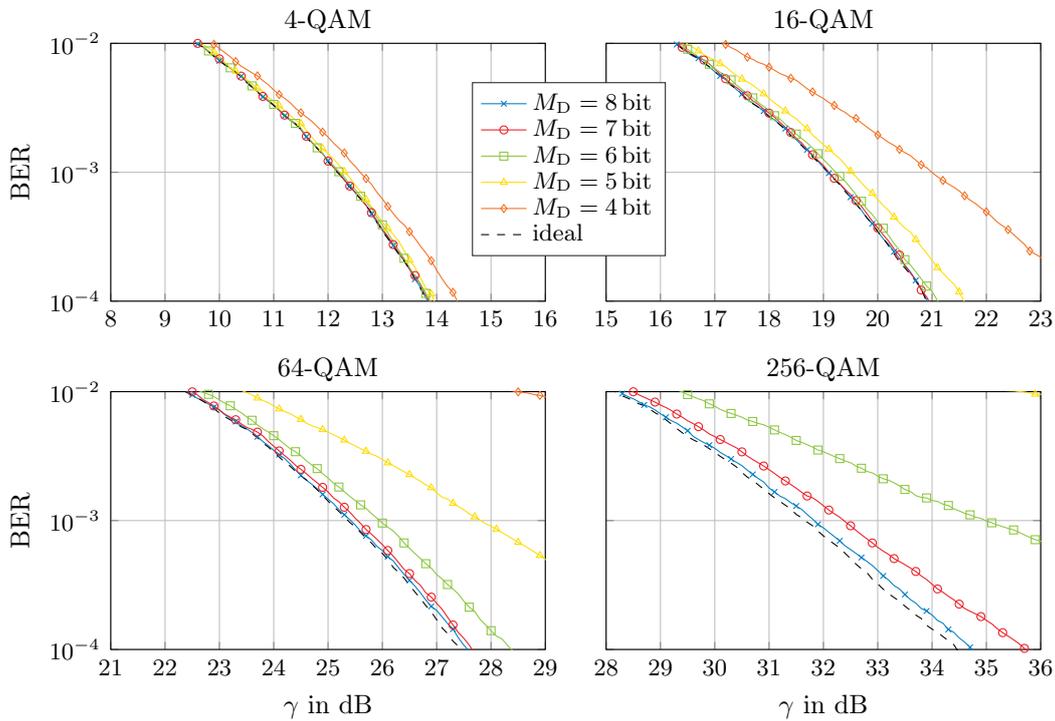


Abbildung 3.4: BER in Abhängigkeit des OSNRs für eine ideale IFFT-Schaltung, perfekte Kanalkennntnis, $\ell = 80$ km und $N = 256$ bei Anwendung des optimalen Begrenzungsverhältnisses.

Modulationsstufe ist als Referenz außerdem jeweils die BER eines idealisierten Übertragungssystems, bei dem keine Quantisierungsfehler auftreten, dargestellt (gestrichelt).

Mit steigender Modulationsstufe nimmt der negative Einfluss von Begrenzung und Quantisierung auf die BER zu. Während bei 4-QAM selbst für $M_D = 4$ bit nur eine geringfügige Verschlechterung der BER festzustellen ist, wird bei 256-QAM mindestens eine DAU-Auflösung von 6 bit benötigt, um noch eine BER von 10^{-3} zu erreichen. In diesem Fall beträgt die OSNR-Einbuße gegenüber einem Übertragungssystem mit idealem

Sender ungefähr 3 dB.

Die OSNR-Einbuße γ_e durch Quantisierung, bezogen auf eine BER von 10^{-3} , fasst Abb. 3.5 zusammen. Darin ist γ_e in Abhängigkeit der DAU-Auflösung für verschiedene Modulationsstufen gezeigt, wobei diese Darstellung auf denselben Ergebnissen wie Abb. 3.4 und somit auf demselben Übertragungssystem beruht. Es ist ablesbar, dass für

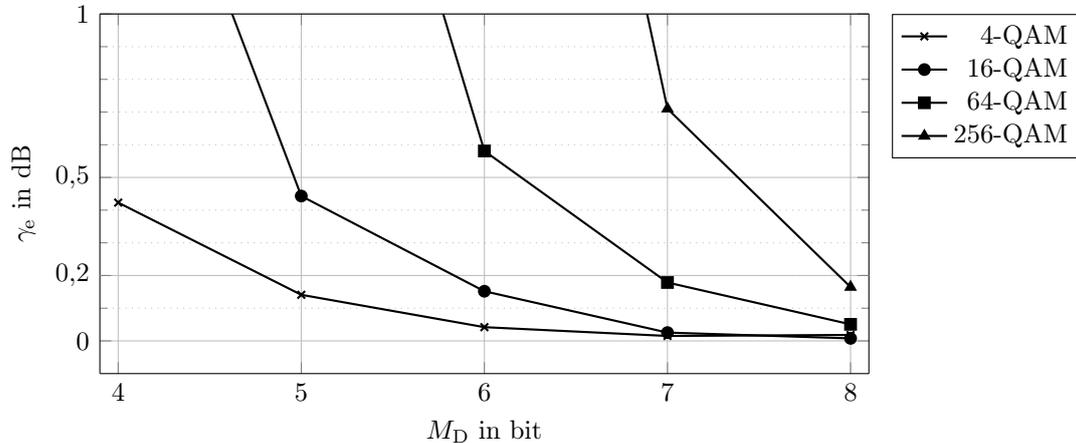


Abbildung 3.5: OSNR-Einbuße durch Quantisierung für verschiedene Modulationsstufen. Für Simulationsparameter sh. Abb. 3.4.

eine vernachlässigbar kleine OSNR-Einbuße ($< 0,2$ dB) bei 4-QAM mindestens $M_D = 5$ bit, bei 16-QAM $M_D = 6$ bit, bei 64-QAM $M_D = 7$ bit und bei 256-QAM $M_D = 8$ bit benötigt wird. Da – wie in Kapitel 3.1 bereits diskutiert – nach heutigem Stand der Technik die effektive Auflösung der betrachteten DAUs nicht größer als 6 bit ist, wird vor allem für 64- und 256-QAM zu untersuchen sein, ob und wie die BER unter dem Einfluss senderseitiger Quantisierungsfehler weiter verringert werden kann (sh. Kapitel 4.4).

Die Annahme perfekter Kanalkennntnis – wie sie den Ergebnissen in Abb. 3.4 und 3.5 zugrunde liegt – kann in der Praxis nicht getroffen werden. Vielmehr ist die Kanalübertragungsfunktion im Allgemeinen unbekannt und muss daher am Empfänger geschätzt werden. Das folgende Kapitel widmet sich dabei speziell der Auswirkung von Quantisierungsfehlern auf diese Schätzung.

3.3 Kanalschätzung unter dem Einfluss von Quantisierungsfehlern

Die vorangegangenen Kapitel haben gezeigt, dass senderseitige Quantisierungsfehler bei den angestrebten Übertragungsgeschwindigkeiten eine unvermeidbare Störquelle darstellen, die sich vor allem bei höheren Modulationsstufen negativ auf die BER auswirken. Da die Quantisierungsfehler selbst durch die verfügbare Technologie bestimmt werden, muss sich der Entwurf eines OFDM-Übertragungssystems auf die Verringerung des negativen Einflusses dieser Fehler konzentrieren. In diesem Kapitel wird speziell untersucht, wie

sich Quantisierungsfehler auf die Kanalschätzung auswirken. Dazu wird in Kapitel 3.3.1 zunächst die prinzipielle Funktionsweise der datengestützten Kanalschätzung beschrieben. Anschließend werden in den Kapiteln 3.3.3 und 3.3.4 zwei Verfahren vorgestellt, die den Einfluss von Quantisierungsfehlern auf die Kanalschätzung verringern.

3.3.1 Datengestützte Kanalschätzung

Übersteigt in einem OFDM-Übertragungssystem die Länge N_G des Schutzintervalls die Länge der zeitdiskreten Kanalimpulsantwort h , so kann das empfangene Signal als zyklische Faltung des gesendeten Signals x mit h aufgefasst werden [70]. Unter Anwendung des Faltungssatzes der DFT folgt daraus für ein *einzelnes*, empfangenes OFDM-Symbol

$$Y(k) = H(k)X(k) + W(k), \quad (3.5)$$

wobei $W(k) = \text{DFT}[w(n)]$. Da $w(n)$ eine Folge von unkorrelierten, identisch gaußverteilten und mittelwertfreien Zufallsvariablen ist, die eine Musterfunktion eines stationären weißen Zufallsprozesses darstellt (vgl. Kapitel 2.1.6), ist $W(k)$ nach [93] ebenfalls eine Folge unkorrelierter, identisch gaußverteilter und mittelwertfreier Zufallsvariablen. $W(k)$ lässt sich damit als Musterfunktion des stationären, mittelwertfreien und ergodischen Gaußprozesses \mathbf{W} interpretieren. Die Beziehung in (3.5) ist nur gültig, wenn sich der Übertragungskanal tatsächlich durch ein lineares, zeitinvariantes System beschreiben lässt. Um diese Annahme treffen zu können, wird die Faser hier als linear angenommen und sowohl Phasenrauschen als auch Frequenzabweichung werden zunächst vernachlässigt. Für eine Diskussion von Frequenzabweichung und Phasenrauschen wird auf die Kapitel 5.2 und 5.3 verwiesen.

Eine Schätzung \hat{H} der Übertragungsfunktion H erhält man durch Division von (3.5) mit dem gesendeten Signal $X(k)$:

$$\hat{H}(k) = \frac{Y(k)}{X(k)} = H(k) + \frac{W(k)}{X(k)}, \quad (3.6)$$

wobei $k \in \mathbb{D}$, mit der Menge \mathbb{D} der Indizes der Daten-Unterträger. Da Nullträger am Empfänger nicht ausgewertet werden, ist die Kanalübertragungsfunktion auf diesen Unterträgern unerheblich und kann auf einen beliebigen Wert $\neq 0$ gesetzt werden. Die Schätzung mit (3.6) setzt voraus, dass $X(k)$ am Empfänger bekannt ist, was selbstverständlich nicht für beliebige Nutz-OFDM-Symbole, sondern nur für spezielle, im Voraus vereinbarte OFDM-Symbole gelten kann. Ein solches OFDM-Symbol wird als Pilot-OFDM-Symbol (hier kurz: Pilotsymbol) bezeichnet und erhält im Folgenden das Formelzeichen $P_0(k)$; seine Entsprechung im Zeitbereich wird in dieser Arbeit als Pilotsequenz $p_0(n)$ bezeichnet. Um die Kanalschätzung am Empfänger durchzuführen, wird das Pilotsymbol in regelmäßigen, dem Empfänger bekannten Abständen gesendet. Abb. 3.6 zeigt die Bildung sogenannter Übertragungsrahmen, die jeweils aus N_P Pilotsymbolen und N_D Nutz-OFDM-Symbolen bestehen. Weshalb es für die Kanalschätzung sinnvoll sein kann, am Beginn eines Rahmens mehrere Pilotsymbole zu übertragen, wird gleich noch erläutert werden. Insgesamt besteht ein Übertragungsrahmen aus $N_R = N_P + N_D$ OFDM-Symbolen und

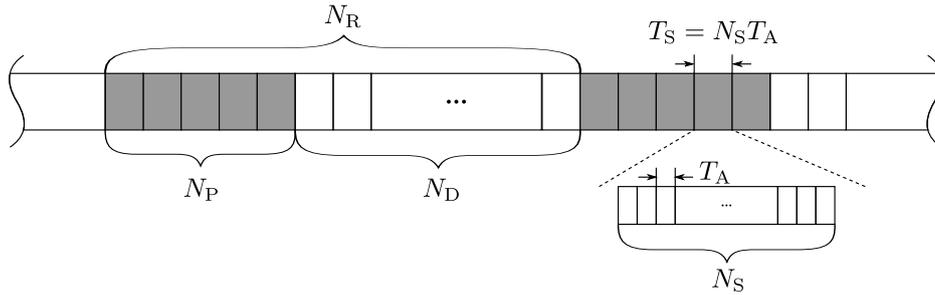


Abbildung 3.6: Rahmenstruktur mit N_P Pilot- (grau) und N_D Nutz-OFDM-Symbolen (weiß). Ein Pilot- oder ein Nutz-OFDM-Symbol setzt sich wiederum aus $N_S = N_G + N$ IDFT-Ausgangswerten zusammen.

es wird vorausgesetzt, dass $H(k)$ für die Dauer eines Übertragungsrahmens konstant ist. Um den Beginn eines Rahmens am Empfänger zu erkennen, sind Synchronisationsverfahren notwendig, die in Kapitel 5.1 ausführlich vorgestellt werden. Hier wird zunächst angenommen, der Beginn eines Rahmens sei bekannt.

Da die Kanalschätzung nur für diejenigen Unterträger durchgeführt werden muss, auf denen Daten übertragen werden, besitzen Pilotsymbole und Nutz-OFDM-Symbole an denselben Stellen Nullträger. Unabhängig von der Modulationsstufe der Nutz-OFDM-Symbole wird in dieser Arbeit bei Pilotsymbolen jeder Unterträger mit $k \in \mathbb{D}$ mit 4-QAM moduliert. Da alle Symbole eines 4-QAM-Symbolalphabets die gleiche Energie besitzen, ist damit sichergestellt, dass – bei einem frequenzflachen Kanal – alle Unterträger des empfangenen Pilotsymbols das gleiche SNR aufweisen. Darüber hinaus wird die Belegung der Unterträger betreffend keine weitere Festlegung getroffen. Die Werte von $P_0(k)$ sind also feste, aber beliebige 4-QAM-Symbole.

Für die Varianz $\text{Var} \hat{H}$ der Kanalschätzung nach (3.6) gilt für einen festen Unterträgerindex k und mit $X = P_0$

$$\text{Var}(\hat{H}) = \text{E} \left[\left| \hat{H} - \text{E}[\hat{H}] \right|^2 \right] = \text{E} \left[\left| \hat{H} - H \right|^2 \right] = \text{E} \left[\left| \frac{W}{P_0} \right|^2 \right] = \frac{\text{E}[|W|^2]}{|P_0|^2}. \quad (3.7)$$

Die Varianz der Kanalschätzung nach (3.7) lässt sich als Kehrwert des SNRs auf einem beliebigen Unterträger interpretieren, mit der Rauschleistung $\text{E}[|W|^2]$ und der Signalleistung $|P_0|^2$. Dieses Ergebnis ist unabhängig von k , da alle Betragsquadrate der Symbole eines 4-QAM-Symbolalphabets identisch sind. Nach der Kanalschätzung liefert die Entzerrung die Schätzung des gesendeten Signals

$$\hat{X}(k) = \frac{Y(k)}{\hat{H}(k)} = \frac{H(k)X(k) + W(k)}{\hat{H}(k)}. \quad (3.8)$$

Man kann zeigen, dass sich durch die Varianz der Kanalschätzung nach (3.7) näherungsweise eine Verschlechterung des SNRs von \hat{X} um 3 dB ergibt [3].

Eine Möglichkeit zur Verringerung dieser SNR-Einbuße ist die N_P -fache Wiederholung

des gleichen Pilotsymbols P_0 mit empfängerseitiger Mittelwertbildung der Einzelschätzungen [3] gemäß

$$\hat{H}(k) = \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{Y_i(k)}{P_0(k)} = \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \left(H(k) + \frac{W_i(k)}{P_0(k)} \right) = H(k) + \frac{1}{P_0(k)} \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} W_i(k), \quad (3.9)$$

wobei Y_i das i -te empfangene Pilotsymbol und $W_i(k)$ die i -te Musterfunktion von \mathbf{W} bezeichnet. Demnach ist W_i für festes k eine mittelwertfreie, gaußverteilte Zufallsvariable mit $E[|W_i|^2] = E[|W|^2]$. Des Weiteren gilt nach [71, S. 250] für die Summe

$$\bar{W} = \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} W_i \quad (3.10)$$

gaußverteilter Zufallsvariablen, dass \bar{W} ebenfalls eine gaußverteilte und mittelwertfreie Zufallsvariable mit $E[|\bar{W}|^2] = E[|W|^2] / N_P$ ist. Damit lautet die Varianz der Kanalschätzung nach (3.9) mit (3.10) für einen gegebenen Unterträger

$$\text{Var}(\hat{H}) = E \left[\left| \hat{H} - E[\hat{H}] \right|^2 \right] = E \left[\left| \hat{H} - H \right|^2 \right] = E \left[\left| \frac{\bar{W}}{P_0} \right|^2 \right] = \frac{1}{N_P} \frac{E[|W|^2]}{|P_0|^2} \quad (3.11)$$

und ist somit um den Faktor N_P geringer als für die Einzelschätzung nach (3.7). Es ist daher zu erwarten, dass durch die Verwendung mehrerer Pilotsymbole für die Kanalschätzung eine Verringerung der BER erreichbar ist.

Wie groß diese Verringerung ist, soll hier anhand von Simulationen des optischen OFDM-Übertragungssystems für $N = 256$, $f_A = 32$ GHz und $\ell = 80$ km ermittelt werden. Damit (3.5) gültig ist, wird eine Schutzintervalllänge von $N_G = 8$ gewählt, sodass ISI vermieden wird. Quantisierungsfehler bleiben hier zunächst noch unberücksichtigt. In Abb. 3.7 werden die Ergebnisse dieser Simulationen anhand der OSNR-Einbuße γ_e dargestellt, die wie folgt definiert ist:

$$\gamma_e = \frac{\gamma_b|_{\text{Kanalschätzung}}}{\gamma_b|_{\text{perfekte Kanalkenntnis}}}, \quad (3.12)$$

wobei γ_b das OSNR bezeichnet, welches für eine BER von 10^{-3} benötigt wird. Ein Vergleich mit einem idealisierten Übertragungssystem, für das perfekte Kanalkenntnis vorliegt, liefert dann die OSNR-Einbuße.

Wird lediglich ein Pilotsymbol für die Kanalschätzung verwendet, so beträgt die OSNR-Einbuße mehr als 3 dB, wohingegen sie für $N_P > 1$ zunächst rasch, dann langsamer abnimmt. Da die Varianz der Kanalschätzung gemäß (3.11) umgekehrt proportional zur Anzahl der Pilotsymbole ist, ist dieses Verhalten zu erwarten. Je höher die Modulationsstufe ist, desto größer muss das OSNR γ_b sein, bei dem das System betrieben wird, um noch eine BER von 10^{-3} zu erreichen (vgl. Abb. 2.9). Daraus folgt eine geringere Varianz der Kanalschätzung nach (3.11) für höhere Modulationsstufen, was wiederum eine geringere OSNR-Einbuße erwarten lässt. Gleichzeitig sind höhere Modulationsstufen

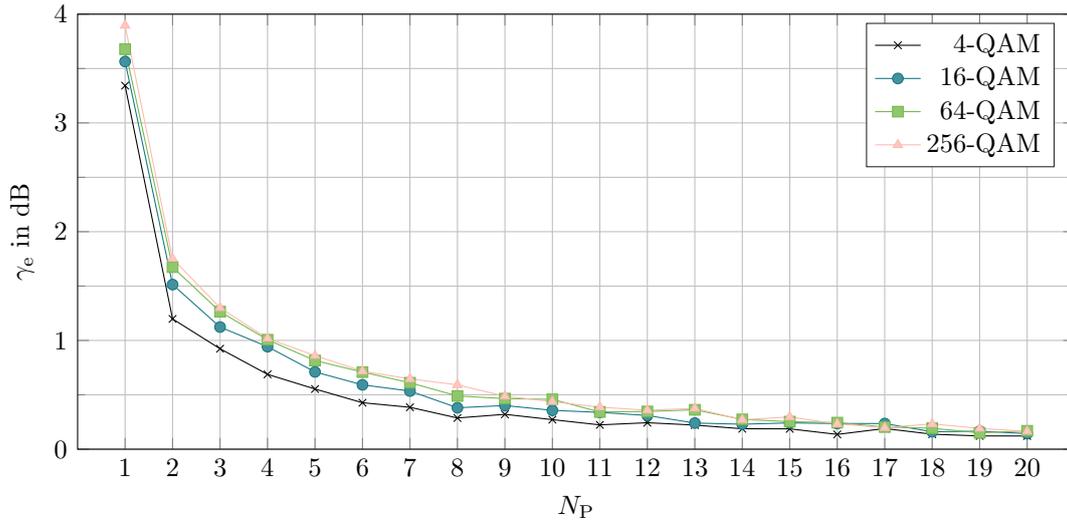


Abbildung 3.7: OSNR-Einbuße durch Fehler bei der Kanalschätzung in Abhängigkeit der Pilot-symbolanzahl für $N = 256$, $\ell = 80$ km und verschiedene Modulationsstufen. Quantisierungsfehler wurden vernachlässigt.

jedoch empfindlicher gegenüber jeglichen Störeinflüssen und somit auch gegenüber Fehlern bei der Kanalschätzung. Aus Abb. 3.7 ist ersichtlich, dass sich diese beiden Effekte näherungsweise aufheben, wodurch das Ergebnis nahezu unabhängig von der Modulationsstufe ist.

Da das Pilotsymbol $P_0(k)$ vordefiniert ist, kann es nicht zur Datenübertragung verwendet werden und verringert somit die Nettobitrate. Als annehmbarer Kompromiss zwischen Redundanz und erreichbarer OSNR-Einbuße erscheint hier $N_P = 10$. Dieser Wert wird im Fortgang dieser Arbeit bei der Kanalschätzung zugrunde gelegt, sofern nichts anderes angegeben ist.

Wie groß die durch die Übertragung der N_P Pilotsymbole entstehende Redundanz ist, hängt auch von der Häufigkeit ihrer Übertragung, also vom Wert von N_D ab. Die Wahl von N_D wird durch die Änderungsgeschwindigkeit der Übertragungsfunktion bestimmt, welche beim Faserkanal von der Änderung des Polarisationszustandes und des Dispersionskoeffizienten abhängt. Letzterer besitzt eine Temperaturabhängigkeit, deren Steigung nach [94] für eine Standardmodenfasern $-1,4 \cdot 10^{-3}$ ps/nm/km/°C beträgt. Bei herkömmlichen tageszeitabhängigen Temperaturschwankungen ändert sich der Dispersionskoeffizient also in der Größenordnung von Stunden. Im Gegensatz dazu kann sich der Polarisationszustand aufgrund mechanischer Erschütterungen in weniger als einer Millisekunde ändern [95, 96]. Für die Aktualisierungsperiode $T_U = T_S N_R$ sollte daher $T_U \ll 1$ ms gelten. Abhängig von der OFDM-Symboldauer T_S können demnach zwischen zwei Kanalschätzungen mehrere tausend Nutz-OFDM-Symbole übertragen werden und der Wert von N_P spielt für die Redundanz eine untergeordnete Rolle, da er gegenüber N_D klein ist. In dieser Arbeit wird die Festlegung $N_D = 3000$ getroffen, was für $f_A = 32$ GHz, $N_G = 8$ und $N = 256$ eine Aktualisierungsperiode von $T_U \approx 25$ μ s ergibt. Mit diesen

Zahlenwerten beträgt die Redundanz N_P/N_D ungefähr 0,3%.

3.3.2 Beeinträchtigung der Kanalschätzung durch Quantisierungsfehler

Im vorangegangenen Kapitel wurde davon ausgegangen, dass im Sender keine Quantisierungsfehler auftreten. Jetzt sollen sie durch einen weiteren additiven Rauschterm $W_q(k)$ berücksichtigt werden, der durch DFT des Quantisierungsfehlers entsteht. Es gilt also $W_q(k) = \text{DFT}[p_{q,0} - p_0]$, wobei $p_0 = \text{IDFT}[P_0]$ die Pilotsequenz und $p_{q,0}$ deren quantisierte Version bezeichnen. Damit ist das i -te empfangene Pilotsymbol

$$Y_i(k) = H(k)\{P_0(k) + W_q(k)\} + W_i(k). \quad (3.13)$$

Einsetzen von (3.13) in (3.9) liefert die Kanalschätzung unter Einfluss von Quantisierungsfehlern:

$$\hat{H}(k) = \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \left(\frac{H(k)P_0(k) + H(k)W_q(k) + W_i(k)}{P_0(k)} \right) \quad (3.14)$$

$$= H(k) + \frac{H(k)}{P_0(k)}W_q(k) + \frac{1}{P_0(k)} \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} W_i(k). \quad (3.15)$$

Im Vergleich zu (3.9) ist in (3.15) ein weiterer Störterm hinzugekommen, der sich durch Mittelung nicht verringern lässt, da W_q für ein gegebenes P_0 deterministisch ist. Dies drückt sich auch in der Varianz der Kanalschätzung aus: Sie lautet

$$\text{Var}(\hat{H}(k)) = |H(k)|^2 \frac{\text{E}[|W_q|^2]}{|P_0|^2} + \frac{1}{N_P} \frac{\text{E}[|W|^2]}{|P_0|^2} \quad (3.16)$$

und ist damit größer als die Varianz der Kanalschätzung ohne Quantisierungsfehler nach (3.11). Für die Herleitung des Ergebnisses in (3.16) wird auf Anhang A.3 verwiesen.

Es ist zu erwarten, dass sich dieser zusätzliche Fehler bei höheren Modulationsstufen stärker auswirkt, da diese ein höheres OSNR benötigen, wodurch $\text{E}[|W|^2]$ klein ist und – abhängig von M_D – der Quantisierungsfehler gegenüber dem Verstärkerrauschen zur dominierenden Störung werden kann. In Abb. 3.8 ist ein Vergleich der BER für ein System mit perfekter Kanalkennntnis („bekannt“) und der Kanalschätzung nach (3.15), die zur Unterscheidung zu noch folgenden Verfahren als Kanalschätzung mit identischen Pilotsymbolen (KSI) bezeichnet wird, gezeigt. Dabei wurde $N_P = 10$ gewählt. Im linken Teil ist die DAU-Auflösung $M_D = 5$ bit, im rechten Teil gilt $M_D = 6$ bit. Die Simulationsergebnisse zeigen für die Modulationsstufen 4- und 16-QAM nur eine vernachlässigbare OSNR-Einbuße gegenüber der perfekten Kanalkennntnis. Hier dominiert das Verstärkerrauschen und die Einbuße γ_e nach (3.12) entspricht ungefähr dem in Kapitel 3.3.1, Abb. 3.7 ermittelten Wert für $N_P = 10$. Für $M_D = 5$ bit ist bei einer Modulation mit 64-QAM hingegen eine deutliche Verschlechterung der BER zu beobachten, die sich in einer OSNR-Einbuße von $\gamma_e = 9,7$ dB ausdrückt. Wie in Kapitel 3.2 bereits gezeigt wurde, ist für $M_D = 5$ bit mit 256-QAM keine zuverlässige Datenübertragung möglich.

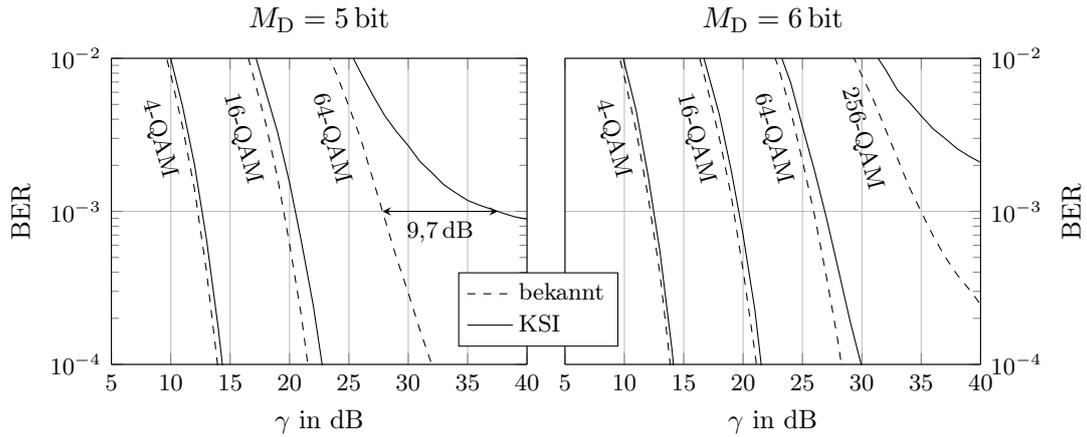


Abbildung 3.8: Simulierte BER für eine DAU-Auflösung von 5 bit (links) und 6 bit (rechts) bei perfekter Kanalkennntnis („bekannt“) sowie Kanalschätzung mit $N_P = 10$ (KSI). Übrige Parameter gemäß Anhang A.1.

Wird die DAU-Auflösung auf $M_D = 6$ bit erhöht, verringert sich γ_e für 64-QAM auf ungefähr 1 dB und ist damit lediglich um 0,5 dB größer als der in einem System ohne Quantisierungsfehler theoretisch erreichbare Wert. Mit 256-QAM ist nur bei perfekter Kanalkennntnis eine BER von 10^{-3} erzielbar, bei Schätzung der Kanalübertragungsfunktion verschlechtert sich die BER hingegen stark.

Obige Untersuchungen zeigen, dass der Einfluss von Quantisierungsfehlern auf die Kanalschätzung verringert werden muss, um auch bei einer DAU-Auflösung von 5 bit (6 bit) eine zuverlässige Datenübertragung mit 64-QAM (256-QAM) zu gewährleisten. In den folgenden Kapiteln werden hierfür zwei Verfahren vorgestellt.

3.3.3 Verbesserung der Kanalschätzung durch Mittelung unterschiedlicher Pilotsymbole

Um die negative Auswirkung von Quantisierungsfehlern auf die Kanalschätzung zu verringern, wurde vom Autor der vorliegenden Arbeit vorgeschlagen, zu W_q eine zufällige, mittelwertfreie Variation hinzuzufügen, sodass die Varianz dieses Störterms in (3.15) durch Mittelwertbildung verringert wird [85]. Dies kann erreicht werden, indem nicht N_P identische Pilotsymbole P_0 , sondern N_P unterschiedliche Pilotsymbole P_i übertragen werden. Damit ist auch der Quantisierungsfehler $W_{q,i}$ für jedes Pilotsymbol unterschiedlich. Die Kanalschätzung lautet dann

$$\hat{H}(k) = \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{Y_i(k)}{P_i(k)} = \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \left(\frac{H(k)P_i(k) + H(k)W_{q,i}(k) + W_i(k)}{P_i(k)} \right) \quad (3.17)$$

$$= H(k) + \frac{H(k)}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_{q,i}(k)}{P_i(k)} + \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_i(k)}{P_i(k)}. \quad (3.18)$$

und wird im Folgenden als Kanalschätzung mit unterschiedlichen Pilotsymbolen (KSU) bezeichnet.

In Anhang A.4 wird die Varianz der KSU hergeleitet. Sie lautet demnach

$$\text{Var}(\hat{H}(k)) = \frac{|H(k)|^2 \text{E}[|W_q|^2]}{N_P |P_0|^2} + \frac{1 \text{E}[|W|^2]}{N_P |P_0|^2}. \quad (3.19)$$

Ein Vergleich mit dem Ergebnis aus (3.16) für identische Pilotsymbole macht deutlich, dass der erste Summand bei der Verwendung von unterschiedlichen Pilotsymbolen um den Faktor N_P verringert wird und somit die Varianz der Kanalschätzung kleiner ist. In der Folge ist daher eine Reduktion der BER zu erwarten.

Ein Vergleich der simulierten BER für die Kanalschätzverfahren KSI und KSU ist in Abb. 3.9 für $N_P = 10$ abgebildet. Als Referenz ist dort außerdem die BER bei perfekter Kanalkennntnis („bekannt“) gezeigt und wie schon in Abb. 3.8 vergleichen die Unterabbildungen die DAU-Auflösungen $M_D = 5$ bit (links) und $M_D = 6$ bit (rechts). Die Wirksamkeit des KSU-Verfahrens zeigt sich am deutlichsten bei höheren Modulationsstufen. So verringert sich das benötigte OSNR z. B. für $M_D = 5$ bit und 64-QAM von 37,5 dB auf 28,4 dB und ist damit nur noch 0,6 dB vom theoretisch erreichbaren Wert bei perfekter Kanalkennntnis entfernt. Eine ähnliche Beobachtung macht man für $M_D = 6$ bit und 256-QAM: hier ermöglicht erst das KSU-Verfahren eine BER von 10^{-3} . Der Abstand zur perfekten Kanalkennntnis beträgt in dieser Konfiguration ebenfalls 0,6 dB.

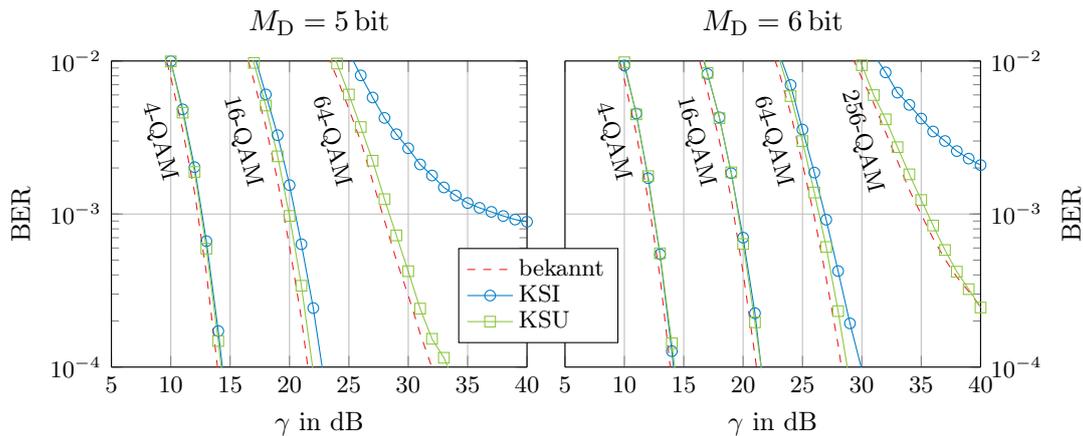


Abbildung 3.9: Simulierte BER für eine DAU-Auflösung von 5 bit (links) und 6 bit (rechts) für verschiedene Kanalschätzverfahren mit $N_P = 10$ sowie für perfekte Kanalkennntnis („bekannt“).

In Kapitel 3.3.1 wurde gezeigt, dass unter Vernachlässigung von Quantisierungsfehlern für $N_P = 10$ eine OSNR-Einbuße von 0,5 dB erreichbar ist. Das KSU-Verfahren erzielt also offenbar nicht die größtmögliche Schätzgenauigkeit. Der Grund hierfür wird bei Betrachtung von (3.19) deutlich: Der durch Quantisierungsfehler hervorgerufene Störterm verschwindet erst für $N_P \rightarrow \infty$. Im folgenden Kapitel soll daher ein Verfahren vorgestellt werden, welches unabhängig vom Wert von N_P eine geringe durch Kanalschätzung hervorgerufene OSNR-Einbuße ermöglicht.

3.3.4 Verbesserung der Kanalschätzung durch Rücktransformation quantisierter Pilotsymbole

Die Beeinträchtigung der Kanalschätzung durch senderseitige Quantisierungsfehler liegt darin begründet, dass gemäß (3.17) am Empfänger das Pilotsymbol $P_i(k)$ zur Berechnung der geschätzten Kanalübertragungsfunktion verwendet wird, während tatsächlich das durch Quantisierungsfehler gestörte Pilotsymbol

$$P_{q,i}(k) = P_i(k) + W_{q,i}(k) \quad (3.20)$$

gesendet wird. Dividiert man stattdessen das empfangene Pilotsymbol mit dem quantisierten Pilotsymbol, so erhält man für die Kanalschätzung

$$\hat{H}(k) = \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{Y_i(k)}{P_{q,i}(k)} = \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \left(\frac{H(k)P_{q,i}(k) + W_i(k)}{P_{q,i}(k)} \right) \quad (3.21)$$

$$= H(k) + \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_i(k)}{P_{q,i}(k)}. \quad (3.22)$$

Nimmt man vereinfachend an, dass – wie beim unquantisierten Pilotsymbol P_i – unabhängig von k für die Varianz $E[|P_{q,i}|^2] = |P_0|^2$ gilt, so erhält man für die Varianz des zweiten Terms in (3.22) den gleichen Ausdruck wie für den zweiten Term in (3.19). Damit ist die Varianz der Kanalschätzung nach (3.22)

$$\text{Var}(\hat{H}(k)) = \frac{1}{N_P} \frac{E[|W|^2]}{|P_0|^2} \quad (3.23)$$

und ein Vergleich mit (3.11) zeigt, dass diese identisch zur Varianz der Kanalschätzung ohne Quantisierungsfehler ist. Die Berechnung von \hat{H} nach (3.22) wird im Folgenden als Kanalschätzung mit quantisierten Pilotsymbolen (KSQ) bezeichnet.

Es ist allerdings nicht unmittelbar ersichtlich, wie $P_{q,i}$ zu ermitteln ist, da der dominierende Quantisierungsfehler erst im Zeitbereich, also nach Anwendung der IDFT entsteht (vgl. Kapitel 3.2) und damit nach Einfügen der Pilotsymbole. Sei $p_i(n) = \text{IDFT}[P_i(k)]$ die i -te Pilotsequenz im diskreten Zeitbereich, dann ist $p_{q,i}(n)$ die gemäß (3.3) quantisierte Version von $p_i(n)$, die sich auch folgendermaßen ausdrücken lässt

$$p_{q,i}(n) = p_i(n) + w_{q,i}(n), \quad (3.24)$$

wobei $w_{q,i}(n)$ den Quantisierungsfehler bezeichnet. Durch Rücktransformation in den Frequenzbereich lässt sich aus (3.24) dann

$$\text{DFT}[p_{q,i}(n)] = \text{DFT}[p_i(n)] + \text{DFT}[w_{q,i}(n)] = P_i(k) + W_{q,i}(k) \stackrel{(3.20)}{=} P_{q,i}(k) \quad (3.25)$$

berechnen.

Eine mögliche Realisierung dieses Verfahrens zeigt Abb. 3.10, worin relevante Teile des Senders und des Empfängers sowie der Übertragungskanal $\hat{H}(f)$ gezeigt sind. Es wird zu-

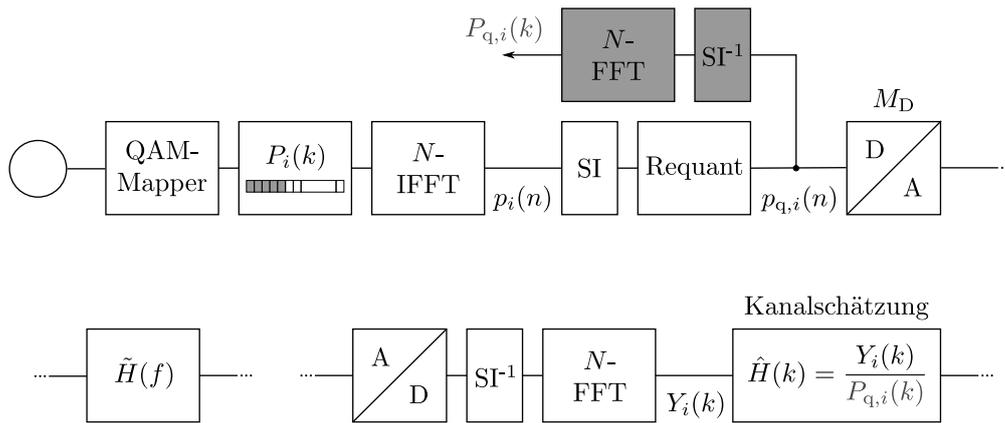


Abbildung 3.10: Blockschaltbild eines OFDM-Übertragungssystems mit Kanalschätzung nach dem KSQ-Verfahren. Grau eingefärbte Blöcke sind dem System ausgelagert.

nächst noch einmal verdeutlicht, dass die Pilotsymbole im Frequenzbereich definiert sind und vor dem IFFT-Block eingefügt werden, welcher unter anderem die Pilotsequenzen p_i berechnet. Nach Einfügen des Schutzintervalls (SI) wird die Requantisierung vorgenommen, um die Wortbreiten auf die DAU-Auflösung M_D anzupassen. Für die Berechnung der quantisierten Pilotsymbole werden die Pilotsequenzen $p_{q,i}$ nach der Requantisierung extrahiert und der SI-Entfernung zugeführt. Anschließend berechnet ein FFT-Block die DFT der Pilotsequenzen. Das Ergebnis $P_{q,i}$ wird dann am Empfänger zur Berechnung von \hat{H} verwendet. Das KSQ-Verfahren beruht darauf, dass unter Abwesenheit von Rauschen am Ausgang der Empfänger-FFT für die empfangenen Pilotsymbole gerade $Y_i = H P_{q,i}$ gilt.

Eine Übermittlung der quantisierten Pilotsymbole $P_{q,i}$ an den Empfänger findet nicht statt, vielmehr werden Pilotsymbole in der Regel bereits beim Systementwurf definiert. Es ist daher auch nicht notwendig, die Berechnung von $P_{q,i}$ während des Betriebs durchzuführen. Stattdessen lässt sich $P_{q,i}$ im Voraus durch ein Computerprogramm ermitteln, welches IFFT, Requantisierung und FFT nachbildet. Anstatt P_i wird dann im Empfänger $P_{q,i}$ gespeichert. Ein zusätzlicher Hardwareaufwand entsteht durch das KSQ-Verfahren somit nicht.

Wie schon für das KSI- und das KSU-Verfahren soll auch das KSQ-Verfahren anhand der simulierten BER des Übertragungssystems untersucht werden. Die Ergebnisse dieser Simulationen sind in Abb. 3.11 für $M_D = 5$ bit und $M_D = 6$ bit dargestellt. Für die Anzahl der Pilotsymbole wurde $N_P = 10$ gewählt, außerdem wurde auch beim KSQ-Verfahren eine N_P -fache Wiederholung des gleichen Pilotsymbols, hier $P_{q,0}$, übertragen. Der Vergleich mit der Verwendung unquantisierter Pilotsymbole (KSI) zeigt, dass das KSQ-Verfahren eine deutliche Verbesserung der BER erzielt. Für alle DAU-Auflösungen und Modulationsstufen ermöglicht es annähernd die gleiche Empfängerempfindlichkeit wie ein System mit perfekter Kanalkennntnis. Der noch verbleibende Unterschied ist lediglich der Unsicherheit der Kanalschätzung durch Verstärkerrauschen zuzuschreiben.

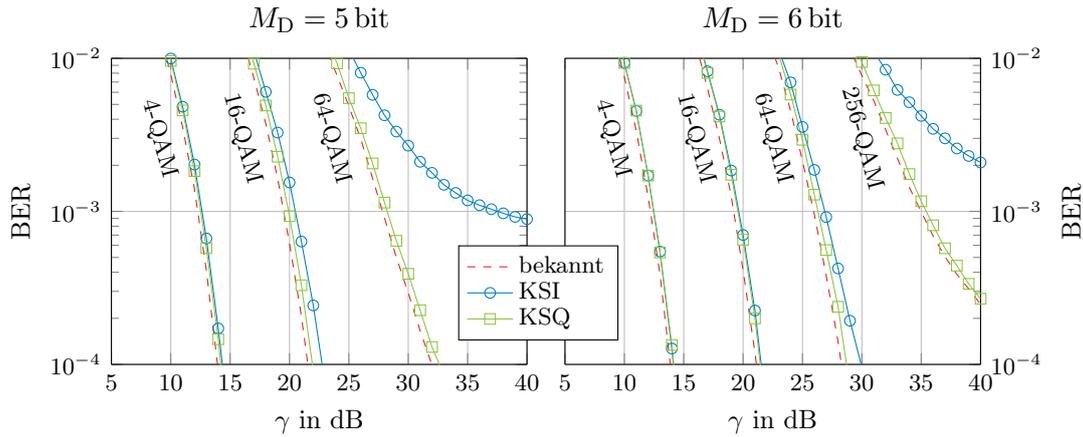


Abbildung 3.11: Simulierte BER für eine DAU-Auflösung von 5 bit (links) und 6 bit (rechts) für die Verfahren KSI und KSQ mit $N_P = 10$. Als Referenz dient perfekte Kanalkennntnis („bekannt“).

Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind die Ergebnisse für das KSU-Verfahren aus Kapitel 3.3.3 in Abb. 3.11 nicht gezeigt. Einen Überblick aller Verfahren stellt daher Abb. 3.12 dar, worin jeweils die OSNR-Einbuße γ_e für verschiedene Verfahren, DAU-Auflösungen und Modulationsstufen gegenübergestellt ist. γ_e drückt gemäß (3.12) das zusätzlich benötigte OSNR aus, welches wegen nicht perfekter Kanalkennntnis notwendig ist, um eine BER von 10^{-3} zu erreichen. Als Referenz ist gestrichelt jeweils auch derjenige Wert für γ_e dargestellt, der in Kapitel 3.3.1 für ein System ohne Quantisierungsfehler ermittelt wurde und der deswegen unabhängig von der DAU-Auflösung M_D ist.

In der linken Spalte von Abb. 3.12 sind Ergebnisse für $N_P = 10$ dargestellt, während in jeder Zeile eine andere Modulationsstufe verwendet wurde. Wie bereits in diesem und dem vorangegangenen Kapitel diskutiert, erreichen sowohl das KSU- als auch das KSQ-Verfahren eine deutliche Verbesserung der OSNR-Einbuße gegenüber einer Kanalschätzung mit identischen, unquantisierten Pilotsymbolen (KSI). Sie erzielen darüber hinaus für alle DAU-Auflösungen ungefähr den gleichen Wert für γ_e wie das Referenzsystem ohne Quantisierungsfehler. Hiervon ausgenommen sind DAU-Auflösungen, bei denen sich wegen der Störung des Sendesignals durch Quantisierungsfehler eine BER von 10^{-3} gar nicht erreichen lässt. In diesem Fall ist γ_e nicht definiert. Auffällig ist, dass das KSU-Verfahren bei 256-QAM für $N_P = 10$ und die DAU-Auflösungen 7 bit, bzw. 8 bit geringfügig besser ist ($\approx 0,1$ dB) als das Referenzsystem. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass simulierte Fehler bei der Kanalschätzung immer auch von der konkreten Rauschfolge, also der Realisierung w von \mathbf{w} , und den verwendeten Pilotsymbolen abhängt. Da zur Reproduzierbarkeit der Ergebnisse hier immer die gleiche Rauschfolge verwendet wurde, beim KSU-Verfahren aber unterschiedliche Pilotsymbole übertragen werden, entsteht hier eine simulativ bedingte Abweichung zwischen den Verfahren.

Dass das KSU- und das KSQ-Verfahren ansonsten für $N_P = 10$ ungefähr die gleiche OSNR-Einbuße erreichen, deutet darauf hin, dass bei Verwendung des KSU-Verfahrens der Einfluss des Quantisierungsfehlers in (3.19) gegenüber dem additiven Rauschen ver-

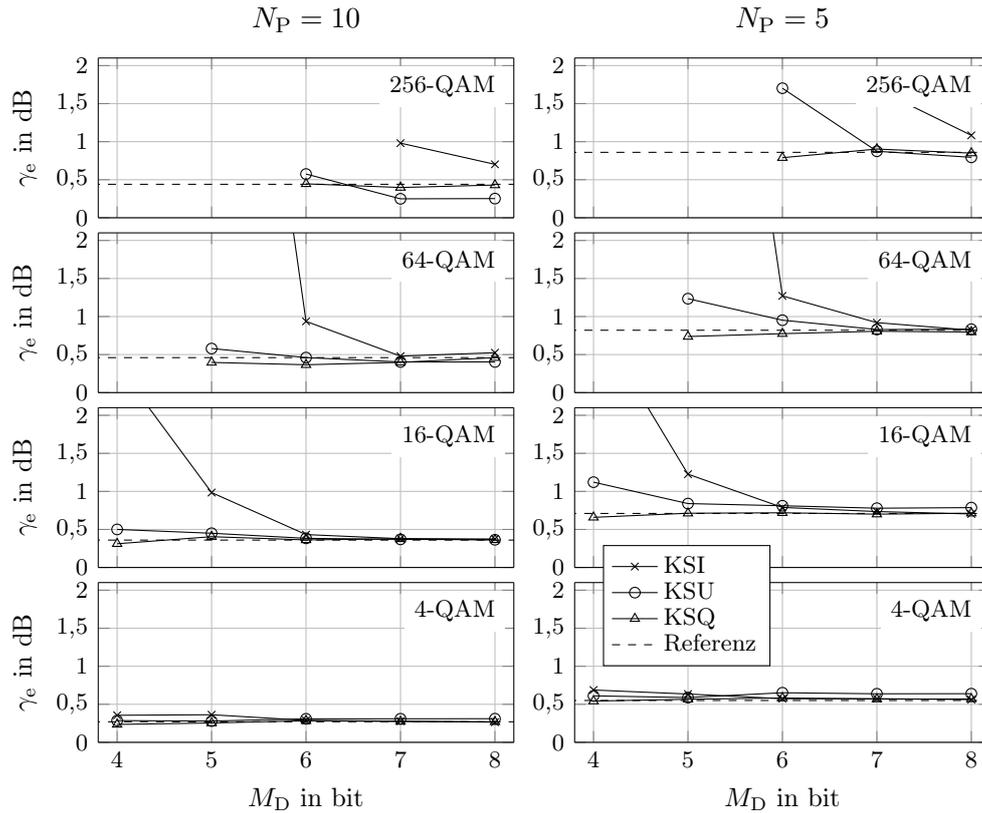


Abbildung 3.12: Simulierte OSNR-Einbuße durch Fehler bei der Kanalschätzung mit unterschiedlichen Verfahren in Abhängigkeit der DAU-Auflösung für $N_P = 10$ (links), $N_P = 5$ (rechts) und verschiedene Modulationsstufen.

nachlässigbar ist. Deswegen sind in der rechten Spalte von Abb. 3.12 auch Ergebnisse für $N_P = 5$ gezeigt, wobei sich gerade für kleines M_D ein deutlicher Unterschied zwischen den Verfahren ergibt. Hier erreicht das KSQ-Verfahren stets die geringere OSNR-Einbuße, da es unabhängig von N_P den Einfluss der Quantisierungsfehler eliminiert, während dies beim KSU-Verfahren nur für großes N_P und nur näherungsweise gilt. Für Systeme, in denen eine hohe Aktualisierungsrate der Kanalschätzung notwendig und daher nur eine kleine Anzahl von Pilotsymbolen vertretbar ist, ist das KSQ-Verfahren zu bevorzugen.

Ein weiterer Vorzug des KSQ-Verfahrens ist die Freiheit bei der Wahl der Pilotsymbole. Während diese beim KSU-Verfahren unterschiedlich sein müssen, können beim KSQ-Verfahren auch identische Pilotsymbole übertragen werden. In Kapitel 5 wird gezeigt werden, dass dies günstig für Verfahren zur Zeit- und Frequenzsynchronisation ist, weshalb die Kanalschätzung nach dem KSQ-Verfahren hierfür besser geeignet ist.

3.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde gezeigt, welche Ursachen für Quantisierungsfehler in einem OFDM-Sender existieren und wie sie sich speziell bei den für optische Übertragungssysteme angestrebten Bitraten und den damit verbundenen hohen Anforderungen an den DAU auswirken. Dabei wurde deutlich, dass bei optimaler Requantisierung für höhere Modulationsstufen wie 64- und 256-QAM ein DAU mit mindestens 5 bzw. 6 bit Auflösung notwendig ist. Des Weiteren wurde demonstriert, dass sich senderseitige Quantisierungsfehler negativ auf die Kanalschätzung auswirken, wenn keine Gegenmaßnahmen ergriffen werden. Daher wurde mit der Rücktransformation quantisierter Pilotsymbole ein Verfahren vorgestellt, welches ohne zusätzlichen Hardwareaufwand den Einfluss der Quantisierung auf die Kanalschätzung eliminiert und dadurch die gleiche Schätzvarianz erreicht wie ein System, dessen Kanalschätzung lediglich durch Verstärkerrauschen limitiert ist.

4 Einfluss des elektro-optischen Modulators

Nachdem im vorangegangenen Kapitel der digitale Teil des OFDM-Senders untersucht wurde, geht dieses Kapitel auf den Einfluss eines analogen Bauteils ein: Nach Abb. 2.7 folgt auf den DAU der elektro-optische IQ-Modulator, der Amplitude und Phase des optischen Trägers moduliert. Wegen ihrer Schnelligkeit werden hierfür sogenannte Mach-Zehnder-Modulatoren (MZM) eingesetzt, die allerdings – wie Kapitel 4.1 zeigen wird – eine nichtlineare Kennlinie aufweisen. Gegenstand von Kapitel 4.2 wird deswegen eine Untersuchung der Auswirkung dieser nichtlinearen Kennlinie auf das optische OFDM-Übertragungssystem sein. Verfahren, welche die Verringerung dieser Auswirkung erreichen, werden in den Kapiteln 4.3 und 4.4 vorgestellt werden. Da diese Verfahren auf einer digitalen Vorverarbeitung des Sendesignals beruhen und die Wortbreiten, wie im vorangegangenen Kapitel diskutiert wurde, begrenzt sind, werden speziell auch hierbei auftretende Quantisierungsfehler untersucht.

4.1 Amplituden- und Phasenmodulation optischer Träger

Das Basisbandsignal eines OFDM-Übertragungssystems ist im Allgemeinen komplexwertig¹, weswegen es zu seiner Verschiebung in die Hochfrequenzlage eines Amplituden- und Phasenmodulators bedarf. Dafür bedient man sich in der optischen Nachrichtentechnik des Prinzips des aus der drahtlosen Nachrichtentechnik bekannten IQ-Modulators, der Amplituden- und Phasenmodulation durch getrennte Amplitudenmodulation zweier um 90° phasenverschobener Träger gleicher Frequenz realisiert. Zunächst wird also ein Bauteil zur optischen Amplitudenmodulation benötigt, welches mit dem MZM in Kapitel 4.1.1 vorgestellt wird. In Kapitel 4.1.2 erfolgt dann die Zusammenschaltung zu einem optischen IQ-Modulator.

4.1.1 Mach-Zehnder-Modulator als Amplitudenmodulator

Ein MZM erreicht die Amplitudenmodulation des elektrischen Eingangsfelds durch Überlagerung zweier phasenverschobener Versionen des Eingangssignals [47, 49]. Ist der Phasenunterschied der überlagerten Schwingungen Null, so entsteht konstruktive Interferenz der beiden Felder. Beträgt die Phasenverschiebung hingegen 180°, so löscht sich das elektrische Feld am Ausgang vollständig aus. Abb. 4.1a zeigt den prinzipiellen Aufbau eines MZMs mit integrierten Einmoden-Wellenleiterstrukturen. Darin ist E_e die komplexe

¹Es sei denn, es weist im Frequenzbereich eine komplex-konjugierte Symmetrie auf.

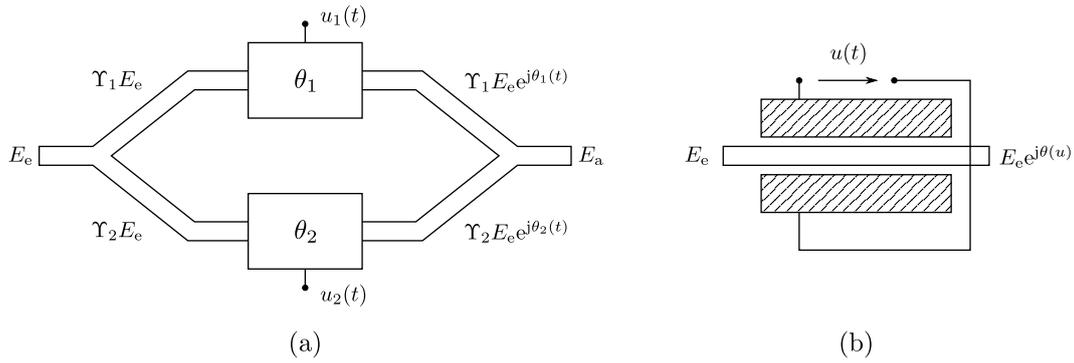


Abbildung 4.1: (a) Mach-Zehnder-Modulator und (b) Phasenmodulator.

Hüllkurve des elektrischen Eingangsfeldes, das durch einen als Y-Verzweiger realisierten Leistungsteiler in die Anteile $\Upsilon_1 E_e$ und $\Upsilon_2 E_e$ aufgespalten wird [97], wobei $\Upsilon_1^2 + \Upsilon_2^2 = 1$. Das Signal im oberen Zweig erfährt daraufhin die Phasenänderung $\theta_1(t)$, während das Signal im unteren Zweig eine Phasenmodulation mit $\theta_2(t)$ durchläuft. Am Ausgang des MZMs werden die Felder der beiden Zweige zum Ausgangsfeld überlagert, dessen komplexe Hüllkurve unter Vernachlässigung der Einfügedämpfung

$$E_a(t) = \Upsilon_3 \Upsilon_1 E_e e^{j\theta_1(t)} + \Upsilon_4 \Upsilon_2 E_e e^{j\theta_2(t)} \quad (4.1)$$

lautet. Auch für die Leistungsteilungsfaktoren des ausgangsseitigen Y-Verzweigers gilt $\Upsilon_3^2 + \Upsilon_4^2 = 1$. Für den MZM werden zwei Phasenmodulatoren benötigt und der Aufbau eines solchen ist in Abb. 4.1b dargestellt. Der Phasenmodulator besteht aus einem Wellenleiter, dessen Brechungsindex sich in Abhängigkeit eines äußeren elektrischen Felds ändert, welches durch Anlegen der Steuerspannung $u(t)$ an die schraffiert gezeichneten Elektroden erzeugt wird. Als Wellenleitermaterial wird meist Lithiumniobat (LiNbO_3) verwendet [37]. Mit der Halbwellenspannung U_π gilt nach [38] für die Ein-/Ausgangsbeziehung des elektro-optischen Phasenmodulators

$$E_a(t) = E_e e^{j\theta(u,t)} = E_e e^{j\frac{u(t)}{U_\pi} \pi}. \quad (4.2)$$

Nimmt man perfekt symmetrische Y-Verzweiger mit $\Upsilon_i = \sqrt{0,5}$ an, so erhält man damit und durch Einsetzen von (4.2) in (4.1) für den Ausgang des MZMs

$$E_a(t) = \frac{1}{2} E_e \left(e^{j\frac{u_1(t)}{U_\pi} \pi} + e^{j\frac{u_2(t)}{U_\pi} \pi} \right). \quad (4.3)$$

Für Amplitudenmodulation betreibt man den MZM im Gegentaktbetrieb, das heißt mit $u_2 = -u_1$. Damit ergibt sich für (4.3)

$$E_a(t) = \frac{1}{2} E_e \left(e^{j\frac{u_1(t)}{U_\pi} \pi} + e^{-j\frac{u_1(t)}{U_\pi} \pi} \right) = E_e \cos \left(\frac{u_1(t)}{U_\pi} \pi \right). \quad (4.4)$$

Aus (4.4) ist ersichtlich, dass sich das Ausgangsfeld nicht linear mit der angelegten Spannung u_1 ändert, sondern dass der MZM eine kosinusförmige Kennlinie besitzt, auf die das folgende Kapitel bei der Beschreibung des elektro-optischen IQ-Modulators gleich näher eingeht.

4.1.2 Optischer Inphase- und Quadraturmodulator

Mit dem soeben eingeführten Amplitudenmodulator realisiert die in Abb. 4.2a gezeigte Struktur einen optischen IQ-Modulator. Sie ähnelt der Struktur des MZMs (vgl. Abb. 4.1a), wobei die beiden Zweige jetzt jeweils einen Amplitudenmodulator aufweisen, der seinerseits durch einen im Gegentakt betriebenen MZM realisiert ist. Im unteren Zweig befindet sich außerdem zusätzlich ein Phasenmodulator, der eine konstante Phasenverschiebung des Signals im unteren Zweig um $\pi/2$ bewirkt. Für das Ausgangsfeld gilt daher mit den Definitionen aus Kapitel 4.1.1

$$E_a(t) = \Upsilon_1 \Upsilon_3 E_e \cos\left(\frac{u_I(t)}{U_\pi} \pi\right) + \Upsilon_2 \Upsilon_4 E_e \cos\left(\frac{u_Q(t)}{U_\pi} \pi\right) e^{j\frac{\pi}{2}}. \quad (4.5)$$

Nach Kapitel 2.2.2 sind Real- und Imaginärteil eines OFDM-Signals mittelwertfrei, weshalb der Arbeitspunkt der MZMs so zu wählen ist, dass für eine Signalspannung \tilde{u}_I bzw. \tilde{u}_Q von Null der Real- bzw. Imaginärteil des Modulatorausgangs E_a ebenfalls Null ist, wodurch sich eine um den Nullpunkt symmetrische Aussteuerung ergibt. In [98] wurde gezeigt, dass diese Arbeitspunkteinstellung Intermodulationsprodukte im modulierten Signal minimiert. Hierzu wird $u_I = \tilde{u}_I + U_{DC}$, $u_Q = \tilde{u}_Q + U_{DC}$ und $U_{DC} = -U_\pi/2$ gewählt, und man erhält mit der Annahme idealer Y-Verzweiger ($\Upsilon_i = \sqrt{0,5}$) für (4.5)

$$E_a(t) = \frac{E_e}{2} \left(\sin\left(\frac{\tilde{u}_I(t)}{U_\pi} \pi\right) + j \sin\left(\frac{\tilde{u}_Q(t)}{U_\pi} \pi\right) \right), \quad (4.6)$$

wobei \tilde{u}_I die Inphase- und \tilde{u}_Q die Quadraturkomponente des Nachrichtensignals bezeichnet. In einem optischen OFDM-System ist \tilde{u}_I der Realteil und \tilde{u}_Q der Imaginärteil des analogen OFDM-Signals. Kommerziell erhältliche MZMs besitzen meist einen getrennten Gleichspannungseingang, über den sich die Einstellung des Arbeitspunktes vornehmen lässt [4, S. 91]. Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass an diesem Eingang $U_{DC} = -U_\pi/2$ anliegt, sodass sich stets die Kennlinie in (4.6) ergibt und direkt der Wechselspannungsanteil \tilde{u}_I bzw. \tilde{u}_Q an den MZM angelegt werden kann. Für die Kennlinie eines der beiden MZMs im optischen IQ-Modulator erhält man damit

$$\frac{E_{a,M}(t)}{E_{e,M}} = \sin\left(\frac{u(t)}{U_\pi} \pi\right). \quad (4.7)$$

Sie ist in Abb. 4.2b dargestellt und gilt gleichermaßen für den Inphase- und Quadratur-MZM, also für $u = \tilde{u}_I$ und $u = \tilde{u}_Q$.

Die oben getroffene Annahme perfekt symmetrischer Leistungsteilungsfaktoren mit $\Upsilon_i = \sqrt{0,5}$ trifft in der Realität nur näherungsweise zu. Weicht Υ_i vom idealen Wert ab, führt dies zu einem endlichen Auslöschungsverhältnis², d. h. das Signal am Ausgang des MZMs oder des IQ-Modulators wird nie vollständig ausgelöscht. Dies führt näherungsweise zu einem Gleichanteil im modulierten Signal, der sich durch Regelung von U_{DC} wirkungsvoll eliminieren lässt [99–101], weswegen die vorliegende Arbeit von der Gültigkeit von $\Upsilon_i = \sqrt{0,5}$ und somit unendlichem Auslöschungsverhältnis ausgeht.

²Englisch: extinction ratio.

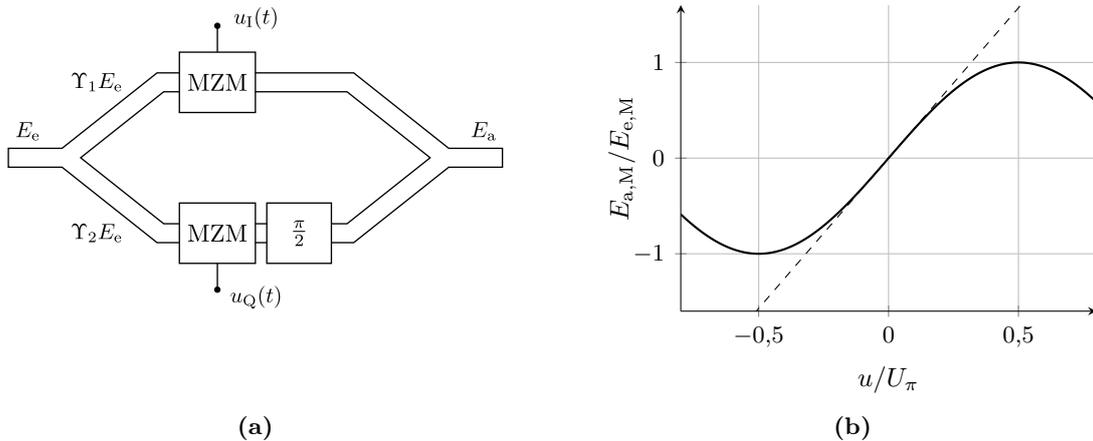


Abbildung 4.2: (a) Optischer IQ-Modulator; (b) MZM-Kennlinie für $U_{\text{DC}} = -U_{\pi}/2$ und ihre lineare Approximation (gestrichelt).

Zur Vermeidung von Signalverzerrungen ist im Allgemeinen ein linearer Zusammenhang zwischen dem Nachrichtensignal und den Amplituden von Inphase- und Quadraturkomponente des Nachrichtenträgers gewünscht. Nach (4.6) ist dies für den optischen IQ-Modulator in Abb. 4.2a nicht der Fall. Die Kennlinie der MZMs hat nach (4.7) vielmehr einen sinusförmigen, periodischen Verlauf und ist in Abb. 4.2b dargestellt. An der gestrichelt gezeichneten linearen Approximation der Kennlinie ist sichtbar, dass für Steuerspannungen nahe $U_{\pi}/2$ beträchtliche nichtlineare Verzerrungen auftreten. Deren Auswirkung auf das OFDM-Übertragungssystem wird im folgenden Kapitel studiert.

4.2 Einfluss der nichtlinearen Modulator Kennlinie

Nichtlineare Signalverzerrungen erzeugen im verzerrten Signal zusätzliche Spektralanteile und wirken sich daher besonders bei Mehrträgerverfahren negativ aus, da sie dort Interkanalinterferenz hervorrufen. Wie stark das OFDM-Signal im hier betrachteten Übertragungssystem durch den Modulator verzerrt wird, hängt davon ab, wie stark dieser angesteuert wird. Geht man vereinfachend von einem idealen³ DAU mit idealem Interpolationsfilter aus, so sind die Steuerspannungen der MZMs $\tilde{u}_I(t) = \hat{u} \text{Re} \tilde{x}(t)$ und $\tilde{u}_Q(t) = \hat{u} \text{Im} \tilde{x}(t)$ direkt proportional zu Real- bzw. Imaginärteil des OFDM-Sendesignals \tilde{x} aus (2.37) und besitzen daher dieselben stochastischen Eigenschaften (vgl. Kapitel 2.2.2). Insbesondere sind die vorkommenden Spannungswerte in der Folge gaußverteilt und als Maß für die Modulatoraussteuerung eignet sich eine statistische Größe daher besser als z. B. der Maximalwert von \tilde{u}_I oder \tilde{u}_Q . Hier wird der Modulationsindex m

³Ein idealer DAU besitzt einen Dirac-Impuls als Impulsantwort.

über den Effektivwert u_{eff} der Steuerspannungen definiert:

$$m = 2 \frac{u_{\text{eff}}}{U_{\pi}}. \quad (4.8)$$

Da Real- und Imaginärteil des OFDM-Signals identisch verteilt sind, wird im Folgenden stellvertretend für die Steuerspannungen \tilde{u}_I und \tilde{u}_Q das Formelzeichen u verwendet und für u_{eff} gilt mit der Definition des OFDM-Zufallsprozesses aus (2.41)

$$u_{\text{eff}} = \sqrt{\text{E}[u^2]} = \hat{u} \sqrt{\text{E}[\tilde{\mathbf{a}}^2]} = \hat{u} \sqrt{\sigma^2/2} = \frac{\hat{u}\sigma}{\sqrt{2}}, \quad (4.9)$$

wobei σ^2 nach Kapitel 2.2.2 die Varianz des komplexen Basisband-OFDM-Signals bezeichnet. Mit der Definition von m nach (4.8) wird der MZM für $m = 1$ voll ausgesteuert, wenn $u = u_{\text{eff}}$ gilt.

Erste Untersuchungen zur Auswirkung der nichtlinearen Modulatorkennlinie auf die BER von optischen OFDM-Systemen finden sich in [98, 102, 103]. Da sie die Grundlage der folgenden Abschnitte in diesem Kapitel legen, werden die maßgeblichen Ergebnisse hier kurz wiedergegeben und um Untersuchungen zu 256-QAM erweitert. Zur Beurteilung der BER-Verschlechterung durch die nichtlineare Modulatorkennlinie werden Simulationen des Systems in Abb. 2.7 für verschiedene Werte von m und eine Faserlänge von $\ell = 80$ km durchgeführt. Für den DAU wird eine rechteckförmige Impulsformung mit anschließender idealer Tiefpassfilterung angenommen. Quantisierungsfehler werden hier zunächst noch vernachlässigt, weswegen die Kanalschätzung mit dem KSI-Verfahren (vgl. Kapitel 3.3.1) und $N_P = 10$ vorgenommen wird. Durch einen idealen elektrischen Verstärker lässt sich \hat{u} und somit der Modulationsindex einstellen. Für jeden Wert von m wird das OSNR γ_b ermittelt, welches benötigt wird, um eine BER von 10^{-3} zu erzielen. Anschließend wird gemäß

$$\gamma_e = \frac{\gamma_b|_{\text{nichtlin. Kennlinie}}}{\gamma_b|_{\text{lineare Kennlinie}}} \quad (4.10)$$

die OSNR-Einbuße durch Vergleich mit einem System, welches einen idealisierten Modulator mit linearer Kennlinie aufweist, berechnet.

In Abb. 4.3a ist γ_e für verschiedene Modulationsstufen dargestellt. Mit steigendem Modulationsindex nimmt die nichtlineare Verzerrung des Sendesignals und damit die Verschlechterung der BER zu, wobei höhere Modulationsstufen deutlich empfindlicher gegenüber der nichtlinearen Modulatorkennlinie sind. Aus Abb. 4.3a lässt sich auch ablesen, dass sich die OSNR-Einbuße durch eine geringe Aussteuerung des Modulators nahezu vollständig vermeiden lässt, da die Modulatorkennlinie für kleine Spannungswerte u annähernd linear ist (vgl. Abb. 4.2b). Mit geringer Aussteuerung geht jedoch ein Verlust optischer Sendeleistung einher [104], der sich durch den Modulationsverlust

$$A_m = \frac{\text{E}[|E_e|^2]}{\text{E}[|E_a|^2]} \quad (4.11)$$

ausdrücken lässt, welcher das Verhältnis der optischen Leistung am Eingang des Modulators zur optischen Leistung an seinem Ausgang beschreibt. A_m hängt von der WDF des

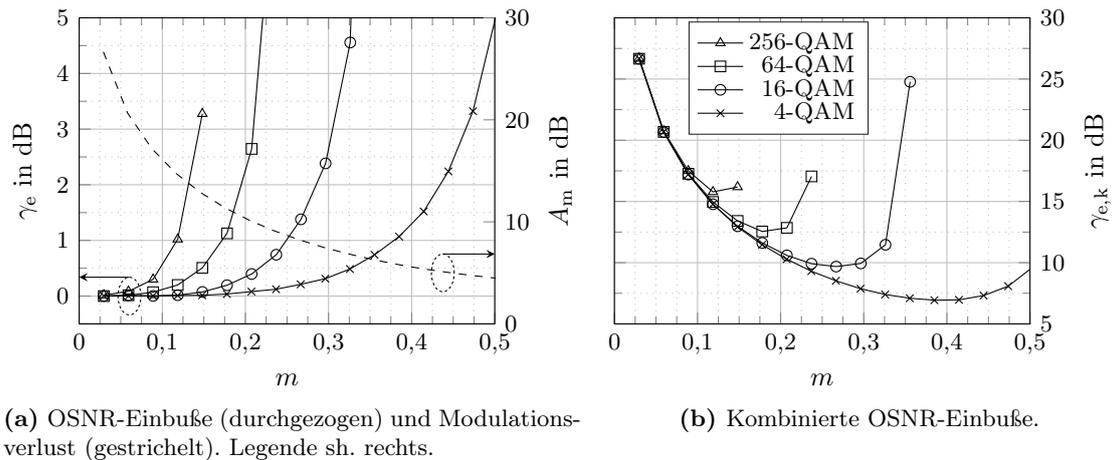


Abbildung 4.3: Simulierte OSNR-Einbuße in Abhängigkeit des Modulationsindex für $\ell = 80$ km und verschiedene Modulationsstufen.

Steuersignals ab und ist daher im Fall von OFDM unabhängig von der Modulationsstufe (vgl. Kapitel 2.2.2). Der Verlauf von A_m ist deswegen in Abb. 4.3a nur für 256-QAM gezeigt (gestrichelt) und gilt genauso für andere Modulationsstufen. Für A_m lässt sich ein analytischer Ausdruck finden, der sehr gut mit simulativ ermittelten Werten übereinstimmt, wie in [103, 105] von Wang und dem Autor der vorliegenden Arbeit gezeigt wurde. Deswegen wird hier und im Folgenden stets der durch Simulation berechnete Modulationsverlust verwendet. Um z. B. bei Verwendung von 256-QAM eine vernachlässigbare OSNR-Einbuße zu erreichen, sollte $m \leq 0,06$ gelten, wodurch nach Abb. 4.3a ein Modulationsverlust von mindestens 20 dB entsteht. Dies mindert zum einen die Energieeffizienz des optischen Senders und verringert zum anderen das OSNR am Empfänger um den Wert A_m (in dB), wenn keine Gegenmaßnahmen ergriffen werden (vgl. (2.16)). Idealerweise ist der Modulator deswegen mit demjenigen Modulationsindex zu betreiben, der die kombinierte OSNR-Einbuße

$$\gamma_{e,k} = A_m \gamma_e \quad (4.12)$$

minimiert [103]. Für die oben vorgestellten Ergebnisse ist $\gamma_{e,k}$ in Abb. 4.3b dargestellt. Darin ist abhängig von der Modulationsstufe das Minimum der kombinierte OSNR-Einbuße ablesbar, welches mit kleiner werdender Modulationsstufe abnimmt. Es ist darüber hinaus ersichtlich, dass der Modulator beim Einsatz höherer Modulationsstufen mit kleinerem Modulationsindex betrieben werden sollte, um $\gamma_{e,k}$ zu minimieren. Wird keine Regelung von U_{DC} vorgenommen, ist darüber hinaus eine Optimierung des Modulationsindex in Abhängigkeit des Auslöschungsverhältnisses erforderlich [106]. Hier wird, wie eingangs erwähnt, von einer solchen Regelung ausgegangen, weswegen die Berücksichtigung des Auslöschungsverhältnisses unterbleibt.

Um den Modulationsverlust auszugleichen, kann prinzipiell ein optischer Verstärker eingesetzt werden. Dies verursacht in jedem Fall zusätzliche Kosten, führt aber zumin-

dest bei langen Übertragungstrecken von mehreren hundert bis tausend Kilometern Länge mit regelmäßig eingesetzten Zwischenverstärkern nur zu einer vernachlässigbaren Zunahme des Rauschens, da das OSNR gemäß (2.16) logarithmisch mit der Anzahl der Verstärker abnimmt. Bei kürzeren Strecken von 50 bis 100 Kilometern, bei denen meist nur ein Verstärker Einsatz findet, führt ein zusätzlicher Verstärker allerdings zu einer deutlichen Abnahme des OSNRs. In den folgenden Kapiteln werden daher Verfahren vorgestellt, die der nichtlinearen Verzerrung des OFDM-Signals durch den optischen IQ-Modulator entgegenwirken, dadurch einen höheren Modulationsindex ermöglichen und in der Folge die kombinierte OSNR-Einbuße $\gamma_{e,k}$ verringern.

4.3 Digitale Vorverzerrung

Da die Modulatorkennlinie in (4.7) bekannt ist, liegt es nahe, die Steuerspannung u durch geeignete Vorverarbeitung so zu verzerren, dass sich insgesamt eine lineare Kennlinie ergibt. Erste Arbeiten hierzu wurden im Kontext analoger optischer Übertragungssysteme durchgeführt und verwendeten entsprechend eine analoge Vorverzerrerschaltung [107, 108]. Eine analoge Implementierung kann die gewünschte Vorverzerrfunktion allerdings nur näherungsweise nachbilden, weshalb in digitalen Übertragungssystemen eine digitale Vorverzerrung zu bevorzugen ist.

Bei digitalen, optischen Einträgersystemen spielt die nichtlineare Modulatorkennlinie eine untergeordnete Rolle, da die MZM-Steuerspannung u an den Abtastzeitpunkten nur wenige diskrete Zustände aufweist, sodass das Signal überhaupt nicht verzerrt wird (z. B. 4-QAM) oder durch entsprechende Einstellung von Arbeitspunkten leicht vorzuverzerrt ist (z. B. 16-QAM). Im Gegensatz dazu sind die Amplituden eines OFDM-Signals gaußverteilt, weswegen in [109] erstmals eine digitale Vorverzerrung für ein optisches 4-QAM-OFDM-System vorgeschlagen wurde. Im folgenden Kapitel wird zunächst gezeigt, welcher Gewinn bei dieser und weiteren Modulationsstufen durch digitale Vorverzerrung prinzipiell erreichbar ist, worauf in Kapitel 4.3.2 eine Berücksichtigung von Quantisierungsfehlern bei der Vorverzerrung folgt.

4.3.1 Potential der digitalen Vorverzerrung

Zweck der digitalen Vorverzerrung ist es, das OFDM-Zeitbereichssignal $x(n)$ so zu bearbeiten, dass sich insgesamt ein linearer Zusammenhang zwischen dem Real- bzw. Imaginärteil $a(n)$ von $x(n)$ und der Inphase- bzw. Quadraturkomponente des Trägers ergibt. Hierzu wird, wie in Abb. 4.4 gezeigt, jeweils ein Vorverzerrer mit Kennlinie $g_v(a)$ vor den DAUs eingefügt. Für die Herleitung der Vorverzerrerkennlinie wird wieder vereinfachend davon ausgegangen, dass die DAUs ideal sind und von einem idealen Tiefpass mit Grenzfrequenz $f_A/2$ gefolgt werden. Da die Verarbeitungszweige für Real- und Imaginärteil identisch sind, wird im Folgenden stellvertretend für den Real- und Imaginärteil von x das Formelzeichen a verwendet und für die Steuerspannung der MZMs gilt mit eben genannter Voraussetzung an den Abtastzeitpunkten $u(nT_A) = \hat{u}g_v(a(n))$. Damit und

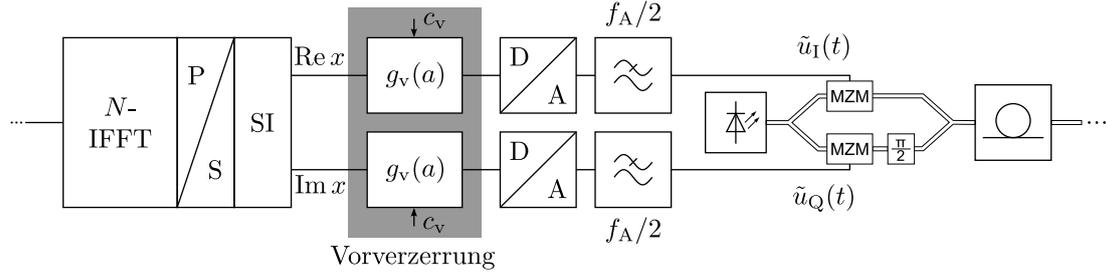


Abbildung 4.4: Blockschaltbild des Senderteils mit digitaler Vorverzerrung. Doppellinien kennzeichnen optische Signalfade.

mit (4.7) erhält man dann für die Ein-/Ausgangsbeziehung eines MZMs

$$\frac{E_{a,M}(nT_A)}{E_{e,M}} = \sin\left(\frac{\hat{u}g_v(a(n))}{U_\pi}\pi\right) \stackrel{!}{=} c_v a(n). \quad (4.13)$$

Diese soll linear mit dem OFDM-Signal a zusammenhängen, wobei der Skalierungsfaktor c_v für gegebenes σ^2 und \hat{u} die Einstellung des Modulationsindex erlaubt. Umformen von (4.13) ergibt

$$g_v(a) = \frac{1}{\pi} \frac{U_\pi}{\hat{u}} \arcsin(c_v a). \quad (4.14)$$

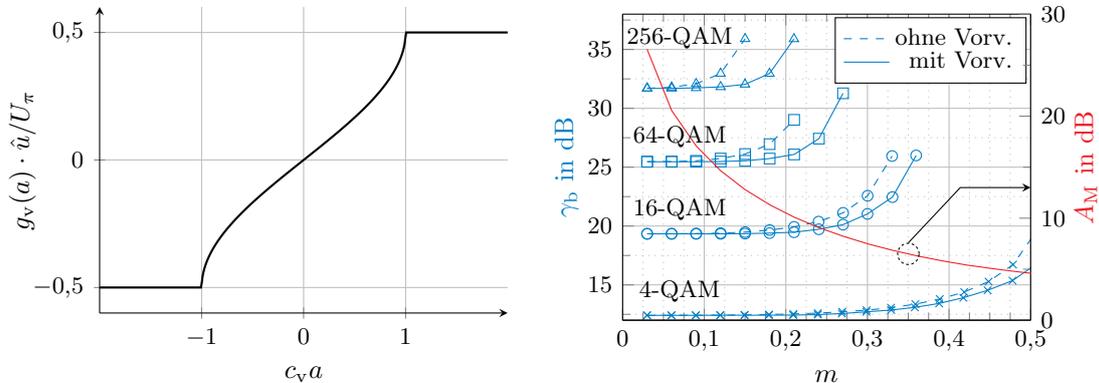
Da die Umkehrfunktion $\arcsin z$ der Sinusfunktion nur im Bereich $z \in [-1, 1]$ definiert ist, muss in (4.14) $|c_v a| \leq 1$ gelten. Prinzipiell lässt sich diese Bedingung durch geeignete Wahl von c_v erfüllen, da für ein gegebenes QAM-Symbolalphabet der Maximalwert des IFFT-Ausgangs und somit von a bekannt ist. Allerdings hat dies einen geringen Modulationsindex zur Folge, da dieser Maximalwert mit geringer Wahrscheinlichkeit auftritt, was in der Folge einen hohen Modulationsverlust verursacht. Dies ist eine Konsequenz der Gaußverteilung von a , die speziell bei OFDM-Signalen vorliegt. Sinnvoller ist es daher, Werte mit $|c_v a| > 1$ zu begrenzen:

$$g_v(a) = \begin{cases} 0,5 \frac{U_\pi}{\hat{u}} \operatorname{sgn}(c_v a) & |c_v a| > 1 \\ \frac{1}{\pi} \frac{U_\pi}{\hat{u}} \arcsin(c_v a) & |c_v a| \leq 1 \end{cases} \quad (4.15)$$

und somit die unwiderrufliche Verzerrung selten auftretender Werte zugunsten eines höheren Modulationsindex in Kauf zu nehmen.

Die so definierte Vorverzerrerkennlinie ist in Abb. 4.5a gezeigt. An ihrem Verlauf ist ersichtlich, dass die nichtlineare Kennlinie des Modulators zwar stückweise kompensiert werden kann, dass andererseits jedoch mit zusätzlichen Verzerrungen durch die Begrenzung zu rechnen ist. Von Interesse ist daher, wie stark sich die jeweiligen Effekte negativ bzw. positiv auf die BER auswirken und ob durch Vorverzerrung eine Erhöhung des Modulationsindex bei gleicher BER möglich wird. Bei den hierzu folgenden Simulationen werden DAUs mit rechteckförmiger Impulsantwort aber unbegrenzter Wortbreite, gefolgt von einem idealen Tiefpassfilter mit Grenzfrequenz $f_A/2$ angenommen; die Faser besitzt eine Länge von 80 km.

In Abb. 4.5b ist zunächst das für eine BER von 10^{-3} benötigte OSNR γ_b gezeigt: für ein System ohne Vorverzerrung einerseits (gestrichelt) und mit Anwendung der Vorverzerrung gemäß (4.15) andererseits (durchgezogen). Darin ist zu erkennen, dass die Vorver-



(a) Vorverzerrer-Kennlinie.

(b) Benötigtes OSNR mit/ohne Vorverzerrung (li. Achse) und Modulationsverlust (re. Achse).

Abbildung 4.5: (a) Vorverzerrer-Kennlinie; (b) Vergleich des vorverzerrten Systems mit dem nicht vorverzerrten System für $\ell = 80$ km und verschiedene Modulationsstufen.

zerrung für kleines m keine Verringerung des benötigten OSNRs bewirkt. Dies ist auch nicht zu erwarten, da die Modulatorkennlinie für kleine Steuerspannungen annähernd linear ist und bei kleinem Modulationsindex gar keine Verschlechterung des benötigten OSNRs auftritt, wie in Abb. 4.3a bereits gezeigt wurde. Folglich kann eine Vorverzerrung hier auch keine Verbesserung bringen. Für steigenden Modulationsindex ist hingegen ein größer werdender Unterschied zwischen dem vorverzerrten und dem nicht vorverzerrten System zu beobachten, da der Modulator zunehmend im nichtlinearen Bereich seiner Kennlinie betrieben wird. Es wird allerdings auch deutlich, dass die Vorverzerrung nach (4.15) den Einfluss der nichtlinearen Kennlinie nicht vollständig eliminieren kann. Hervorgerufen durch das notwendige Abschneiden großer Werte im Vorverzerrer (vgl. Abb. 4.5a) wächst γ_b auch im vorverzerrten System mit steigendem Modulationsindex an.

Einen genaueren Einblick in die durch Vorverzerrung erreichbare Verbesserung des benötigten OSNRs bietet Abb. 4.6a. Dort ist der OSNR-Gewinn

$$\gamma_g = \frac{\gamma_b|_{\text{ohne Vorverzerrung}}}{\gamma_b|_{\text{mit Vorverzerrung}}}, \quad (4.16)$$

also die Differenz der in Abb. 4.5b zusammengehörigen Kurven, für verschiedene Modulationsstufen dargestellt. Da bei Anwendung von Vorverzerrung der genaue Zusammenhang zwischen dem Skalierungsfaktor c_v und dem Modulationsindex m nicht bekannt ist, wird m am Eingang des Modulators numerisch ermittelt. Die horizontalen Positionen übereinanderliegender Datenpunkte in Abb. 4.5b weichen daher geringfügig voneinander ab, weswegen eine direkte Differenzbildung nicht möglich ist. Für die Darstellung in Abb. 4.6a

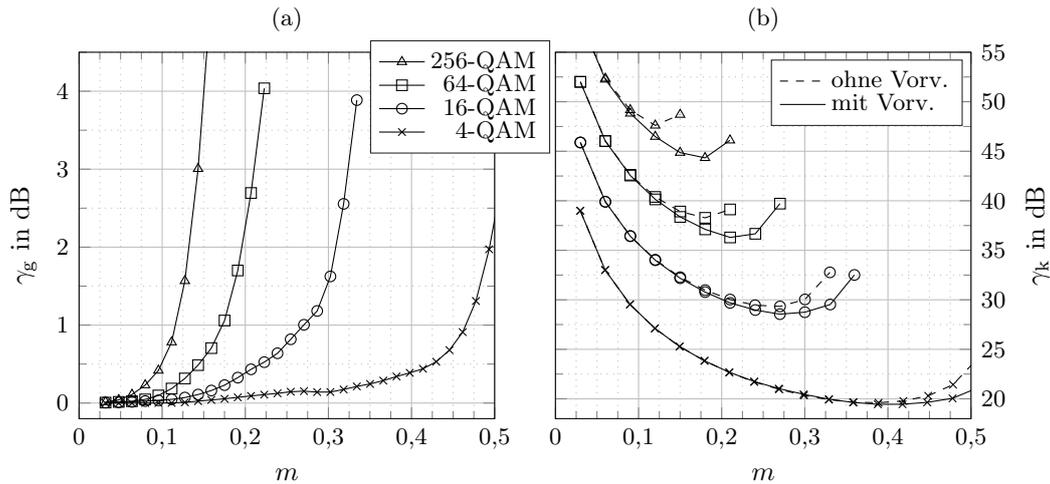


Abbildung 4.6: (a) OSNR-Gewinn durch Vorverzerrung; (b) Summe aus benötigtem OSNR und Modulationsverlust ohne (gestrich.) und mit Anwendung von Vorverz. (durchgezogen).

wurde deshalb zunächst eine kubische Interpolation zwischen den vorhandenen Datenpunkten durchgeführt und anschließend die Differenz an den so ermittelten Stützstellen berechnet.

Höhere Modulationsstufen zeigen durch Vorverzerrung bereits für geringe Modulationsindizes einen beträchtlichen Gewinn, der z. B. 4 dB für 64-QAM und $m = 0,22$ beträgt. Je kleiner die Modulationsstufe, desto höher ist der Modulationsindex, bei dem der Anstieg des Gewinns einsetzt. Zwar wächst bei allen Modulationsstufen der Gewinn durch Vorverzerrung mit m , gleichzeitig ist jedoch nach Abb. 4.5b – auch bei Anwendung der Vorverzerrung – eine Zunahme des benötigten OSNRs zu verzeichnen, die sich nur rechtfertigen lässt, wenn zugleich der Modulationsverlust deutlich abnimmt.

Ähnlich wie in Abb. 4.3b soll daher der Einfluss der Vorverzerrung auf die kombinierte OSNR-Einbuße untersucht werden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird hier eine leicht abgewandelte Form von (4.12) verwendet, die mit

$$\gamma_k = A_m \gamma_b \quad (4.17)$$

Modulationsverlust und benötigtes OSNR kombiniert und als kombinierte OSNR-Anforderung bezeichnet wird. Sie unterscheidet sich je Modulationsstufe lediglich um einen konstanten Faktor von (4.12). In Abb. 4.6b wird deutlich, dass sich der kleinste erreichbare Wert von γ_k durch Vorverzerrung verringern lässt. Dies gilt vor allem für die Modulationsstufen 64- und 256-QAM, für die das Minimum von γ_k um 2,0 bzw. 3,3 dB sinkt. Die Verbesserung für 4- und 16-QAM ist mit 0,2 und 0,7 dB hingegen vergleichsweise klein. Bei allen Modulationsstufen verschiebt sich das Minimum von γ_k zu größeren Modulationsindizes, wodurch der Modulationsverlust verringert und die Energieeffizienz des Senders gesteigert wird.

Da die Vorverzerrung durch eine digitale Schaltung realisiert werden soll und die Wortbreiten im Senderteil stark begrenzt sind (vgl. Kapitel 3), stellt sich die Frage, ob die

soeben gefundenen Ergebnisse auch unter Berücksichtigung von Quantisierungsfehlern bei der Berechnung des vorverzerrten Signals gültig sind. Dieser Fragestellung widmet sich das folgende Kapitel.

4.3.2 Implementierung mit einer Umsetzungstabelle

In Kapitel 3 wurde gezeigt, dass bei limitierten DAU-Wortbreiten eine Amplitudenbegrenzung des OFDM-Signals notwendig ist, um Quantisierungsfehler zu verringern. Das vorangegangene Kapitel hat außerdem deutlich gemacht, dass auch für die Vorverzerrung eine Begrenzung des Signals sinnvoll ist, wenn dadurch der Modulationsverlust reduziert wird. Eine gemeinsame Betrachtung von Vorverzerrung, Begrenzung und limitierter DAU-Wortbreite liegt daher nahe und wurde in [104, 109, 110] auch bereits vorgenommen. In diesen Arbeiten wurde neben der Vorverzerrung zwar die begrenzte Auflösung des DAUs berücksichtigt, allerdings wurde dort nicht untersucht, wie sich Quantisierungsfehler bei der Realisierung der digitalen Vorverzerrung auswirken. In [111] schlägt der Autor der vorliegenden Arbeit mit anderen eine Implementierung der digitalen Vorverzerrung mit einer Taylor-Reihe dritter Ordnung in Festkommaarithmetik vor, wobei Ein- und Ausgang der Schaltung jeweils die Wortbreite M_D , also die Wortbreite des DAUs besitzen. Sie kommen zu dem Ergebnis, dass mit dieser Implementierung Quantisierungsfehler in der Vorverzerrerschaltung für $M_D = 8$ bit und die Modulationsstufen 4-, 16- und 64-QAM keine nennenswerte Störung darstellen. Für $M_D = 6$ bit werden Quantisierungsfehler bei 64-QAM hingegen so dominant, dass hier das vorverzerrte System eine höhere BER aufweist als das nicht vorverzerrte. In [103] wurde alternativ die Implementierung der Vorverzerrung mit einer Umsetzungstabelle vorgestellt, welche die Eingangs- und Ausgangswortbreite M_D besitzt. Mit dieser Implementierungsvariante entsteht ebenfalls für $M_D = 8$ bit und die Modulationsstufen 4-, 16- und 64-QAM keine zusätzliche OSNR-Einbuße durch die digitale Vorverzerrung. Für $M_D = 6$ bit hingegen ist die Auswirkung der Quantisierungsfehler bei der Vorverzerrung so groß, dass der positive Effekt der Vorverzerrung aufgehoben oder sogar negativ wird.

Für die Modulationsstufen 64- und 256-QAM sind bei DAU-Auflösungen kleiner 8 bit daher andere Lösungen notwendig. Für eine genauere Abbildung der Vorverzerrerkennlinie mit beschränkten Wortbreiten kann ausgenutzt werden, dass das Sendesignal am Ausgang der IFFT in der Wortbreite $M_2 > M_D$ vorliegt (vgl. Kapitel 3.1), sodass die Implementierung nach Abb. 4.7 möglich ist. Anstatt wie in [103, 111] die Wortbreite erst von M_2 auf M_D zu verringern und dann die Vorverzerrung durchzuführen, wird hier die Vorverzerrung vor der Requantisierung angewendet. Dabei bietet sich eine Realisierung mit einer UT an, da diese ohnehin für eine genaue Requantisierung benötigt wird (vgl. Kapitel 3.2) und die Nachbildung beliebiger Funktionen erlaubt. Im Folgenden wird schrittweise erläutert, wie die Abbildung der Eingangswerte auf die Ausgangswerte der UT erfolgt.

Das wertediskrete Eingangssignal a des Vorverzerrers lässt sich durch vorzeichenbehaftete, ganzzahlige Werte mit $a \in \{-2^{M_2-1}, \dots, 2^{M_2-1} - 1\}$ darstellen. Ähnlich der

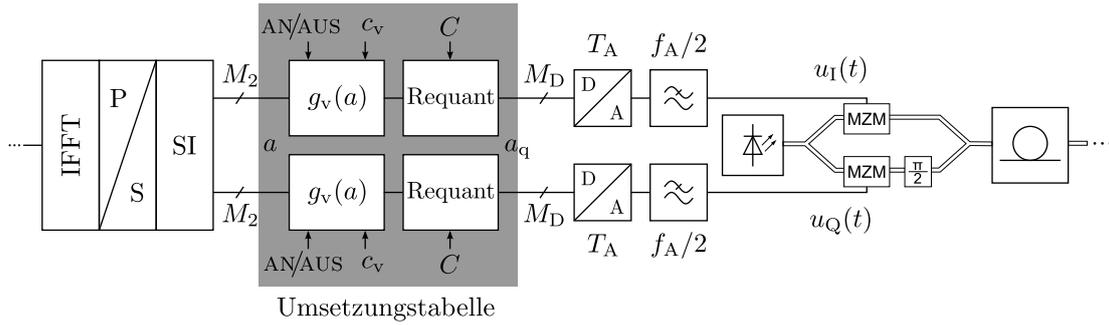


Abbildung 4.7: Blockschaltbild des Senderteils mit digitaler Vorverzerrung bei beschränkten Wortbreiten. Doppellinien kennzeichnen optische Signalpfade.

Definition in (4.15) lautet die Vorverzerrfunktion

$$g_v(a) = \begin{cases} 0,5 \operatorname{sgn}(c_v a) & |c_v a| > 2^{M_2-1} \\ \frac{1}{\pi} \arcsin\left(c_v \frac{a}{2^{M_2-1}}\right) & |c_v a| \leq 2^{M_2-1} \end{cases}, \quad (4.18)$$

wobei das Eingangssignal hier zunächst auf den Wertebereich $[-1, 1]$ normiert und dann vorverzerrt wird. Der Wertebereich von $g_v(a)$ ist $[-0,5; 0,5]$.

Wie in Kapitel 3.2 beschrieben, besteht die Requantisierung in einer Begrenzung auf den Wert C mit anschließender gleichförmiger Quantisierung. Abhängig vom Skalierungsfaktor c_v kann in (4.18) bereits eine Begrenzung von a auf den Wert $C = 0,5$ auftreten und für die darauffolgende Requantisierung ist dann keine weitere Begrenzung notwendig. Andernfalls, wenn also $\max(|g_v(a)|) < 0,5$ gilt, ist zur Verringerung von Quantisierungsfehlern die Schwelle C zu ermitteln, wobei hier den Überlegungen aus Kapitel 3.2 folgend $C = \sqrt{0,5\sigma^2\zeta_{\text{opt}}}$ mit ζ_{opt} gemäß Tab. 3.1 gewählt wird. Nach Ermittlung von C wird das begrenzte Signal

$$a_C = \begin{cases} C \operatorname{sgn}(g_v(a)) & |g_v(a)| > C \\ g_v(a) & |g_v(a)| \leq C \end{cases} \quad (4.19)$$

gebildet, woraus sich schließlich das symmetrisch auf 2^{M_D} Werte quantisierte DAU-Eingangssignal

$$a_q = \operatorname{rd}\left(\frac{2^{M_D-1}}{C} a_C\right) \quad (4.20)$$

berechnet. Die Normierung von a_C auf C stellt sicher, dass der Eingangswertebereich des DAUs stets voll ausgenutzt wird und Quantisierungsfehler somit minimiert werden.

Zur Bestimmung der Spitzenspannung \hat{u} des analogen DAU-Ausgangs wird zunächst wieder vereinfachend davon ausgegangen, dass der DAU einen Dirac-Impuls als Impulsform besitzt, sodass seine Ausgangsspannung an den Abtastzeitpunkten über die Beziehung

$$u(nT_A) = \frac{a_q(n)}{2^{M_D-1}} \hat{u} \quad (4.21)$$

mit dem digitalen Eingangssignal zusammenhängt, da der Rekonstruktionstiefpass als ideal angenommen wird. Durch Einsetzen von (4.18), (4.19) und (4.20) in (4.21) erhält man $u(nT_A)$ in Abhängigkeit des Eingangssignals $a(n)$, wobei aus Gründen der Übersichtlichkeit Rundung und Begrenzung für den Moment vernachlässigt werden. Einsetzen von $u(nT_A)$ in die Modulator Kennlinie (4.7) liefert wiederum

$$\frac{E_{a,M}(nT_A)}{E_{e,M}} = \sin \left(\frac{\hat{u}}{U_\pi C} \arcsin \left(c_v \frac{a(n)}{2^{M_2-1}} \right) \right) \stackrel{!}{\sim} a(n). \quad (4.22)$$

Die Ein-/Ausgangsbeziehung in (4.22) soll proportional zu a sein, wofür offensichtlich $\hat{u} = U_\pi C$ gelten muss.

Die Wirksamkeit der soeben hergeleiteten UT-Funktion soll im Folgenden simulativ untersucht werden. Zur Modellierung eines mit M_2 quantisierten OFDM-Signals wird der IFFT-Ausgang zunächst mit Fließkommagenauigkeit berechnet, mit der optimalen Schwelle gemäß (3.4) begrenzt und anschließend gleichmäßig mit M_2 quantisiert. Die UT wird mit den oben beschriebenen Bearbeitungsschritten nachgebildet und die Umsetzung des so berechneten Signals a_q in das analoge Signal u wird mit einem Rechteckimpuls der Dauer T_A modelliert. Um den Einfluss von Quantisierungseffekten auf die Kanalschätzung gering zu halten, wird das in Kapitel 3.3.4 vorgestellte KSQ-Verfahren in leicht abgewandelter Form verwendet: Da das digitale Sendesignal a_q eine Verzerrung enthält, die durch den optischen IQ-Modulator wieder aufgehoben wird, muss die Modulatorkennlinie auch auf das zur empfängerseitigen Kanalschätzung verwendete Pilotsymbol $P_{q,i}$ angewendet werden. Es wird daher gemäß

$$P_{q,i}(k) = \frac{1}{c_v} \text{DFT} \left[\sin \left\{ \frac{C}{2^{M_D-1}} \text{Re} (p_{q,i}(n)) \pi \right\} + j \sin \left\{ \frac{C}{2^{M_D-1}} \text{Im} (p_{q,i}(n)) \pi \right\} \right] \quad (4.23)$$

berechnet, wobei $p_{q,i}(n)$ die i -te, am Ausgang der UT abgegriffene Pilotsequenz nach Entfernung des Schutzintervalls bezeichnet. Die Division durch c_v macht dabei die Skalierung durch den Vorverzerrer rückgängig.

Um einen Vergleich mit dem nicht vorverzerrten System vornehmen zu können, lässt sich die Vorverzerrung, wie in Abb. 4.7 angedeutet, abschalten. In diesem Fall erlaubt eine Veränderung von \hat{u} die Einstellung des Modulationsindex und die Kanalschätzung wird wie in Abb. 3.10 gezeigt durchgeführt. Abb. 4.8 zeigt Ergebnisse für γ_k aus Simulationen des Systems in Abb. 4.7 mit $M_2 = 14$ bit, $M_D = 5$, bzw. 6 bit, $\ell = 80$ km und den Standardparametern aus Tab. A.1. Darin ist zunächst erkennbar, dass eine BER von 10^{-3} bei $M_D = 5$ bit mit der Modulationsstufe 256-QAM nicht erreichbar ist, was sich mit den Ergebnissen aus Kapitel 3.2 deckt. Für 64-QAM beträgt die Verringerung von $\min \gamma_k$ durch digitale Vorverzerrung 1,6 dB und ist damit nur geringfügig kleiner als der nach Kapitel 4.3.1 theoretisch erreichbare Wert (2,0 dB). Erhöht man M_D auf 6 bit, so ergibt sich der größte Gewinn durch Vorverzerrung für 256-QAM: $\min \gamma_k$ verringert sich hier um 3,3 dB, womit die Verbesserung gleich groß wie für die idealisierte Vorverzerrung, d. h. ohne Quantisierungsfehler ist. Für 64-QAM beträgt die Verbesserung noch 1,6 dB und für 16-QAM 1,1 dB. Für 4-QAM (hier nicht gezeigt) liegt die Verbesserung bei beiden DAU-Auflösungen unterhalb 1 dB.

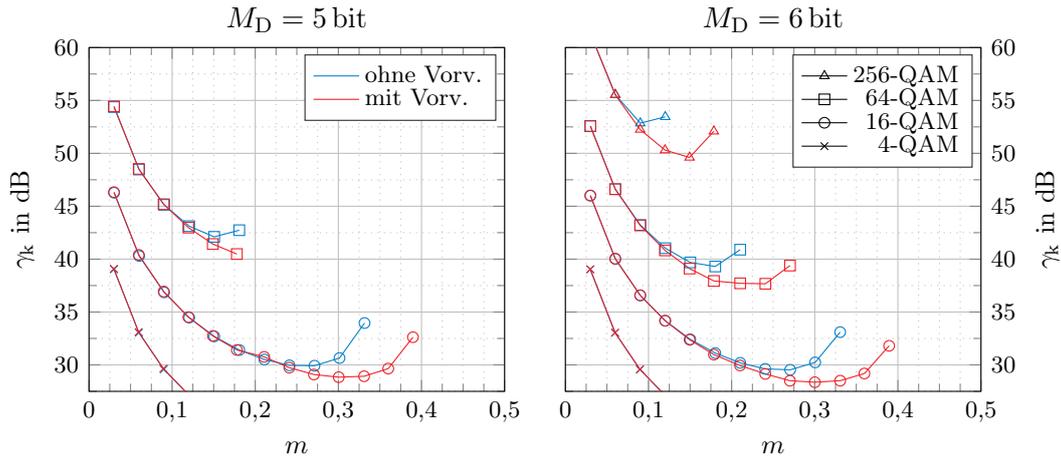


Abbildung 4.8: Kombinierte OSNR-Anforderung mit $M_2 = 14$ bit, $\ell = 80$ km und $M_D = 5$ bit (links) sowie $M_D = 6$ bit (rechts) für verschiedene Modulationsstufen und mit/ohne Anwendung von digitaler Vorverzerrung. Legenden gelten jeweils für beide Unterabbildungen.

Die obigen Ergebnisse zeigen, dass eine Implementierung der digitalen Vorverzerrung auch bei stark beschränkten Wortbreiten möglich ist und gerade für höhere Modulationsstufen eine deutliche Verringerung der kombinierten OSNR-Anforderung erzielt. Wird die Requantisierung, wie in Kapitel 3.2 vorgeschlagen, mit einer UT realisiert, reicht für die Umsetzung der digitalen Vorverzerrung die Umprogrammierung dieser UT aus, weswegen in diesem Fall kein zusätzlicher Hardwareaufwand entsteht. Dennoch bleibt die nichtlineare Verzerrung durch den Modulator eine Einschränkung und im folgenden Kapitel soll daher untersucht werden, wie γ_k mit geeigneter Signalverarbeitung weiter verringert werden kann.

4.4 Kompandierung

Kapitel 3 und das vorliegende Kapitel haben gezeigt, dass sich die gaußverteilte WDF von OFDM-Signalen sowohl bei der Darstellung des Signals mit quantisierten Werten als auch bei der externen elektro-optischen Modulation nachteilig auswirkt. In der englischsprachigen Literatur wird diese Eigenschaft von OFDM-Signalen mit dem Begriff Peak-to-average power ratio (PAPR), also dem Verhältnis von Spitzen- zu Durchschnittsleistung, umschrieben. Auch in drahtlosen Übertragungssystemen – wo OFDM ja bislang vornehmlich eingesetzt wird – stellt ein hohes PAPR zum einen wegen Quantisierungseffekten und zum anderen wegen der Nichtlinearität elektrischer Leistungsverstärker ein Problem dar. Daher existiert eine Vielzahl von Arbeiten zur Reduktion des PAPRs in OFDM-Systemen [112–114]. Alle Verfahren zur PAPR-Reduktion erfordern entweder die Übertragung von redundanter Seiteninformation oder beruhen auf nichtlinearer Verarbeitung des Sendesignals. Da in optischen Kommunikationssystemen meist eine möglichst hohe Bitrate angestrebt wird, ist die Übertragung redundanter Information unerwünscht und nichtlineare Techniken erscheinen hier besser geeignet. Eine sehr einfache und doch

wirkungsvolle Methode ist die Begrenzung des Signals, wie sie in dieser Arbeit in Kapitel 3.2 beschrieben und angewendet wird. Ein weiteres Verfahren dieser Kategorie ist die Kompression, die eine Absenkung großer und eine Anhebung kleiner Amplitudenwerte vornimmt [115] und der Kompression digitaler Sprachsignale für die Telefonie entlehnt ist [116]. Diese nichtlineare Verzerrung wird durch Expandierung am Empfänger rückgängig gemacht und das Verfahren im Ganzen als Kompondierung bezeichnet.

Kompondierung wurde zur Verringerung von nichtlinearen Signalverzerrungen durch die Glasfaser auch bereits für optische OFDM-Übertragungssysteme vorgeschlagen [117]. In den folgenden Kapiteln wird untersucht wie sich Kompondierung zur Verringerung von Signalverzerrungen durch den optischen IQ-Modulator einsetzen lässt.

4.4.1 Prinzip der Kompondierung

Wie in Abb. 4.9 gezeigt, besteht die Kompondierung aus einer Kompression⁴ des Dynamikumfangs des Sendesignals mithilfe einer nichtlinearen Funktion g_k und der empfängerseitigen Umkehrung dieser Kompression, der sogenannten Expandierung. Die Kompression

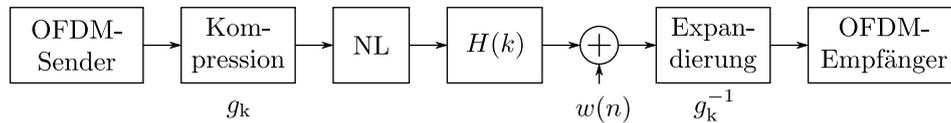


Abbildung 4.9: Stark vereinfachtes Blockschaltbild eines OFDM-Übertragungssystems mit Kompondierung und einem nichtlinearen Element (NL).

sionsfunktion muss daher umkehrbar sein, kleine Amplitudenwerte anheben und große Amplitudenwerte absenken. Sie wird getrennt auf Real- und Imaginärteil a des OFDM-Signals angewendet, da es sich bei dem nichtlinearen Element (NL) im vorliegenden System um den DAU, bzw. um den MZM handelt, welche beide jeweils auf Real- und Imaginärteil getrennt wirken (vgl. Abb. 4.4). In [118] wurde gezeigt, dass in dispersiven Kanälen die Kompondierung mit der Fehlerfunktion $\text{erf}(z)$ die geringste BER erreicht, weshalb sie hier für die Kompression ausgewählt wird. Konkret wird die Kompressionsfunktion mit

$$g_k(a) = \text{erf}(c_k a) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{c_k a} e^{-\xi^2} d\xi \quad (4.24)$$

und dem Skalierungsfaktor $c_k > 0$ definiert, der dazu dient, die Stärke der Kompression einzustellen. Die Kompressionsfunktion ist in Abb. 4.10a für verschiedene Werte von c_k dargestellt. Die dazugehörige Expandierungsfunktion g_k^{-1} ist die Umkehrfunktion von g_k , sodass $g_k^{-1}(g_k(a)) = a$; ihre Definition lautet

$$g_k^{-1}(a) = \frac{1}{c_k} \text{erf}^{-1}(a), \quad \text{mit } |a| < 1. \quad (4.25)$$

⁴Nicht zu verwechseln mit dem im Audiobereich häufig verwendeten Kompressor, der in einer Regelschleife mit der Hüllkurve des Audiosignals als Steuergröße besteht.

Dabei ist $\operatorname{erf}^{-1}(a)$ die Umkehrfunktion der Fehlerfunktion und wegen $|\operatorname{erf}(a)| < 1 \forall a$ nur für Argumente definiert, die betragsmäßig kleiner eins sind. Der Verlauf von g_k^{-1} ist in Abb. 4.10b gezeigt.

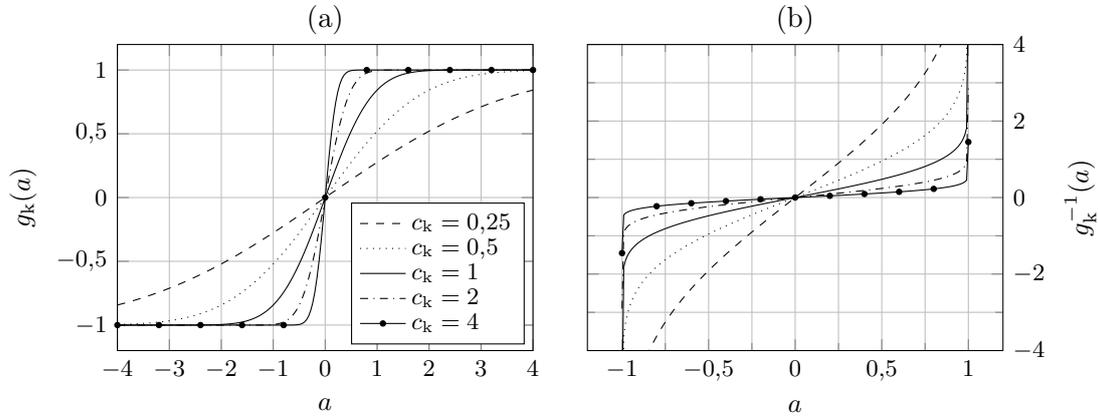


Abbildung 4.10: (a) Kompressionsfunktion und (b) Expandierungsfunktion für verschiedene Werte von c_k . Legende gilt für beide Unterabbildungen.

Die Kompressionsfunktion ist für kleine a annähernd linear und entspricht für große a einer Begrenzung. Dazwischen besitzt sie einen allmählichen Übergang. Je größer der Eingangswert ist, desto stärker wird der dazugehörige Ausgangswert gegenüber dem linearen Verhalten abgesenkt. Dadurch wird die Wahrscheinlichkeit, dass ein Wert im Vorverzerrer begrenzt werden muss, verringert. Gleichzeitig ist eine bessere Ausnutzung des verfügbaren DAU-Eingangswertebereichs zu erwarten, da die seltener auftretenden, großen Werte in a durch die Kompression mit einer geringeren Anzahl quantisierter Werte darstellbar sind, wodurch mehr quantisierte Werte für die häufiger auftretenden, kleinen Werte in a zur Verfügung stehen. Folglich ist zwar bei großen Werten mit größeren Quantisierungsfehlern zu rechnen, aber da kleine Werte wegen der gaußverteilten WDF von a häufiger auftreten und zudem durch die Kompression geringere Quantisierungsfehler aufweisen, wird insgesamt eine Verringerung von Quantisierungsfehlern erwartet.

Am Verlauf der Expandierungsfunktion in Abb. 4.10 wird deutlich, dass diese für Eingangswerte nahe eins eine große Steigung besitzt. Störungen des empfangenen und zu expandierenden Signals durch Kanalverzerrung und Rauschen können dadurch noch verstärkt werden und erfordern eine Begrenzung des Signals vor der Expandierung. Ob die Kompanierung in optischen OFDM-Systemen dennoch einen Gewinn erzielen kann, wird im folgenden Kapitel untersucht.

4.4.2 Kombination der Kompanierung mit Vorverzerrung

Im vorliegenden System gibt es senderseitig zwei Ursachen für nichtlineare Störungen des zu sendenden Signals: die DAUs und die im optischen IQ-Modulator enthaltenen MZMs. Für erstere wurde in Kapitel 3.2 eine Begrenzung und für letztere in Kapitel 4.3 eine Vorverzerrung vorgeschlagen, welche ebenfalls eine Begrenzung beinhaltet. Um die

Wahrscheinlichkeit von zu begrenzenden Signalwerten zu verringern, soll nun zusätzlich eine Kompression des Sendesignals nach (4.24) eingeführt werden. Die Kombination von Kompanidierung und Vorverzerrung für optische OFDM-Systeme wurde erstmals in [119] vom Autor der vorliegenden Arbeit vorgeschlagen und wird im Folgenden aufgegriffen und erweitert.

Für die Verwendung von Kompanidierung wird der Senderteil nach Abb. 4.7 um einen Kompressor und der Empfänger um einen Expandierer erweitert, wodurch sich das in Abb. 4.11 gezeigte System ergibt. Die Kompression wird vor der Vorverzerrung angewen-

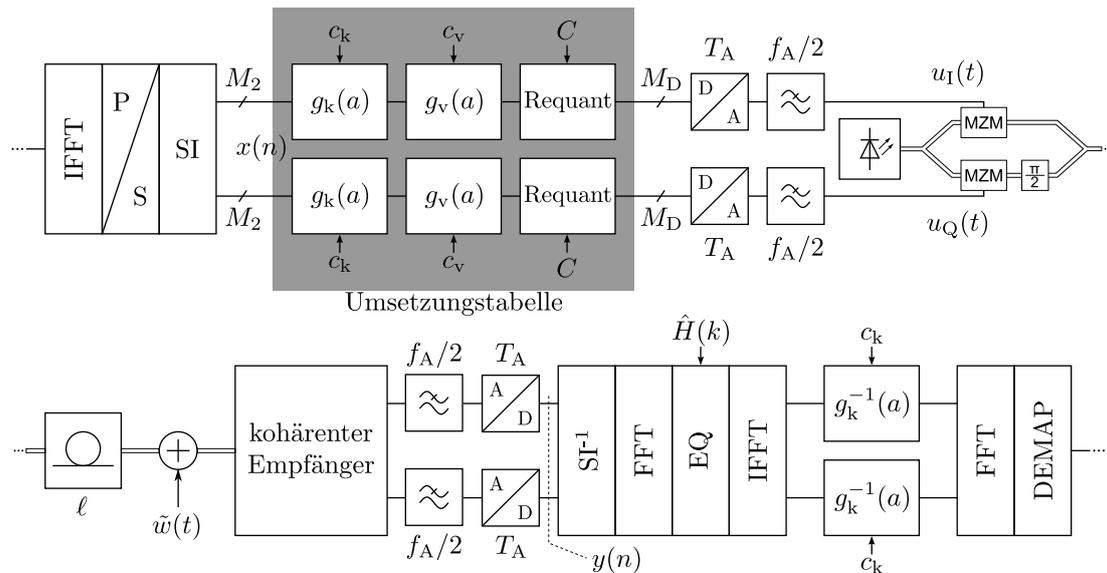


Abbildung 4.11: Blockschaltbild des optischen OFDM-Systems mit Kompanidierung. Doppellinien kennzeichnen optische Signalpfade.

det und zusammen mit dieser und der Requantisierung durch eine UT implementiert, die die Eingangswortbreite M_2 und die Ausgangswortbreite M_D besitzt. Nach Modulation des optischen Trägers mit dem vorverarbeiteten und analog umgesetzten OFDM-Signal durchläuft das modulierte Signal eine Einmodenfaser der Länge ℓ . Der Einfluss optischer Verstärker wird durch die Addition des Rauschterms $\tilde{w}(t)$ modelliert. Nach kohärenter Demodulation, opto-elektrischer Wandlung und Analog-Digital-Umsetzung lautet das empfangene Signal

$$y(n) = h(n) * \left[\sin \left\{ g_v \left(g_k \left(\operatorname{Re} x(n) \right) \right) \pi \right\} + j \sin \left\{ g_v \left(g_k \left(\operatorname{Im} x(n) \right) \right) \pi \right\} \right] + w(n), \quad (4.26)$$

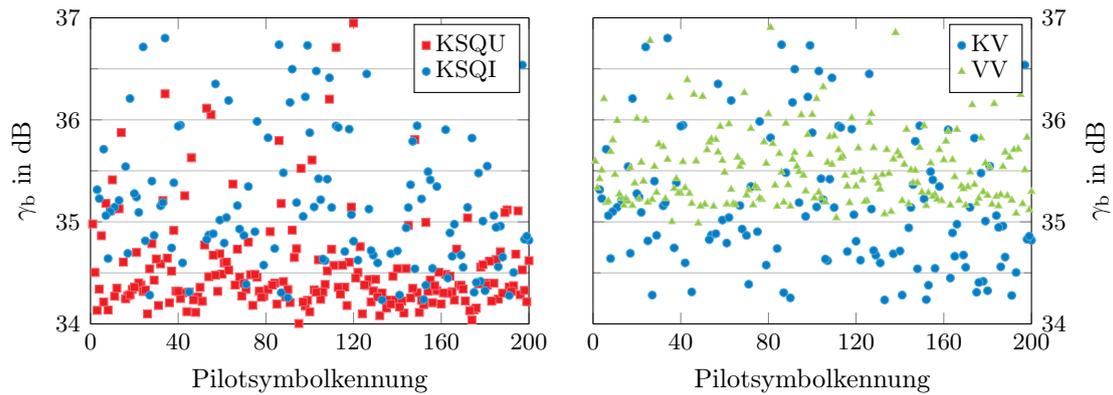
wobei aus Gründen der Übersichtlichkeit die Requantisierung für den Moment unberücksichtigt bleibt. Für alle Werte $g_k(a)$, für die im Vorverzerrer keine Begrenzung stattfindet, heben sich mit (4.18) die Vorverzerrer- und die MZM-Kennlinie gerade auf, sodass zur Rekonstruktion von x noch die Umkehrung der Kompressionsfunktion verbleibt. Zuvor muss y jedoch entzerrt werden, um den Einfluss des Kanals h in (4.26) zu entfernen.

Hierzu wird der in OFDM-Systemen übliche Frequenzbereichsentzerrer (EQ) verwendet, der nach Entfernung des Schutzintervalls und Anwendung der FFT das empfangene Signal mit der geschätzten Kanalübertragungsfunktion $\hat{H}(k)$ dividiert. Um daraufhin die Expandierung vorzunehmen, muss das Signal mittels einer IFFT zunächst wieder in den Zeitbereich und anschließend zurück in den Frequenzbereich transformiert werden. Da die Expandierung eine nichtlineare Operation ist, kann die Reihenfolge von Kanalentzerrung und Expandierung nicht vertauscht werden. Das zusätzlich notwendige I/FFT-Paar stellt einen beträchtlichen Implementierungsaufwand dar, der durch Wiederverwendung des in jedem Fall benötigten FFT-Blocks verringert werden kann. Dies ist möglich, da alle I/FFT-Operationen dieselbe Länge N besitzen und sich FFT und IFFT lediglich durch die Werte ihrer Drehfaktoren unterscheiden. Darüber hinaus kann die IFFT (unter Ausnutzung der Dualitätseigenschaft von DFT und IDFT [120, S. 521]) durch eine FFT mit anschließender Vertauschung ersetzt werden, sodass eine Umprogrammierung der Drehfaktoren sogar entfallen kann. In jedem Fall ist für die Wiederverwendung des FFT-Blocks jedoch eine Verdreifachung der Taktfrequenz dieser Komponente notwendig.

Die Requantisierung wird wie bei der Vorverzerrung in Kapitel 4.3.2 gemäß (4.19) und (4.20) durchgeführt, wobei für die Begrenzungsschwelle C das betragsmäßige Maximum am Vorverzerrerausgang verwendet wird. Außerdem gilt auch hier $\hat{u} = U_\pi C$.

Für die Berechnung von $\hat{H}(k)$ wird das abgewandelte KSQ-Verfahren nach (4.23) verwendet. Für die korrekte Anwendung der Expandierung ist es besonders wichtig, das Pilotsymbol senderseitig erst nach der Requantisierung und somit nach der Kompression abzugreifen, damit das empfangene Signal am Eingang des Expandierers richtig skaliert ist. Andernfalls führt die Expandierung zu zusätzlichen Verzerrungen. Es wirkt sich darüber hinaus günstig auf die Empfängerempfindlichkeit aus, ein Pilotsymbol zu wählen, dessen Verzerrung durch den Kompressor einen vergleichsweise geringen Einfluss auf die Kanalschätzung hat. Um dies an einem Beispiel zu verdeutlichen, ist in Abb. 4.12 das benötigte OSNR γ_b für die zufällige Wahl unterschiedlicher Pilotsymbole gezeigt. Dabei stellt Abb. 4.12a bei Verwendung der soeben eingeführten Kombination aus Kompression und Vorverzerrung das KSQ-Verfahren mit N_P identischen Pilotsymbolen (KSQI) und mit N_P unterschiedlichen Pilotsymbolen (KSQU) je Übertragungsrahmen gegenüber. Beide Verfahren stellen dem Empfänger ein vorverarbeitetes Pilotsymbol zur Verfügung, das Quantisierung sowie Verzerrung durch Kompression und Modulator berücksichtigt (vgl. Kapitel 3.3.4). Für die Skalierungsfaktoren von Kompressor und Vorverzerrer wurde hier $c_k = c_v = 0,5$ gewählt, wodurch sich ein Modulationsindex von $m \approx 0,09$ ergibt. Beim KSQI-Verfahren ist eine deutliche Streuung von γ_b zu beobachten und das benötigte OSNR kann sich für verschiedene Pilotsymbole um fast 3 dB unterscheiden. Die Varianz dieser Streuung wird beim KSQU-Verfahren durch die Verwendung unterschiedlicher Pilotsymbole je Übertragungsrahmen reduziert, allerdings sind auch hier Fälle zu beobachten, in denen γ_b bis zu 3 dB schlechter gegenüber dem Minimum ist. Zwar lässt sich mit dem KSQU-Verfahren ein geringfügig niedrigeres γ_b erzielen, aber da für Synchronisationsverfahren eine Wiederholung des gleichen Pilotsymbols erwünscht ist (sh. Kapitel 5), soll hier das KSQI-Verfahren angewendet werden.

In Abb. 4.12b wird für das KSQI-Verfahren die Anwendung von Kompression und Vorverzerrung (KV) mit der ausschließlichen Anwendung von Vorverzerrung (VV) bei



(a) Vergleich von KSQI und KSQU bei Kompan-
dierung und Vorverzerrung.

(b) Vergleich von Kompan-
dierung und Vorverzerrung (KV) und nur Vorverzerrung (VV) bei KSQI.

Abbildung 4.12: Benötigtes OSNR bei unterschiedlicher Wahl der Pilotsymbole für $\ell = 80$ km, $M_2 = 14$ bit, $M_D = 6$ bit, $c_k = 0,5$, $c_v = 0,5$, $N_P = 10$ und 256-QAM.

$m = 0,09$ verglichen. Darin wird deutlich, dass durch Kompan-
dierung durchaus eine Verbesserung des benötigten OSNRs bei gleichem Modulationsindex erreichbar ist, dass hierzu jedoch ein geeignetes Pilotsymbol verwendet werden muss. Von den hier unter-
suchten erreicht das Pilotsymbol mit Kennung 152 das geringste benötigte OSNR und wird deswegen für die folgenden Untersuchungen ausgewählt.

Um die durch Kompan-
dierung erreichbare Verringerung von γ_k zu untersuchen, sollen Simulationen des Übertragungssystems in Abb. 4.11 durchgeführt und mit den bisherigen Ergebnissen zur Vorverzerrung verglichen werden. Dafür sind zunächst geeignete Werte für die Skalierungsfaktoren c_k und c_v zu ermitteln. Sie wirken sich auf die Stärke der Kom-
pression und den Modulationsindex und somit auch mittelbar auf den Modulationsverlust aus. Um diejenige Kombination von c_k und c_v zu ermitteln, die den geringsten Wert für γ_k erreicht, werden beide Parameter variiert und durch Simulation jeweils das benötigte OSNR γ_b , der Modulationsindex m und der Modulationsverlust A_m ermittelt, woraus sich $\gamma_k = A_m \gamma_b$ berechnet. Das Ergebnis dieser Optimierung ist in Tab. 4.1 zusammen-
gefasst, worin für $M_2 = 14$ bit und $\ell = 80$ km das Wertepaar c_k, c_v angegeben ist, welches γ_k minimiert. Dafür werden die Parameter in den Bereichen $c_k \in \{0,1; 0,2; \dots; 3,9\}$ und $c_v \in \{0,1; 0,2; \dots; 5,0\}$ variiert. Die mittlere Leistung σ^2 am Eingang des Kompressors beträgt $\sigma^2 = N_U/N$, wobei hier die Standardparameter $N_U = 165$ und $N = 256$ verwendet werden. Tabelle 4.1 gibt außerdem Modulationsindex und -verlust im jeweiligen Betriebspunkt an.

In Abb. 4.13 ist für $M_D = 6$ bit und verschiedene Modulationsstufen jeweils die Kenn-
linie der UT dargestellt, die sich für die optimalen Werte gemäß Tabelle 4.1 ergibt. Darin ist ersichtlich, dass mit steigender Modulationsstufe immer weniger Begrenzung toleriert werden kann, wobei für 4-, 16- und 64-QAM offensichtlich die Charakteristik der Vor-
verzerrerkennlinie dominiert. Für 256-QAM hingegen wird das Minimum von γ_k für eine deutliche Kompression erreicht, was auf eine feinere Auflösung der häufiger vorkommen-

Tab. 4.1: Optimale Werte der Skalierungsfaktoren von Kompressor/Vorverzerrer, Modulationsindex und -verlust für $M_2 = 14$ bit und $\ell = 80$ km.

	$M_D = 5$ bit		$M_D = 6$ bit	
	c_k	c_v	c_k	c_v
4-QAM	0,3	3,5	0,3	3,5
16-QAM	0,4	1,8	0,4	1,9
64-QAM	0,5	1,1	0,4	1,5
256-QAM	–	–	0,5	0,9
	m	A_m/dB	m	A_m/dB
4-QAM	0,46	4,8	0,46	4,8
16-QAM	0,30	7,6	0,32	7,1
64-QAM	0,21	10,2	0,24	9,2
256-QAM	–	–	0,17	11,9

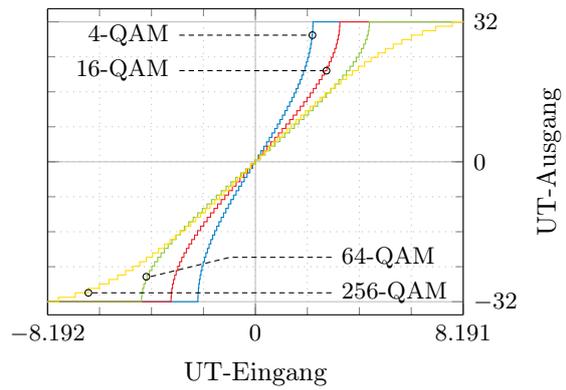


Abb. 4.13: UT-Kennlinie für die optimalen Skalierungsfaktoren verschiedener Modulationsstufen für $M_2 = 14$ bit und $M_D = 6$ bit.

den, kleineren Eingangswerte bei gleichzeitiger Vermeidung von Begrenzung durch die Vorverzerrung zurückzuführen ist.

Für eine abschließende Bewertung von KV stellt Abb. 4.14 drei Systeme anhand von γ_k gegenüber: ohne Vorverzerrung oder Kompandierung (ohne), mit Vorverzerrung (VV) und mit Kompandierung und Vorverzerrung (KV). Dabei werden die DAU-Auflösungen

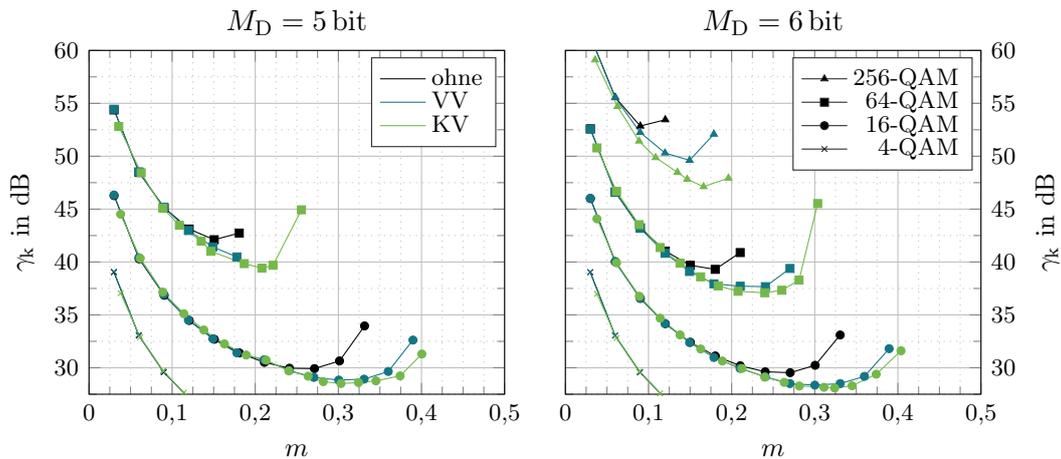


Abbildung 4.14: Kombinierte OSNR-Anforderung mit $M_2 = 14$ bit, $\ell = 80$ km und $M_D = 5$ bit (links) sowie $M_D = 6$ bit (rechts) für verschiedene Vorverarbeitungen: ohne Vorverzerrung (ohne), nur Vorverzerrung (VV) und Kompandierung und Vorverzerrung (KV).

5 bit (links) und 6 bit (rechts) betrachtet. Für die Bewertung von KV in Abhängigkeit von m werden die Skalierungsfaktoren in den Bereichen $c_k \in \{0,1; 0,2; \dots; 3,9\}$ und $c_v \in \{0,1; 0,2; \dots; 5,0\}$ variiert und für jede Kombination m , A_m und γ_b ermittelt. In Abb. 4.14 ist dann für einen gegebenen Modulationsindex das Ergebnis derjenigen Kombination aus c_k und c_v dargestellt, für die der geringste Wert für γ_k erreicht wird. Für

$M_D = 5$ bit verbessert sich γ_k durch KV am stärksten bei 64-QAM, nämlich um 2,7 dB gegenüber dem System ohne Vorverzerrung und um 1,1 dB gegenüber VV. Bei $M_D = 6$ bit erzielt die Kompondierung mit 5,8 dB den größten Gewinn für 256-QAM und damit eine Verbesserung um 2,5 dB gegenüber VV. Je niedriger die Modulationsstufe ist, desto geringer fällt der erreichbare Gewinn aus, was mit den Zahlenwerten in Tabelle 4.2 deutlich wird und in der vergleichsweise niedrigeren Empfindlichkeit dieser Modulationsstufen gegenüber Nichtlinearitäten begründet liegt.

Tabelle 4.2: Verringerung von γ_k in dB durch VV und KV für $M_D = 5$ bit und $M_D = 6$ bit.

	$M_D = 5$ bit			$M_D = 6$ bit		
	VV	KV	KV, ggü. VV	VV	KV	KV, ggü. VV
4-QAM	0,6	0,6	0	0,8	0,8	0
16-QAM	1,1	1,4	0,3	1,1	1,4	0,3
64-QAM	1,6	2,7	1,1	1,6	2,2	0,6
256-QAM	–	–	–	3,3	5,8	2,5

4.5 Zusammenfassung

Die Untersuchungen in diesem Kapitel haben gezeigt, dass die nichtlineare Kennlinie des elektro-optischen Modulators in OFDM-Systemen gerade bei höheren Modulationsstufen entweder zu einer starken Erhöhung der BER oder zu einem beträchtlichem Verlust optischer Leistung führt. Für eine gemeinsame Minimierung dieser beiden Effekte wurde der optimale Modulationsindex eingeführt, der die kombinierte OSNR-Anforderung γ_k minimiert. Die vorgeschlagene digitale Vorverzerrung kann – auch bei beschränkten Wortbreiten – γ_k um bis zu 3,3 dB verringern und ist ohne zusätzlichen Implementierungsaufwand realisierbar, wenn die in Kapitel 3.2 vorgeschlagene Requantisierung mittels einer UT verwendet wird. Durch die hier entwickelte Kombination der Vorverzerrung mit Kompondierung lässt sich dieser Gewinn weiter vergrößern: er beträgt dann 5,8 dB für 256-QAM und $M_D = 6$ bit. Dieses Verfahren erhöht allerdings den empfängerseitigen Implementierungsaufwand, weswegen es nach Tabelle 4.2 nur für die Konfigurationen $M_D = 5$ bit/64-QAM und $M_D = 6$ bit/256-QAM lohnenswert erscheint. Das Anwendungsgebiet der Kompondierung dürfte demnach auch vorrangig in Systemen mit moderaten Streckenlänge von < 300 km und wenigen optischen Verstärkern liegen, denn nur hier lässt sich das für 256-QAM benötigte OSNR überhaupt erreichen (vgl. Abb. 2.9).

Da sich durch VV und KV das Minimum von γ_k zu größeren Modulationsindizes hin verschiebt, wird außerdem die Energieeffizienz des Senders gesteigert, da der Modulationsverlust so verringert wird und bei vorgegebener Fasereingangsleistung die Leistung des Sendelasers abgesenkt werden kann.

5 Synchronisation

In jedem Kommunikationssystem existiert ein zeitlicher Versatz zwischen dem Senden und Empfangen einer Nachricht, da das Nachrichtensignal die Zeit $t_0 > 0$ benötigt, um sich über das physikalische Medium auszubreiten. Auch wenn bei Kenntnis des Übertragungskanal t_0 prinzipiell berechenbar ist, so ist nicht bekannt, zu welchem Zeitpunkt eine Nachricht ausgesendet wird. Der genaue Zeitpunkt des Eintreffens einer Nachricht muss daher am Empfänger möglichst zuverlässig detektiert werden. Bei einem kohärenten Empfänger kommt hinzu, dass die Frequenzen des Trägers und des Lokaloszillators voneinander abweichen, da aufgrund technologischer Grenzen die Einstellgenauigkeit dieser Frequenzen beschränkt ist. Wie in Kapitel 5.2.1 noch genauer diskutiert werden wird, führt diese Trägerfrequenzabweichung (im Folgenden kurz Frequenzabweichung) zu einer Frequenzverschiebung des empfangenen Signals. Für die Rekonstruktion der gesendeten Nachricht sind daher Verfahren zur Synchronisation von Sender und Empfänger unerlässlich. Dabei unterscheidet man zwischen Zeit- und Frequenzsynchronisation, deren Ziel es jeweils ist, die Zeit- bzw. Frequenzbasis des Empfängers an die des Senders anzugleichen.

Unter den Begriff der Synchronisation fällt häufig auch die Taktrückgewinnung, also die Abgleichung der Abtastfrequenz des Empfängers mit der Taktfrequenz des DAUs im Sender. Die Taktrückgewinnung wird in dieser Arbeit als gegeben angenommen und nicht gesondert untersucht.

Bei der Entwicklung von Synchronisationsverfahren für optisch kohärente Übertragungssysteme müssen deren besondere Eigenschaften berücksichtigt werden. Bezogen auf die Signalbandbreite ist die Frequenzgenauigkeit kommerzieller Laserdioden gering, was zu – im Vergleich zu beispielsweise drahtlosen Übertragungssystemen – hohen Frequenzabweichungen führt. Andererseits ändert sich der optische Übertragungskanal relativ zur Symboldauer nur langsam, wodurch die Anforderungen an die Aktualisierungsrate der Synchronisationsverfahren gesenkt werden. Darüber hinaus ist über den Faserkanal bekannt, dass die Phase einer spektralen Komponente proportional zum Quadrat ihrer Frequenz ist.

Im Folgenden werden Verfahren vorgestellt, die diese Eigenschaften berücksichtigen, bzw. ausnutzen und so eine hinreichend genaue Synchronisation ermöglichen. Dabei behandelt Kapitel 5.1 die Zeitsynchronisation und Kapitel 5.2 die Frequenzsynchronisation. Da Laser-Phasenrauschen die Frequenzsynchronisation erschwert, geht Kapitel 5.3 kurz auf diesen Effekt und ein Verfahren zu dessen Kompensation ein.

5.1 Zeitsynchronisation

Die hier betrachteten Glasfaserstrecken sind Punkt-zu-Punkt-Verbindungen, bei denen eine kontinuierliche Verbindung zwischen Sender und Empfänger aufrechterhalten wird.

Für den Aufbau der Verbindung ist die Aufgabe der Zeitsynchronisation daher zunächst, den Zeitpunkt des Eintreffens einer Nachricht festzustellen. Im Gegensatz zu zeitlich gebündelten Übertragungsarten¹ wie sie z. B. im Mobilfunk üblich sind, wird hier davon ausgegangen, dass der Empfänger den Verbindungswunsch kennt. Somit ist lediglich zu ermitteln, *wann* eine Nachricht eintrifft und nicht *ob* eine Nachricht eintrifft.

Kapitel 5.1.1 widmet sich zunächst der Untersuchung einer unkompenzierten Verzögerung und ihrer Auswirkung auf das Übertragungssystem. Wie in Kapitel 3.3.1 eingeführt, werden die zu übertragenden Daten in Rahmen organisiert, die aus einem Kopf- und einem Nutzdatenteil bestehen. Den Anfang eines Rahmens zu erkennen ist Ziel der Rahmensynchronisation, die in Kapitel 5.1.2 untersucht wird. Hierfür werden unterschiedliche Verfahren vorgestellt und in Bezug auf ihre Genauigkeit und Empfindlichkeit gegenüber Störeinflüssen verglichen. Kapitel 5.1.3 wird zeigen, dass eine zweistufige Verzögerungsschätzung eine besonders robuste und genaue Schätzung ermöglicht.

5.1.1 Auswirkung von Fehlern bei der Verzögerungsschätzung

Für die Beurteilung der nachfolgenden Verfahren zur Rahmensynchronisation muss zunächst diskutiert werden, wie sich Fehler bei der Schätzung der Verzögerung n_0 in OFDM-Systemen auswirken. Am Empfänger muss der Beginn eines Rahmens allein schon deswegen korrekt erkannt werden, da für die Kanalschätzung die Position der Pilotsymbole im empfangenen Signal bekannt sein muss (vgl. Kapitel 3.3.1). Ein Schätzfehler in der Größenordnung von OFDM-Symbollängen macht eine Rekonstruktion der gesendeten Daten daher unmöglich. Aber auch Schätzfehler, die nur einige Abtastwerte betragen, führen zu einer Beeinträchtigung der BER, da es für die korrekte Demodulation eines OFDM-Signals erforderlich ist, jeweils genau diejenigen N Abtastwerte des empfangenen Signals per DFT in den Frequenzbereich zu transformieren, die senderseitig durch die IDFT erzeugt wurden. Abb. 5.1a zeigt das so als korrekt definierte DFT-Fenster, wobei das Grundintervall eines OFDM-Symbols weiß und das Schutzintervall grau dargestellt ist. Weicht die geschätzte Verzögerung \hat{n}_0 vom tatsächlichen Wert n_0 ab, resultiert daraus, wie in Abb. 5.1b dargestellt, ein falsches DFT-Fenster, welches mindestens einen Teil des Schutzintervalls und möglicherweise zusätzlich einen Teil des Nachbarsymbols enthält.

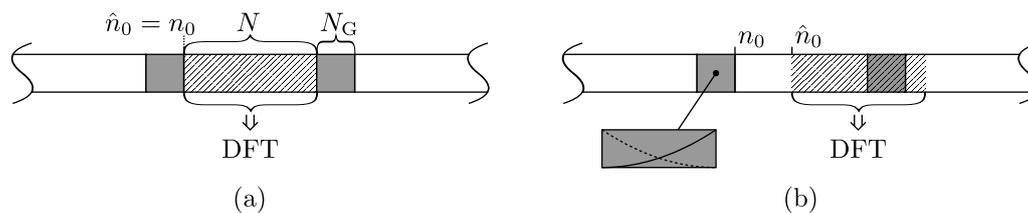


Abbildung 5.1: (a) Korrektes und (b) falsches DFT-Fenster aufgrund des Schätzfehlers $\hat{n}_0 - n_0$. Grau unterlegte Bereiche entsprechen dem Schutzintervall.

¹sogenannte Burst-Übertragung

Diese Anteile wirken als ISI und damit als Störsignal. Dies gilt auch für das Schutzintervall, das nach der Übertragung Anteile des Nachbarsymbols enthält, wie in der Vergrößerung in Abb. 5.1b durch die gestrichelte Linie angedeutet ist. Nur der Ausschnitt des empfangenen Signals zwischen den Schutzintervallen ist bei richtiger Auslegung frei von ISI. Ist das Schutzintervall länger als die Kanalimpulsantwort, entsteht eine Toleranz gegenüber der Abweichung vom korrekten Ausschnitt, die der Differenz von Schutzintervalllänge und Länge der Kanalimpulsantwort entspricht.

Die Auswirkung des Schätzfehlers $\hat{n}_0 - n_0$ auf die BER wird hier mithilfe von Simulationen untersucht. Dabei wird für verschiedene Schätzfehler jeweils das OSNR γ_b , welches für eine BER von 10^{-3} mindestens notwendig ist, ermittelt und mit dem idealen Fall ($\hat{n}_0 = n_0$) verglichen. Für diesen Vergleich wird die OSNR-Einbuße

$$\gamma_e = \frac{\gamma_b}{\gamma_b|_{\hat{n}_0=n_0}} \quad (5.1)$$

definiert, die in Abb. 5.2 für verschiedene Faserlängen und Modulationsstufen dargestellt ist. Für den dispersionsfreien Fall ($\ell = 0$ km) zeigt sich eine starke Verschlechterung

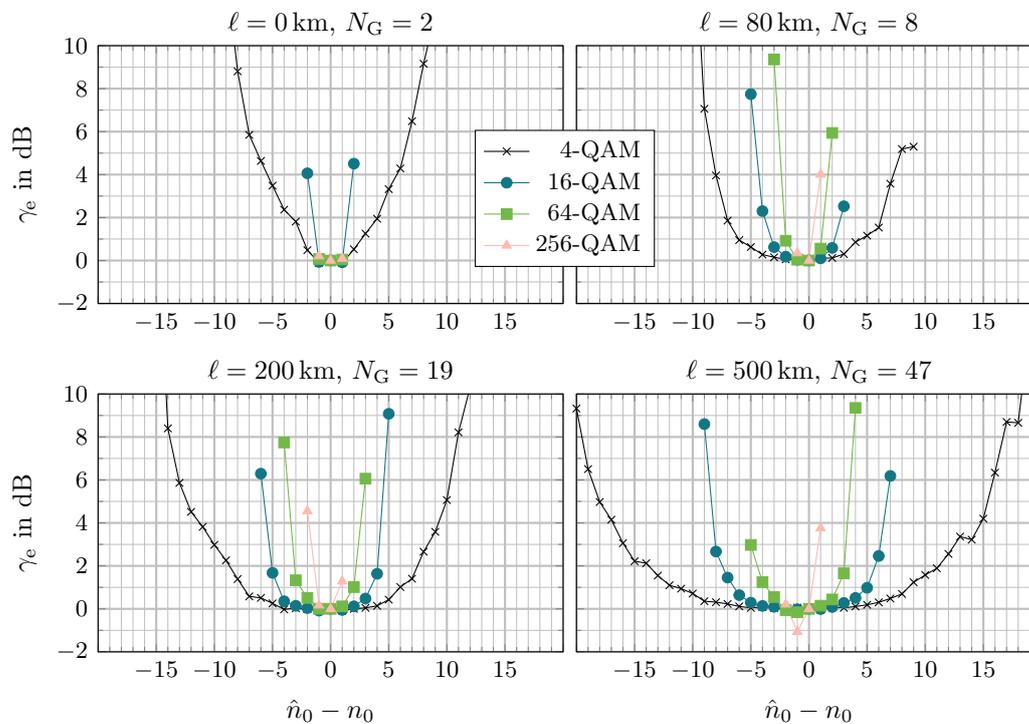


Abbildung 5.2: OSNR-Einbuße durch Fehler bei der Verzögerungsschätzung für verschiedene Faserlängen und Modulationsstufen.

des benötigten OSNRs bereits bei geringen Abweichungen, wobei die Empfindlichkeit gegenüber dem Schätzfehler mit der Modulationsstufe zunimmt. Deutlich erkennbar ist auch, dass durch das Schutzintervall der Länge $N_G = 2$ eine Abweichung von ± 1 von der

korrekten Position n_0 tolerabel ist. Eine größere Abweichung führt bei 64- und 256-QAM bereits dazu, dass eine BER von 10^{-3} nicht mehr erreicht werden kann.

Für $\ell > 0$ km wurde die Länge N_G des Schutzintervalls mit (2.51) bestimmt, so dass sie mindestens der Länge der Faserimpulsantwort entspricht und ISI somit vermieden wird. Nach Abb. 5.2 nimmt die Toleranz gegenüber dem Schätzfehler mit steigender Faserlänge zu, was sich mit dem allmählichen Abklingen der Faserimpulsantwort erklären lässt: Für geringe Abweichungen $\hat{n}_0 - n_0$ dominiert im DFT-Fenster der Anteil des gewünschten OFDM-Symbols (durchgezogene Linie in der Vergrößerung in 5.1b). Je länger die Faser und damit das Schutzintervall ist, desto langsamer klingt die Impulsantwort ab und desto länger ist demnach der Bereich, in dem der Anteil des gewünschten OFDM-Symbols dominiert. Ist das Schutzintervall hingegen vergleichsweise kurz, so enthält das DFT-Fenster bereits bei geringen Abweichungen $\hat{n}_0 - n_0$ nennenswerte Anteile des Nachbarsymbols.

Die tolerierbare Abweichung $|\hat{n}_0 - n_0|$ hängt also von der Faserlänge ab und darf für 4-QAM und $\ell = 80$ km den Wert vier nicht überschreiten, wenn die OSNR-Einbuße unter 1 dB bleiben soll. Für kleinere bzw. größere Faserlängen verringert bzw. vergrößert sich die tolerierbare Abweichung entsprechend. Je höher die Modulationsstufe, desto empfindlicher ist das System gegenüber Fehlern bei der Verzögerungsschätzung und für 256-QAM ist selbst bei $\ell = 500$ km eine korrekte Schätzung mit $\hat{n}_0 = n_0$ erforderlich. Je nach Anwendungsfall muss daher ein geeignetes Verfahren zur Verzögerungsschätzung gewählt werden, welches die notwendige Schätzgenauigkeit erreicht.

5.1.2 Verfahren der Verzögerungsschätzung zur Rahmensynchronisation

Ziel der Rahmensynchronisation ist es, den Anfang eines Übertragungsrahmens zuverlässig zu erkennen, also ein bestimmtes Datenmuster im empfangenen Signal aufzufinden. Daher beruht auch die Mehrzahl der Verfahren zur Rahmensynchronisation darauf, am Empfänger vorhandenes Wissen über die gesendeten Daten auszunutzen. Methoden, die wie [121] auf der Erkennung der durch das Schutzintervall eingeführten zyklischen Wiederholung beruhen, eignen sich allerdings nicht für die Rahmenerkennung, da sie lediglich die korrekte Position des DFT-Fensters detektieren. Da für die Kanalschätzung am Anfang jedes Rahmens Pilotsymbole gesendet werden (vgl. Kapitel 3.3.1), sollen im Folgenden Verfahren entwickelt werden, die diese Pilotsymbole im empfangenen Signal entweder über eine Kreuzkorrelation (sh. 5.1.2.1) oder eine Autokorrelation (sh. 5.1.2.1 und 5.1.2.3) erkennen. Kapitel 5.1.2.4 vergleicht anschließend die Schätzgenauigkeit der vorgestellten Verfahren unter verschiedenen Störeinflüssen, wie additivem Rauschen, Frequenzabweichung, Laser-Phasenrauschen und CD. Kapitel 5.1.3 beschreibt schließlich eine Kombination aus zwei dieser Verfahren zu einer zweistufigen Verzögerungsschätzung.

5.1.2.1 Datengestützte Verzögerungsschätzung

Wie in Abb. 3.6 gezeigt, werden am Anfang eines Übertragungsrahmens N_P Pilotsymbole zur Kanalschätzung gesendet, die nach Berechnung der IDFT und Einfügen des Schutzintervalls gemeinsam die Pilotsequenz $p(n)$ der Länge $N_P N_S$ bilden. Da die Pilotsymbole am Empfänger bekannt sind, ist ein naheliegender Ansatz, das empfangene und abgetas-

tete Signal $y(n)$ mit der um $d \in \mathbb{Z}$ verschobenen Pilotsequenz $p(n)$ zu korrelieren, um so die zeitliche Position von $p(n)$ im empfangenen Signal und damit den Rahmenanfang zu ermitteln [122]. Die aus dieser Überlegung abgeleitete Metrik R_1 lautet

$$R_1(d) = \left| \sum_{n=d}^{d+N_P N_S - 1} y(n) p^*(n-d) \right|. \quad (5.2)$$

Aus (5.2) ist ersichtlich, dass für die Berechnung eines Wertes von R_1 jeweils $N_P N_S$ komplexe Multiplikationen notwendig sind. Um die Komplexität zu verringern, wird, wie in Kapitel 3.3.1 bereits vorgestellt, eine N_P -fache Wiederholung des gleichen Pilotsymbols als Pilotsequenz verwendet. In einer abgewandelten Form von Gleichung (5.2) wird dies ausgenutzt, indem lediglich eine Sequenz $p_0(n)$, die der einmaligen Wiederholung des Pilotsymbols entspricht, für die Korrelation herangezogen wird:

$$R_2(d) = \left| \sum_{n=d}^{d+N_S - 1} y(n) p_0^*(n-d) \right|. \quad (5.3)$$

In (5.3) sind nun nur noch N_S komplexe Multiplikationen für jeden Wert der Metrik R_2 notwendig, was eine Verringerung um den Faktor N_P gegenüber (5.2) bedeutet.

Im Folgenden wird gezeigt, dass R_2 an den Stellen $d = n_0 + i N_S$ mit $i \in [0, N_P - 1]$ ein lokales Maximum aufweist. Dazu wird der Ausdruck für das empfangene Signal aus (2.33) in (5.3) eingesetzt:

$$R_2(d) = \left| \sum_{n=d}^{d+N_S - 1} \left\{ \left(x(n) e^{j\varphi_s(n)} * h(n) \right) e^{j\left(2\pi \frac{f_d}{f_A} n - \varphi_L(n)\right)} + w_{\text{TP}}(n) \right\} p_0^*(n-d) \right|. \quad (5.4)$$

Für die Untersuchung von R_2 wird zur Vereinfachung angenommen, dass der Übertragungskanal lediglich eine Verzögerung einführt, dass also $h(n) = \delta(n - n_0)$ gilt. Damit vereinfacht sich (5.4) zu

$$R_2(d) = \left| \sum_{n=d}^{d+N_S - 1} \left\{ x(n - n_0) p_0^*(n-d) e^{j\left(2\pi \frac{f_d}{f_A} n + \varphi(n)\right)} + w_{\text{TP}}(n) p_0^*(n-d) \right\} \right|, \quad (5.5)$$

wobei $\varphi(n) = \varphi_s(n - n_0) - \varphi_L(n)$. Des Weiteren sollen Frequenzabweichung und Phasenrauschen zunächst vernachlässigt werden, d. h. $f_d = 0$ und $\varphi_s(n) = \varphi_L(n) = 0 \forall n$. Damit wird (5.5) unter Verwendung von (2.36) zu

$$R_2(d) = \underbrace{\left| \sum_{n=d}^{d+N_S - 1} x(n - n_0) p_0^*(n-d) \right|}_{=: R_{\text{xp}}(d)} + \underbrace{\left| \sum_{n=d}^{d+N_S - 1} w(n) p_0^*(n-d) \right|}_{=: R_{\text{wp}}(d)}. \quad (5.6)$$

Zunächst soll der zweite Summand R_{wp} in (5.6) betrachtet werden. Darin ist $w(n)$ die Musterfunktion eines mittelwertfreien, weißen und damit ergodischen Rauschprozesses \mathbf{w} [123, S. 528]. $p_0(n)$ kann ebenfalls als Musterfunktion eines stationären Zufallsprozesses \mathbf{p}_0 interpretiert werden, da p_0 zwar für ein gegebenes Übertragungssystem bekannt, aber im Allgemeinen nicht weiter festgelegt ist. Es wird lediglich vorausgesetzt, dass p_0 durch OFDM-Modulation entsteht und die gleichen Unterträger wie bei einem Datensymbol unmoduliert bleiben. Außerdem wird angenommen, dass auch \mathbf{p}_0 ergodisch ist. Nach [84, S. 38] lässt sich der zweite Term in (5.6) dann als Schätzung eines Erwartungswertes interpretieren:

$$R_{wp}(d) \approx N_S E [\mathbf{w}(n)\mathbf{p}_0^*(n-d)]. \quad (5.7)$$

Das Rauschen \mathbf{w} und die Pilotsequenz \mathbf{p}_0 sind offensichtlich statistisch unabhängig und der Erwartungswert des Produktes lässt sich daher als Produkt aus Erwartungswerten schreiben. Wegen Mittelwertfreiheit von \mathbf{w} gilt außerdem $E[\mathbf{w}(n)] = 0$ und somit

$$R_{wp}(d) \approx N_S E[\mathbf{w}(n)] E[\mathbf{p}_0^*(n-d)] = 0. \quad (5.8)$$

Aufgrund der Stationarität von \mathbf{w} und \mathbf{p}_0 ist dieses Ergebnis unabhängig von d .

Bei der ersten Summe R_{xp} in (5.6) ist hingegen eine Fallunterscheidung notwendig: Abhängig vom Wert von d entspricht x der verschobenen Pilotsequenz, den Nutzdaten oder einer Kombination aus beidem. In Abb. 5.3 ist schematisch dargestellt wie $p_0^*(n-d)$ mit x korreliert wird und dabei verschiedene Bereiche durchläuft. Dabei entspricht der

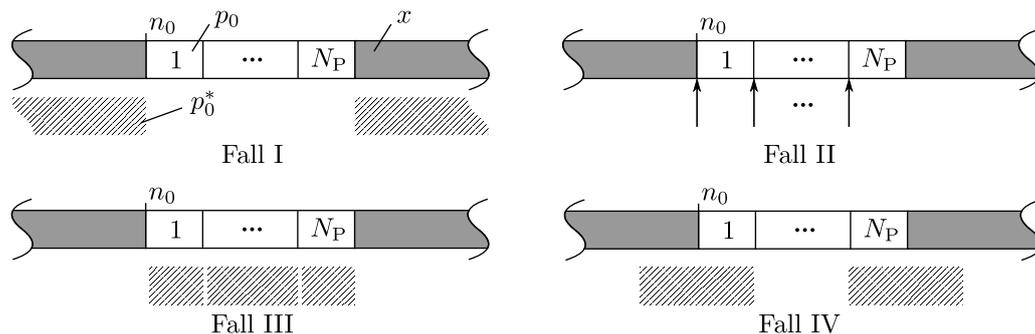


Abbildung 5.3: Verschiedene Fälle für die Position von p_0^* bei der Berechnung von R_{xp} . Grau: Nutzdaten; weiß: Pilotsequenz; schraffiert: mögliche Position von p_0^* .

schraffierte Bereich jeweils den Positionen, an denen sich p_0^* im betrachteten Fall befinden kann. Grau unterlegte Bereiche kennzeichnen Nutzdaten, während die weiß gefüllten Bereiche die N_P -fache Wiederholung der Pilotsequenz im empfangenen Signal repräsentieren. Im Folgenden wird für die so definierten Fälle jeweils der Wert von R_{xp} ermittelt, um so schließlich zu einer Abschätzung für R_2 zu kommen.

Fall I: $d < n_0 - N_S + 1$ oder $d > n_0 + N_P N_S - 1$. Die verschobene Pilotsequenz $p_0^*(n-d)$ befindet sich in einem Bereich, in dem x nicht die Pilotsequenz, sondern beliebige Nutzdaten enthält, weswegen die Zufallsprozesse \mathbf{x} und \mathbf{p}_0 statistisch unabhängig sind. Sie sind außerdem mittelwertfrei, da der dem Gleichanteil entsprechende Unterträger

nicht moduliert ist. Die erste Summe aus (5.6) lässt sich damit wie folgt vereinfachen:

$$R_{\text{xp}}(d) \approx N_S \mathbb{E} [\mathbf{x}(n - n_0) \mathbf{p}_0^*(n - d)] \quad (5.9)$$

$$\approx N_S \mathbb{E} [\mathbf{x}(n - n_0)] \mathbb{E} [\mathbf{p}_0^*(n - d)] \quad (5.10)$$

$$\approx 0. \quad (5.11)$$

Fall II: $d = n_0 + iN_S$, $i \in [0, N_P - 1]$. In diesem Fall stimmt d genau mit der Position einer der N_P Wiederholungen der Pilotsequenz in x überein und R_{xp} (5.6) vereinfacht sich zu

$$R_{\text{xp}}(n_0 + iN_S) = \sum_{n=0}^{N_S-1} p_0(n) p_0^*(n) \quad (5.12)$$

$$\approx N_S \mathbb{E} [|\mathbf{p}_0(n)|^2] \quad (5.13)$$

$$\approx N_S \sigma^2, \quad (5.14)$$

wobei σ^2 die mittlere Leistung des gesendeten OFDM-Signals ist, da $p_0(n)$ dieselbe mittlere Leistung wie ein Nutz-OFDM-Symbol besitzt.

Fall III: $n_0 < d < n_0 + (N_P - 1)N_S$ und $d \neq n_0 + iN_S$, $i \in [0, N_P - 1]$. Hier befindet sich die verschobene Pilotsequenz $p_0^*(n - d)$ zwar in demjenigen Bereich, in dem x die Pilotsequenz enthält, eine genaue Übereinstimmung mit deren Position ist jedoch nach Voraussetzung ausgeschlossen (dies wurde in Fall II bereits abgedeckt). Im betrachteten Intervall ist jeder Ausschnitt von x der Länge N_S eine zyklisch verschobene Version von p_0 , und R_{xp} lässt sich in zwei Summen aufteilen:

$$R_{\text{xp}}(d) = \sum_{n=d}^{d+N_S-1} p_0((n - n_0) \bmod N_S) p_0^*(n - d) \quad (5.15)$$

$$= \sum_{n=0}^{N_1-1} p_0(n) p_0^*(n + N_S - N_1) + \sum_{n=N_1}^{N_S-1} p_0(n) p_0^*(n - N_1), \quad (5.16)$$

wobei $N_1 \in \mathbb{N}$ und $0 < N_1 < N_S - 1$. In (5.16) entsprechen die beiden Summen jeweils einer Schätzung der Autokorrelation $R_{\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0}(\eta) = \mathbb{E} [\mathbf{p}_0(n) \mathbf{p}_0^*(n + \eta)]$ von \mathbf{p}_0 , und mit den Substitutionen $\eta_1 = N_S - N_1$, bzw. $\eta_2 = -N_1$ erhält man

$$R_{\text{xp}}(d) \approx N_1 R_{\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0}(\eta_1) + (N_S - N_1) R_{\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0}(\eta_2). \quad (5.17)$$

Die Autokorrelation eines OFDM-Signals ist in (2.44) gegeben, allerdings mit der Einschränkung, dass kein Schutzintervall verwendet wird. In (5.5) wurde ohnehin vereinfachend ein Kanal ohne Dispersion angenommen, weswegen zunächst auch kein Schutzintervall notwendig ist. Durch Anwendung von (2.44) auf \mathbf{p}_0 ergibt sich somit für dessen Autokorrelation

$$R_{\mathbf{p}_0 \mathbf{p}_0}(\eta) = \sigma^2 \text{si}(\pi\eta) \quad (5.18)$$

und Einsetzen von (5.18) in (5.17) liefert schließlich

$$R_{\text{xp}}(d) \approx N_1 \sigma^2 \text{si}(\eta_1 \pi) + (N_S - N_1) \sigma^2 \text{si}(\eta_2 \pi) = 0, \quad (5.19)$$

wobei ausgenutzt wurde, dass $\eta_1 \neq 0$ und $\eta_2 \neq 0$. Mit obiger Gleichung lässt sich auch das Ergebnis aus Fall II überprüfen, für den $N_1 = 0$ und $\eta_2 = 0$ gilt. Setzt man dies in (5.19) ein, erhält man das gleiche Ergebnis wie in (5.14).

Fall IV: $n_0 - N_S + 1 \leq d < n_0$ oder $n_0 + (N_P - 1)N_S < d \leq n_0 + N_P N_S - 1$. Dieses Intervall repräsentiert den Übergangsbereich von den Nutzdaten zur Pilotsequenz bzw. von der Pilotsequenz zu den Nutzdaten, weswegen R_{xp} zum einen Teil der Korrelation von Nutzdaten mit der Pilotsequenz p_0 und zum anderen Teil der Autokorrelation von p_0 entspricht. Es soll zunächst angenommen werden, dass $n_0 - N_S + 1 \leq d < n_0$ gilt (d. h. p_0^* befindet sich im linksseitigen Übergangsbereich von Pilotsequenz zu Nutzdaten). R_{xp} lässt sich also in zwei Summen aufteilen, nämlich

$$\begin{aligned} R_{\text{xp}}(d) &= \sum_{n=d}^{n_0-1} x(n-n_0)p_0^*(n-d) + \sum_{n=n_0}^{d+N_S-1} p_0(n-n_0)p_0^*(n-d) \\ &\approx (n_0 - d) E[\mathbf{x}(n-n_0)\mathbf{p}_0^*(n-d)] + (N_S - n_0 - d) E[\mathbf{p}_0(n-n_0)\mathbf{p}_0^*(n-d)], \end{aligned} \quad (5.20)$$

wobei die in (5.20) vorkommenden Erwartungswerte gemäß den vorangegangenen Überlegungen jeweils Null sind und somit der gesamte Ausdruck näherungsweise Null ist. Für den ebenfalls hier betrachteten rechtsseitigen Übergangsbereich von Pilotsequenz zu Nutzdaten ergibt sich ein symmetrisches Problem und daher das gleiche Ergebnis. Zusammenfassend ist für den Fall IV also $R_{\text{xp}}(d) \approx 0$.

Die soeben betrachteten Fälle lassen sich wie folgt zu einem Ergebnis für R_2 zusammenfassen: R_{wp} ist stets ungefähr Null und R_{xp} ist überall ungefähr Null außer an den Positionen der Pilotsequenz p_0 , wo $R_{\text{xp}}(n_0 + iN_S) \approx N_S \sigma^2$ gilt und daher ist

$$R_2(d) \approx \begin{cases} N_S \sigma^2 & \text{für } d = n_0 + iN_S \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}. \quad (5.21)$$

Obiger Ausdruck wurde auf der Basis einiger Annahmen hergeleitet, die in der Realität nicht oder nur annähernd zutreffen. So weichen die verwendeten Schätzungen der Erwartungswerte im Allgemeinen vom tatsächlichen Erwartungswert ab, weshalb (5.21) nur näherungsweise gilt. Es kommt hinzu, dass der Übertragungskanal eines realen Systems neben der Zeitverzögerung auch dispersive und frequenzselektive Effekte aufweist, die dazu führen, dass benachbarte Abtastwerte des empfangenen Signals miteinander korreliert sind. Zur Bekämpfung dieser Effekte wird ein Schutzintervall in Form einer zyklischen Wiederholung eingefügt. Beide Tatsachen führen dazu, dass die tatsächliche Autokorrelation der empfangenen Pilotsequenz vom Ausdruck in (5.18) abweicht. Die Auswirkung dieser Abweichung auf die Korrelationsmetrik R_2 wird im Folgenden numerisch untersucht. Eine Untersuchung der Schätzgenauigkeit, die auch Frequenzabweichung und Phasenrauschen einschließt, folgt in Kapitel 5.1.2.4.

Entsprechend den vorangegangenen Überlegungen werden in R_2 je Rahmenanfang N_P lokale Maxima erwartet. Abbildung 5.4 zeigt die simulierte Metrik R_2 für das System in Abb. 2.7 und $n_0 = 16$, $N_P = 10$, $\gamma = 13$ dB, $f_d = 0$ Hz und $\ell = 80$ km. Im Gegensatz zu (5.5) wird im Kanalmodell nun auch CD berücksichtigt; der Vermeidung von ISI dient ein Schutzintervall der Länge $N_G = 8$. Die Korrelationsmetrik in Abb. 5.4 zeigt zehn lokale

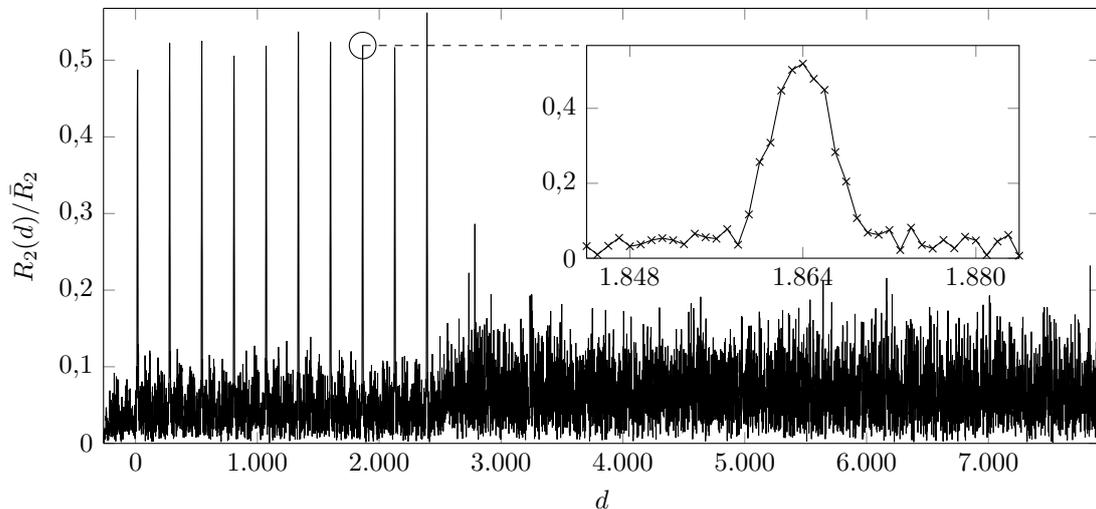


Abbildung 5.4: Normierte Korrelationsmetrik R_2 zur Rahmenerkennung für $n_0 = 16$, $N_P = 10$, $\gamma = 13$ dB, $f_d = 0$ Hz, $N_G = 8$ und $\ell = 80$ km. Für die Berechnung von \bar{R}_2 sh. Anhang A.5.

Maxima, die sich deutlich von den restlichen Werten von R_2 unterscheiden und jeweils der Position eines Pilotsymbols im empfangenen Signal entsprechen. Die Vergrößerung eines dieser Maxima in Abb. 5.4 lässt allerdings auch erkennen, dass dessen Form deutlich von dem unter idealisierten Bedingungen hergeleiteten Ausdruck in 5.21 abweicht. Die abgerundete Form wird dem Einfluss der CD zugeschrieben, die dazu führt, dass ein gegebener Abtastwert des empfangenen Signals jeweils mit einigen benachbarten Abtastwerten korreliert ist. Insbesondere hat dies zur Konsequenz, dass (5.19) nicht für alle η_1, η_2 gilt. Die Anzahl der so korrelierten Abtastwerte entspricht der Länge der Kanalimpulsantwort und beträgt bei den hier gewählten Parametern acht. Tatsächlich ist in der Vergrößerung in Abb. 5.4 zu erkennen, dass links und rechts des erwarteten lokalen Maximums jeweils vier Werte von R_2 deutlich größer sind als weiter entfernte Werte. In Bereichen, in denen die Pilotsequenz mit Nutzdaten korreliert wird (vgl. Fall I), wird R_2 außerdem nicht identisch Null, da die Schätzung des Erwartungswertes in (5.9) ungenau ist. Diese Schätzung ließe sich durch eine Erhöhung der Länge der zur Korrelation verwendeten Folge zwar verbessern, z. B. durch eine Korrelation nach (5.2). Allerdings stiege dadurch auch die Komplexität und für die Genauigkeit der Verzögerungsschätzung mit R_2 sind ohnehin andere Effekte begrenzend, wie in Kapitel 5.1.2.4 gezeigt werden wird.

Das Vorkommen mehrerer Maxima lässt sich zur Erhöhung der Robustheit des Verfahrens ausnutzen, indem aus jedem lokalen Maximum in R_2 zunächst eine einzelne Schätzung \hat{n}_0 vorgenommen und anschließend der Mittelwert aus allen Schätzungen gebildet

wird. Außerdem wird das Wissen über die zu erwartende Anzahl lokaler Maxima und deren Abstand zueinander dafür verwendet, die Wahrscheinlichkeit zu verringern, dass Werte von R_2 fälschlicherweise als Beginn der Pilotsequenz erkannt werden. Für den Rest dieses Kapitels wird das soeben vorgestellte Verfahren als pilotbasierte, datengestützte Verzögerungsschätzung (PLTD) bezeichnet, um es von noch folgenden Verfahren zu unterscheiden. Dabei bedeutet datengestützt, dass für das Verfahren die Kenntnis der gesendeten Pilotsequenz p_0 erforderlich ist, und grenzt es von blinden Verfahren ab, die dieses Wissen nicht benötigen.

5.1.2.2 Blinde Verzögerungsschätzung

Auch bei drahtlosen OFDM-Systemen besteht das Problem der Verzögerungsschätzung in dispersiven Kanälen mit Frequenzabweichung, zu dessen Lösung vorgeschlagen wurde, eine sich wiederholende Struktur im Sendesignal zu verwenden [124, 125]. Zur Erkennung des Rahmenanfangs werden dann jeweils zwei Ausschnitte des empfangenen Signals, die gerade die Länge und den Abstand der sich wiederholenden Struktur haben, miteinander verglichen. Der Beginn des Rahmens wird dort angenommen, wo diese zwei Ausschnitte am ähnlichsten² sind. Die Robustheit dieses Verfahrens gegenüber linearer Kanalverzerrung ergibt sich aus der Tatsache, dass – unter der Annahme eines zeitinvarianten Kanals – die verglichenen Ausschnitte die gleiche Verzerrung erfahren. Eines der bekanntesten Verfahren zur Verzögerungsschätzung, das auf diesem Prinzip beruht, stammt von Timothy Schmidl und Donald Cox [126]. Sie schlagen vor, ein spezielles OFDM-Symbol auszusenden, welches im Zeitbereich zwei identische Teile enthält. Ein solches Pilotsymbol kann besonders einfach erzeugt werden, indem im Frequenzbereich jeder zweite Unterträger zu Null gesetzt wird. Dies entspricht einer zweifachen Hochtasung im Frequenzbereich und damit einer periodischen Wiederholung im Zeitbereich. Als Metrik wird dann die Korrelation zwischen zwei aufeinanderfolgenden Ausschnitten des Empfangssignals der Länge $N/2$ verwendet. Ein Nachteil dieses Verfahrens ist jedoch, dass sich durch das Schutzintervall in Form einer zyklischen Wiederholung ein Plateau in der Korrelationsmetrik und damit eine Unsicherheit bei der Verzögerungsschätzung ergibt. Einige auf [126] aufbauende Arbeiten wirken diesem Problem durch Pilotsequenzen mit komplexeren Strukturen entgegen [127, 128] und wurden auch auf ihre Tauglichkeit für den optischen Faserkanal hin untersucht, bzw. erweitert [129, 130].

Mit solchen komplexeren Strukturen lassen sich tatsächlich schärfere Metriken und damit niedrigere Schätzvarianzen erreichen. Allerdings kann die Belegung der Unterträger des Pilotsymbols im Frequenzbereich dann nicht beliebig erfolgen, da diese teilweise durch die Struktur im Zeitbereich vorgegeben ist. Dies wiederum erschwert die Verwendung des Pilotsymbols für die Kanalschätzung. Wird z. B. ein Pilotsymbol nach Schmidl und Cox verwendet, so ist die Hälfte der Unterträger Null und die Kanalübertragungsfunktion auf diesen Unterträgern kann mit diesem Pilotsymbol nicht geschätzt werden. Im Folgenden wird daher ein Verfahren vorgeschlagen, das ein Plateau der Korrelationsmetrik vermeidet

²Zur Beurteilung der Ähnlichkeit gibt es unterschiedliche Metriken, darunter die Differenz und die Korrelation der beiden Ausschnitte.

und dessen Pilotsymbole dennoch ohne Einschränkung zur Kanalschätzung verwendet werden können.

Wie in Kapitel 5.1.2.1 wird auch hier eine Pilotsequenz zugrunde gelegt, die aus einer N_P -fachen Wiederholung von $p_0(n)$ besteht. Zusätzlich soll $N_P \geq 2$ gelten. Um den Rahmenanfang im empfangenen Signal $y(n)$ zu erkennen, wird jeweils ein Ausschnitt von y der Länge N_S mit einem weiteren Ausschnitt gleicher Länge im Abstand $(N_P - 1)N_S$ korreliert (vgl. Abb. 5.5a). Die dazugehörige Korrelationsmetrik R_3 lautet

$$R_3(d) = \sum_{n=d}^{d+N_S-1} y(n)y^*(n + (N_P - 1)N_S) \quad (5.22)$$

und verwendet lediglich das Wissen über N_P und N_S , nicht aber die Pilotsequenz p_0 selbst. In Abgrenzung zum PLTD-Verfahren wird die Rahmenerkennung mit R_3 daher als pilotbasierte, blinde Verzögerungsschätzung (PLTB) bezeichnet. Die Berechnung von R_3 kann im Gegensatz zur Korrelation R_2 des PLTD-Verfahrens in (5.3) rekursiv erfolgen. Konkret gilt

$$R_3(d + 1) = R_3(d) - y(d)y^*(d + (N_P - 1)N_S) + y(d + N_S)y^*(d + N_P N_S). \quad (5.23)$$

Im Vergleich zum PLTD-Verfahren verringert sich der Berechnungsaufwand damit erheblich, nämlich auf eine komplexe Multiplikation je Wert von R_3 .

R_3 weist an der Stelle $d = n_0$ ein lokales Maximum auf, wie die folgenden Betrachtungen zeigen werden. Dazu wird (2.36) in (5.22) eingesetzt und man erhält mit den Annahmen $h(n) = \delta(n - n_0)$, $f_d = 0$ Hz und $\varphi_s(n) = \varphi_L(n) = 0 \forall n$

$$\begin{aligned} R_3(d) = & \sum_{n=d}^{d+N_S-1} x(n - n_0)x^*(n - n_0 + N_2) + \sum_{n=d}^{d+N_S-1} x(n - n_0)w^*(n + N_2) + \dots \\ & \dots + \sum_{n=d}^{d+N_S-1} w(n)x^*(n - n_0 + N_2) + \sum_{n=d}^{d+N_S-1} w(n)w^*(n + N_2), \end{aligned} \quad (5.24)$$

wobei $N_2 = (N_P - 1)N_S$. Die gemischten Terme mit x und w sind jeweils Schätzungen der Kreuzkorrelationen ihrer Zufallsprozesse und da \mathbf{x} und \mathbf{w} statistisch unabhängig und jeweils mittelwertfrei sind, sind diese Terme außerdem ungefähr Null. Die letzte Summe in (5.24) ist die Schätzung der Autokorrelation von \mathbf{w} und ebenfalls ungefähr Null, da \mathbf{w} ein weißer Rauschprozess und $N_2 \neq 0$ ist. Unabhängig von d gilt daher

$$R_3(d) \approx \sum_{n=d}^{d+N_S-1} x(n - n_0)x^*(n - n_0 + (N_P - 1)N_S). \quad (5.25)$$

Abhängig vom Wert von d entsprechen die in (5.25) miteinander multiplizierten Ausschnitte von x entweder Nutzdaten, der Pilotsequenz p_0 oder einer Mischung aus beidem, weswegen eine Fallunterscheidung notwendig ist. Die zu unterscheidenden Fälle sind schematisch in Abb. 5.5 dargestellt, wobei die grau unterlegten Bereiche den Nutzdaten, die

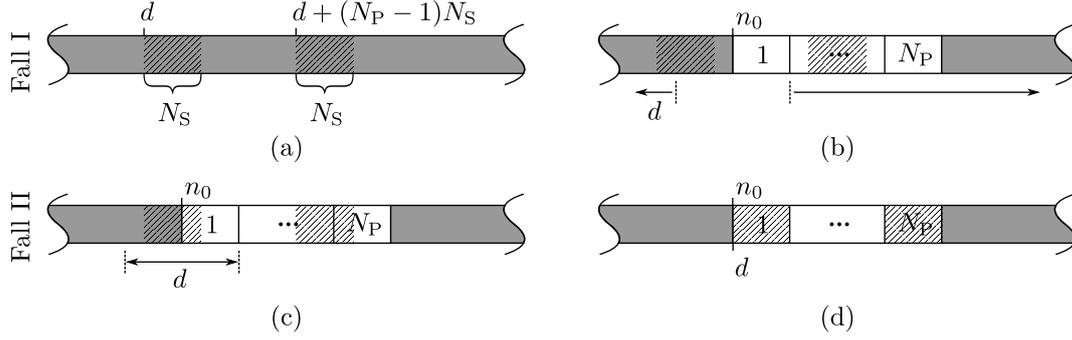


Abbildung 5.5: Verschiedene Fälle bei der Berechnung der Korrelationsmetrik $R_3(d)$. Schraffierte Bereiche kennzeichnen die miteinander korrelierten Ausschnitte.

weiß gefüllten Bereiche der Pilotsequenz und die schraffierte Bereiche den jeweils miteinander korrelierten Ausschnitten entsprechen. In den Unterabbildungen b, c und d ist außerdem jeweils der betrachtete Wertebereich von d angedeutet.

Fall I: $d \leq n_0 - N_S$ oder $d \geq n_0 + N_S$. Dieser Wertebereich entspricht der in Abb. 5.5a,b gezeigten Korrelation von unabhängigen Nutzdaten. In diesem Fall ist (5.25) die Schätzung der Autokorrelation $R_{\mathbf{x}\mathbf{x}}(\eta)$, die nach (2.41) für $\eta \neq 0$ Null ist. Zwar kann einer der Ausschnitte, wie in Abb. 5.5b angedeutet, auch Teile der Pilotsequenz enthalten, aber da das Pilotsymbol ein gewöhnliches OFDM-Symbol ist, ist keine Unterscheidung zu den Nutzdaten erforderlich. Hier ist $\eta = (N_P - 1)N_S$, was wiederum wegen der Voraussetzung $N_P \geq 2$ stets größer Null ist. Folglich gilt hier $R_3(d) \approx 0$.

Fall II: $n_0 - N_S < d < n_0 + N_S$. In diesem Bereich enthalten, wie aus Abb. 5.5c ersichtlich, beide Ausschnitte von x in (5.25) den gleichen Teil der Pilotsequenz p_0 . Der jeweils andere Teil besteht aus beliebigen Nutzdaten. Damit und mit der Einführung des Positionsfehlers $n_F = d - n_0$ lässt sich die Summe in (5.25) folgendermaßen in zwei Summen aufteilen

$$R_3(d) \approx \begin{cases} \sum_{n=0}^{n_F+N_S-1} |p_0(n)|^2 + \sum_{n=n_F+N_S}^{N_S-1} p_0(n)x^*(n+n_0-N_S) & \text{für } -N_S < n_F \leq 0 \\ \sum_{n=0}^{n_F-1} p_0(n)x^*(n+N_P N_S) + \sum_{n=n_F}^{N_S-1} |p_0(n)|^2 & \text{für } 0 < n_F < N_S \end{cases}, \quad (5.26)$$

wobei der erste Fall den Übergang von Nutzdaten zur Pilotsequenz im linken Ausschnitt und der zweite Fall den Übergang von der Pilotsequenz zu Nutzdaten im rechten Ausschnitt beschreibt. Die gemischten Terme in (5.26) sind jeweils ungefähr Null, da \mathbf{p}_0 und \mathbf{x} statistisch unabhängig und jeweils mittelwertfrei sind. Die Terme, die nur p_0 beinhalten, entsprechen hingegen jeweils einer nicht normierten Schätzung der Varianz von \mathbf{p}_0 gemäß $\sum_{n=0}^{n_1-1} |p_0(n)|^2 \approx n_1 \sigma^2$. Da hier $h(n) = \delta(n - n_0)$ angenommen wurde, ist die empfangene gleich der gesendeten mittleren Leistung. Für realistische Kanäle gilt dies nicht und σ^2 muss durch die mittlere Empfangsleistung σ_y^2 ersetzt werden.

Die Fälle I und II zusammenfassend kann die Korrelationsmetrik des PLTB-Verfahrens

schließlich abgeschätzt werden mit

$$R_3(d) \approx \begin{cases} (n_F + N_S)\sigma_y^2 & \text{für } -N_S < n_F \leq 0 \\ (-n_F + N_S)\sigma_y^2 & \text{für } 0 < n_F < N_S \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} . \quad (5.27)$$

Offensichtlich besitzt R_3 an der Stelle $n_F = 0$, bzw. $d = n_0$ ein lokales Maximum; speziell ist $R_3(n_0) \approx N_S\sigma_y^2$. Die dazugehörige Position der miteinander korrelierten Signalausschnitte ist in Abb. 5.5d gezeigt. Links dieses Maximums steigt R_3 linear an, rechts davon fällt es linear ab.

Für den Vergleich des unter vereinfachenden Annahmen hergeleiteten Ausdrucks für R_3 in (5.27) mit realistischen Bedingungen wurde eine Simulation des Systems aus Abb. 2.7 für $n_0 = 1000$, $\gamma = 13$ dB, $\ell = 80$ km und $N_G = 8$ durchgeführt, wobei Frequenzabweichung und Phasenrauschen zunächst vernachlässigt wurden. Der Betrag der so berechneten Korrelationsmetrik R_3 ist in Abb. 5.6 dargestellt. $|R_3|$ zeigt darin wie erwartet ein

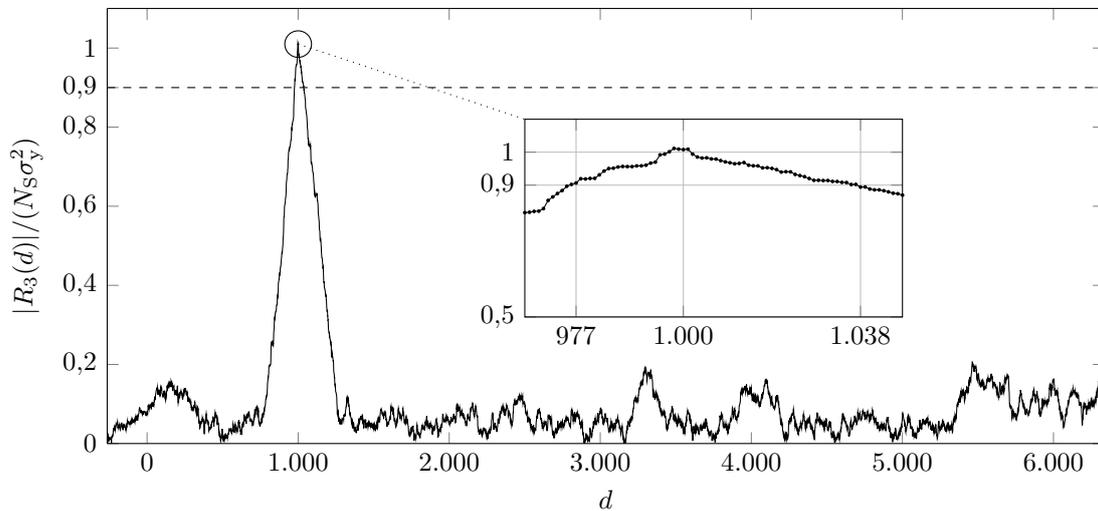


Abbildung 5.6: Betrag der Korrelationsmetrik R_3 des PLTB-Verfahrens für $n_0 = 1000$, $N_P = 10$, $\gamma = 13$ dB, $\ell = 80$ km, $N_G = 8$ und $f_d = 0$ Hz.

deutlich erkennbares lokales Maximum an der Stelle $d = n_0$; auch der lineare Anstieg gefolgt von einem linearen Abfall der Metrik ist eindeutig sichtbar. Die Vergrößerung eines Ausschnitts verdeutlicht allerdings auch, dass dieses lineare Verhalten eine relativ flache Form der Metrik in der direkten Umgebung von n_0 zur Folge hat. Vergleicht man die Form von R_3 mit der Metrik des PLTD-Verfahrens in Abb. 5.4, wird klar, dass für das PLTB-Verfahren eine höhere Unsicherheit bei der Verzögerungsschätzung zu erwarten ist. Da der für die Korrelation verwendete Ausschnitt beim PLTB-Verfahren das Schutzintervall beinhaltet, bildet sich allerdings kein Plateau aus wie das beim Verfahren von Schmidl und Cox (im Folgenden kurz SC) der Fall ist [126].

Für die Schätzung von n_0 wird aus zwei Gründen nicht das globale Maximum von $|R_3(d)|$ verwendet: (1) zur Bestimmung eines globalen Maximums müsste der Empfang

aller jemals gesendeten Daten abgewartet werden, was impraktikabel hohe Latenzzeiten und Pufferspeichergrößen zur Folge hätte und (2) da durch die verwendete Rahmenstruktur die Pilotsequenz in regelmäßigen Abständen gesendet wird, treten mehrere lokale Maxima in $|R_3|$ auf, die alle einen korrekten Rahmenanfang markieren können. Stattdessen werden daher mittels eines Schwellwerts kontinuierlich mögliche Spitzen in $|R_3|$ identifiziert, wobei eine Spitze wie folgt definiert ist: Übersteigt $|R_3(d)|$ das erste Mal den Wert $0,9N_S\sigma_y^2$ ist dies der Anfang einer Spitze. Sobald der Wert $0,9N_S\sigma_y^2$ wieder unterschritten wird, markiert dies das Ende der Spitze. Diese beiden Positionen sind in der Vergrößerung in Abb. 5.6 beispielhaft gezeigt. Die Stelle \hat{n}_0 , an der innerhalb dieser Spitze der maximale Wert von $|R_3(d)|$ auftritt, ist die geschätzte Verzögerung. Da der erwartete Abstand zwischen zwei lokalen Maxima durch die Rahmenlänge gegeben ist, werden Maxima, die von diesem Abstand innerhalb einer Toleranz von ± 5 Abtastwerten abweichen, als falsch verworfen. Für eine Untersuchung der Schätzgenauigkeit des Verfahrens wird auf Kapitel 5.1.2.4 verwiesen.

5.1.2.3 Symmetrische Verzögerungsschätzung

Vor der Untersuchung der Schätzgenauigkeit des PLTB-Verfahrens wird zunächst ein drittes Verfahren vorgeschlagen, welches eine scharfe Metrik aufweist und dennoch robust gegenüber CD ist. Es soll damit die Vorteile des PLTD- und des PLTB-Verfahrens verbinden. Für die Pilotsymbolstruktur wird eine Idee aus [128] aufgegriffen, wo ein Pilotsymbol vorgeschlagen wird, dessen zweite Hälfte im Zeitbereich eine vertikal gespiegelte³ Version der ersten Hälfte ist. Diese Symmetrie kann zum Auffinden des Pilotsymbols verwendet werden, setzt aber ähnlich wie beim SC-Verfahren voraus, dass jeder zweite Unterträger Null ist. Darüber hinaus darf das Symbolalphabet nur reellwertige Symbole enthalten. Im Gegensatz dazu werden hier zwei Pilotsymbole $P_0(k)$ und $P_1(k)$ verwendet, wobei die durch Transformation in den Zeitbereich entstehende Pilotsequenz $p_1(n)$ eine vertikal gespiegelte Version der Pilotsequenz $p_0(n)$ ist. Somit können alle Unterträger moduliert und ohne Einschränkung zur Kanalschätzung verwendet werden.

Die gewünschte Symmetrie im Zeitbereich lässt sich unter Ausnutzung der Symmetrieeigenschaft von DFT und IDFT recht einfach durch die Beziehung $P_1(k) = P_0(N - k)$ im Frequenzbereich erzeugen, wie gleich gezeigt werden wird. Dafür wird zunächst angenommen, dass die Pilotsequenzen kein Schutzintervall enthalten. Für die nachfolgenden DFT-Operationen wird jeweils eine Länge von N und eine periodische Fortsetzung der transformierten Signale impliziert.

Das Pilotsymbol P_0 lässt sich mit der Analysegleichung (2.39) der DFT als transformierte der Sequenz p_0 schreiben:

$$P_0(k) = \text{DFT} [p_0(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} p_0(n) e^{-j2\pi \frac{kn}{N}}. \quad (5.28)$$

³Vertikale Spiegelung ist eine Achsenspiegelung an einer vertikalen Achse.

Dementsprechend gilt für das symmetrische Pilotsymbol $P_1(k)$:

$$P_1(k) = P_0(N - k) = \sum_{n=0}^{N-1} p_0(n) e^{-j2\pi \frac{(N-k)n}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} p_0(n) \underbrace{e^{-j2\pi n}}_{=1} e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (5.29)$$

und mit der Substitution $n = N - n'$ erhält man für (5.29)

$$P_1(k) = \sum_{n'=1}^N p_0(N - n') e^{j2\pi \frac{k(N-n')}{N}} = \sum_{n'=1}^N p_0(N - n') \underbrace{e^{j2\pi k}}_{=1} e^{-j2\pi \frac{kn'}{N}}. \quad (5.30)$$

Wegen der periodischen Fortsetzung von p_0 gilt $p_0(N) = p_0(0)$, außerdem ist $e^{-j2\pi \frac{0 \cdot n}{N}} = e^{-j2\pi \frac{N \cdot n}{N}} = 1$, weswegen sich die Grenzen der Summe in (5.30) ohne Änderung des Summenarguments jeweils um eins verringern lassen. Damit kann (5.30) mit erneuter Substitution $n = n'$ ausgedrückt werden als

$$P_1(k) = \sum_{n=0}^{N-1} p_0(N - n) e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} = \text{DFT} [p_0(N - n)], \quad (5.31)$$

und in der Umkehrung gilt

$$p_1(n) = \text{IDFT} [P_1(k)] = \text{IDFT} [P_0(N - k)] = p_0(N - n). \quad (5.32)$$

Für die Erzeugung der Pilotsequenz p_1 wird also zunächst das Pilotsymbol P_1 nach der Vorschrift

$$P_1(k) = P_0((N - k) \bmod N) \quad \text{für } k \in [0, \dots, N - 1] \quad (5.33)$$

gebildet, wobei die Modulo-Operation der Periodizität der DFT Rechnung trägt. Anschließend wird P_1 – wie jedes gewöhnliche OFDM-Datensymbol – mittels einer N -IFFT in den Zeitbereich transformiert und mit einem Schutzintervall der Länge N_G in Form einer zyklischen Erweiterung versehen, wodurch sich die Symmetrie

$$p_1(n) = p_0((N - n) \bmod N) \quad \text{für } n \in \left[- \left\lfloor \frac{N_G}{2} \right\rfloor, \dots, N - 1 + \left\lfloor \frac{N_G}{2} \right\rfloor \right] \quad (5.34)$$

ergibt. Spätere Betrachtungen werden zeigen, dass die Zeitbereichssymmetrie in (5.34) für die Schätzung von n_0 ausgenutzt werden kann, während die Frequenzbereichssymmetrie in (5.33) eine hohe Robustheit der Schätzung gegenüber CD bewirkt.

Die Zeitbereichssymmetrie nach (5.34) ist in Abb. 5.7 an einem Beispiel illustriert. Darin stellen die weiß hinterlegten Bereiche jeweils das Grundintervall und die grau hinterlegten Bereiche das Schutzintervall dar. Wie in Kapitel 2.2.1 beschrieben, wird hier ein Prä- und Postfix verwendet. Abb. 5.7 verdeutlicht die Motivation für diese Art der zyklischen Erweiterung: Die Symmetrie der Pilotsequenz bleibt dadurch auch nach Einfügen des Schutzintervalls erhalten, was bei der Verwendung eines reinen Präfixes nicht der Fall

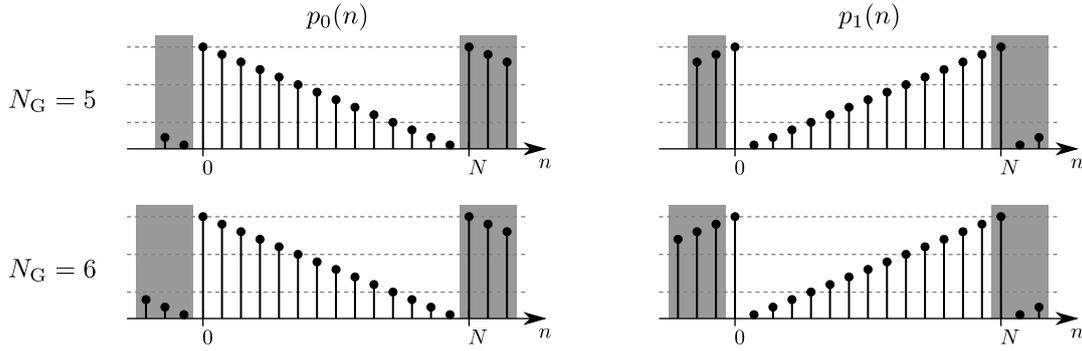


Abbildung 5.7: Beispiel für vertikal gespiegelte Pilotsequenzen mit $N = 14$ und $N_G = 5$ (oben) bzw. $N_G = 6$ (unten). Grau hinterlegt: Schutzintervall.

wäre. Für den im oberen Teil von Abb. 5.7 gezeigten Fall einer ungeraden Schutzintervalllänge sind die beiden Pilotsequenzen eine exakte vertikale Spiegelung der jeweils anderen Pilotsequenz. Für den ebenfalls abgebildeten Fall der geradzahligen Schutzintervalllänge stimmt die Spiegelung nur in $N_S - 1$ Abtastwerten mit der Ausgangssequenz überein.

Es ist für die folgenden Betrachtungen zweckmäßig, die Pilotsequenzen jeweils im Intervall $n \in [0, \dots, N_S - 1]$ zu definieren und aus Gründen der Einfachheit nur die direkt durch Spiegelung konstruierbaren Werte zu berücksichtigen. So ergibt sich mit (5.34) und den Überlegungen zu Abb. 5.7

$$p_1(n) = p_0(N_S - q - n) \quad \text{für } n \in [1 - q, \dots, N_S - 1], \quad (5.35)$$

wobei $q = N_G \bmod 2$. Streng genommen wäre in (5.35) eine weitere Fallunterscheidung für N gerade/ungerade notwendig. Da aber für eine effiziente Implementierung der IFFT eine Zweierpotenz für N gewählt wird, hat ein ungerades N keine praktische Bedeutung und wird deswegen hier nicht betrachtet.

Wie bei den oben vorgestellten Verfahren besteht auch hier die Pilotsequenz aus N_P Einzelsequenzen der Länge N_S . Während beim PLTD- und PLTB-Verfahren eine N_P -fache Wiederholung der gleichen Pilotsequenz p_0 verwendet wird, wird hier eine $(N_P - 1)$ -fache Wiederholung von p_0 mit darauffolgender symmetrischer Pilotsequenz p_1 gesendet. Die in (5.35) hergeleitete Symmetrie wird dann durch die Metrik

$$R_4(d) = \sum_{n=1-q}^{N_S-1} y(d+n)y^*(d+N_P N_S - q - n) \quad (5.36)$$

ausgenutzt und das darauf beruhende Verfahren im Folgenden als pilotbasierte, symmetrische Verzögerungsschätzung (PLTS) bezeichnet. Für die Analyse von R_4 wird wie bereits für das PLTD- und das PLTB-Verfahren zunächst angenommen, dass $h(n) = \delta(n - n_0)$ und außerdem $f_d = 0$ Hz, sowie $\varphi(n) = 0 \forall n$. Mit diesen Annahmen lautet das empfangene Signal $y(n) = x(n - n_0) + w(n)$, was durch Einsetzen in (5.36) einen aus vier Summengliedern bestehenden Ausdruck liefert, der (5.24) ähnelt. Mit derselben Begründung wie für (5.24) kann auch (5.36) durch Vernachlässigung der gemischten Terme und

der Autokorrelation des Rauschens angenähert werden mit

$$R_4(d) \approx \sum_{n=1-q}^{N_S-1} x(d+n-n_0)x^*(d+N_P N_S-n_0-q-n). \quad (5.37)$$

In (5.37) werden demnach zwei Ausschnitte von x der Länge $N_S - 1 + q$ miteinander korreliert, wobei die Werte des zweiten Ausschnitts in umgekehrter Reihenfolge in die Berechnung von R_4 eingehen. Befinden sich beide Ausschnitte außerhalb der Pilotsequenz entspricht (5.37) offensichtlich der Schätzung der Korrelation zweier statistisch unabhängiger Zufallsprozesse und ist damit ungefähr Null. Enthalten die Ausschnitte jeweils einen Teil von p_0 bzw. p_1 und gilt $d \neq n_0$, so entspricht (5.37) wegen der Symmetrie in (5.35) zum einen Teil einer Schätzung der Korrelation von \mathbf{p}_0 mit einer verschobenen Version von sich selbst, also der Autokorrelation $R_{\mathbf{p}_0\mathbf{p}_0}(\eta)$, und zum anderen Teil der Schätzung der Korrelation zweier statistisch unabhängiger Zufallsprozesse. Aus $d \neq n_0$ folgt $\eta \neq 0$ und somit für diesen Fall $R_4 \approx 0$.

Eine genauere Betrachtung verdient der Fall $d = n_0$. Hierfür gilt mit (5.37)

$$R_4(n_0) \approx \sum_{n=1-q}^{N_S-1} x(n)x^*(N_P N_S - q - n) \quad (5.38)$$

$$\approx \sum_{n=1-q}^{N_S-1} p_0(n)p_1^*(N_S - q - n) \quad (5.39)$$

$$\stackrel{(5.35)}{\approx} \sum_{n=1-q}^{N_S-1} p_0(n)p_0^*(n) = (N_S - 1 + q)\sigma^2, \quad (5.40)$$

wobei in (5.39) verwendet wurde, dass wegen der Struktur der Pilotsequenz

$$x(n + (N_P - 1)N_S) = p_1(n) \quad \text{für } n \in [0, \dots, N_S - 1]. \quad (5.41)$$

Die obigen Ergebnisse zusammenfassend kann die Metrik des PLTS-Verfahrens abgeschätzt werden mit

$$R_4(d) \approx \begin{cases} \bar{R}_4 = (N_S - 1 + q)\sigma_y^2 & \text{für } d = n_0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad (5.42)$$

wobei $\sigma_y^2 = \sigma^2$ für den vereinfachten Fall $h(n) = \delta(n-n_0)$. Die simulierte Korrelationsmetrik R_4 für $\ell = 80$ km, $N_G = 8$ und $n_0 = 1000$ ist in Abb. 5.8 gezeigt. Frequenzabweichung und Phasenrauschen wurden dabei zunächst vernachlässigt. Die Metrik weist ein äußerst scharfes lokales Maximum an der Stelle $d = n_0$ auf und eignet sich daher hervorragend für die Verzögerungsschätzung, wobei für die Ermittlung von \hat{n}_0 das gleiche Vorgehen wie für das PLTB-Verfahren gewählt wird: Mittels eines Schwellwertes werden Spitzen in $|R_4(d)|$ identifiziert, innerhalb derer die Position des lokalen Maximums \hat{n}_0 entspricht. Da die Spitzen beim PLTS-Verfahren sehr schmal sind, wird hier ein etwas niedrigerer

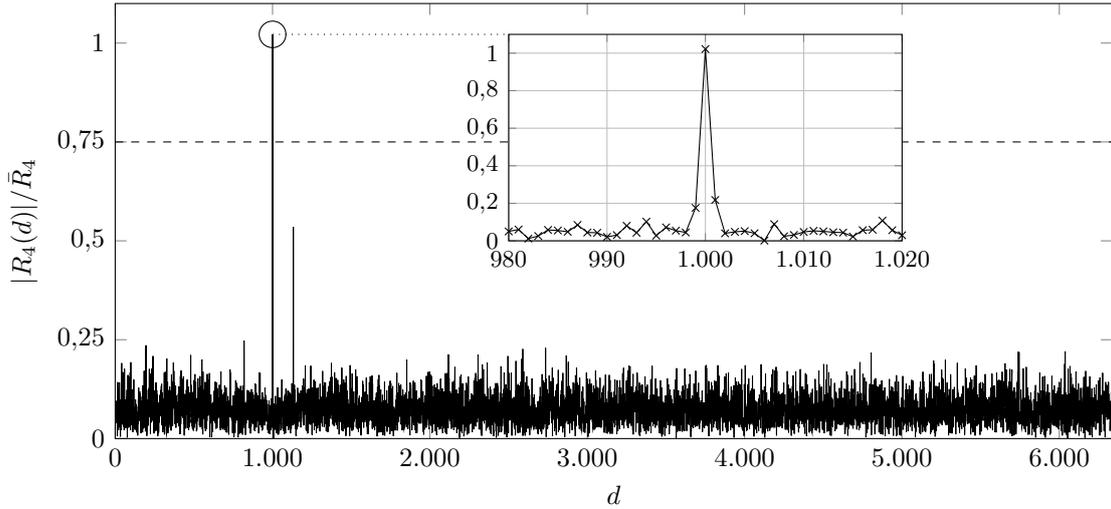


Abbildung 5.8: Korrelationsmetrik des PLTS-Verfahrens für $n_0 = 1000$, $N_P = 10$, $\gamma = 13$ dB, $\ell = 80$ km, $N_G = 8$ und $f_d = 0$ Hz.

Schwellwert von $0,75\bar{R}_4$ gewählt, um so eine höhere Robustheit gegenüber Abweichungen vom zu erwartenden Wert des Maximums zu erreichen.

In der Nähe von $d = n_0$ ist ein weiteres, deutlich niedrigeres lokales Maximum erkennbar. Diese Nebenspitze entsteht durch die $(N_P - 1)$ -fache Wiederholung von p_0 . An der Stelle $d = n_0 + N_S/2$ entspricht der gespiegelte Teil in (5.37) der um $N_S/2$ nach rechts verschobenen Pilotsequenz p_0 , wobei die ersten $N_S/2$ Abtastwerte aus beliebigen Nutzdaten bestehen. Die jeweils zweite Hälfte von $x(N_S/2 + n)$ und $x(N_S/2 + N_P N_S - q - n)$ in (5.37) stimmen dadurch miteinander überein. Da $N_S/2$ Abtastwerte an dieser Stelle korreliert sind, liegt der normierte Werte der Nebenspitze in Abb. 5.8 bei ungefähr 0,5. Die Nebenspitze erhöht prinzipiell die Wahrscheinlichkeit von Fehlentscheidungen, weil nicht auszuschließen ist, dass sie durch Rauschen den Schwellwert überschreitet. Da die Nebenspitze allerdings nach der Hauptspitze auftritt und jene Spitzen verworfen werden, die nicht den zu erwartenden Abstand einer Rahmenlänge zueinander haben, ist diese Wahrscheinlichkeit stark verringert.

Es ist bemerkenswert, dass die Korrelationsmetrik R_4 trotz einer Faserlänge von 80 km und damit beträchtlicher CD eine schmale Spitze aufweist. Für die CD-Toleranz ist die Frequenzbereichssymmetrie der Pilotsymbole P_0 und P_1 aus (5.33) verantwortlich, die mit der Symmetrie der Übertragungsfunktion $H_F(k)$ übereinstimmt, wobei $H_F(k)$ die Verzerrung durch CD repräsentiert. Man erhält $H_F(k)$ aus der Abtastung der zeitdiskreten Fouriertransformation (DTFT) von $\tilde{H}_F(f)$ aus (2.10), wobei $\tilde{H}_F(f)$ bei der Berechnung der DTFT auf das Frequenzintervall $[-f_A/2, f_A/2]$ beschränkt wird, da das Fasereingangssignal $\tilde{x}(t)$ als in $[-f_A/2, f_A/2]$ bandbegrenzt angenommen werden kann (vgl. Anhang A.2). $H_F(k)$ lautet damit:

$$H_F(k) = \begin{cases} \exp(jQk^2) & \text{für } 0 \leq k \leq N/2 - 1 \\ \exp(jQ(k - N)^2) & \text{für } N/2 \leq k \leq N - 1 \end{cases}, \quad (5.43)$$

wobei $Q = (\pi\lambda_0^2 D_c \ell f_A^2)/(c_0 N^2)$. In (5.43) wurde die Dispersionssteigung S_0 aus den in Kapitel 2.1.2 genannten Gründen vernachlässigt (allerdings nicht für das Simulationsmodell der Glasfaser, das in dieser Arbeit verwendet wurde). Die DTFT hat ihr Grundintervall in $[-f_A/2, f_A/2]$ und ist unendlich periodisch fortgesetzt mit f_A . Dahingegen hat nach (2.38) der diskrete Frequenzbereich k der DFT sein Grundintervall in $[0, \dots, N-1]$, weshalb die abschnittsweise Definition in (5.43) notwendig wird. Darin repräsentiert die erste Hälfte der diskreten Frequenzen k die physikalisch positiven Frequenzen und die zweite Hälfte der diskreten Frequenzen die physikalisch negativen Frequenzen. Um zu zeigen, dass $H_F(k)$ die gleiche Symmetrie besitzt, die auch zwischen P_0 und P_1 besteht, wird H_F gespiegelt:

$$H_F((N-k) \bmod N) = \begin{cases} \exp(0) & \text{für } (N-k) = N \\ \exp(jQ(N-k)^2) & \text{für } 1 \leq (N-k) \leq N/2 - 1 \\ \exp(jQ(-k)^2) & \text{für } N/2 \leq (N-k) \leq N-1 \end{cases}, \quad (5.44)$$

und durch Umformung der Wertebereiche in (5.44) erhält man

$$H_F((N-k) \bmod N) = \begin{cases} \exp(jQ[-(k-N)]^2) & \text{für } N/2 + 1 \leq k \leq N-1 \\ \exp(jQk^2) & \text{für } 0 \leq k \leq N/2 \end{cases}. \quad (5.45)$$

Wegen $\exp(jQ(N/2 - N)^2) = \exp(jQ(N/2)^2)$ kann die Stelle $k = N/2$ dem oberen Fall in (5.45) zugeordnet werden und man erhält schließlich durch Vergleich mit (5.43)

$$H_F((N-k) \bmod N) = H_F(k) \quad \text{für } 0 \leq k \leq N-1. \quad (5.46)$$

Seien nun $P'_0 = H_F P_0$ und $P'_1 = H_F P_1$ die durch CD verzerrten Pilotsymbole, dann gilt mit (5.33) und (5.46)

$$P'_1((N-k) \bmod N) = H_F((N-k) \bmod N) P_1((N-k) \bmod N) \quad (5.47)$$

$$= H_F(k) P_0(k) \quad (5.48)$$

$$= P'_0. \quad (5.49)$$

Dies bedeutet, dass die Frequenzbereichssymmetrie der Pilotsymbole auch nach Verzerrung durch CD erhalten bleibt. Wie mit (5.32) gezeigt wurde, folgt aus der Frequenzbereichssymmetrie die Zeitbereichssymmetrie, welche wiederum für die Korrelation der PLTS-Methode in (5.37) ausgenutzt wird. Daher ist das PLTS-Verfahren unempfindlich gegenüber CD und hebt sich darin vom in [128] vorgeschlagenen Verfahren ab, welches diese Frequenzbereichssymmetrie nicht besitzt und deswegen empfindlich gegenüber CD ist, wie in [130] gezeigt wurde.

5.1.2.4 Vergleich von Verfahren zur Verzögerungsschätzung

Für die Beurteilung der Schätzgenauigkeit der in den vorangegangenen Kapiteln vorgestellten Verfahren wird durch Simulation deren mittlerer quadratischer Fehler (MSE)

berechnet. Seine Definition lautet

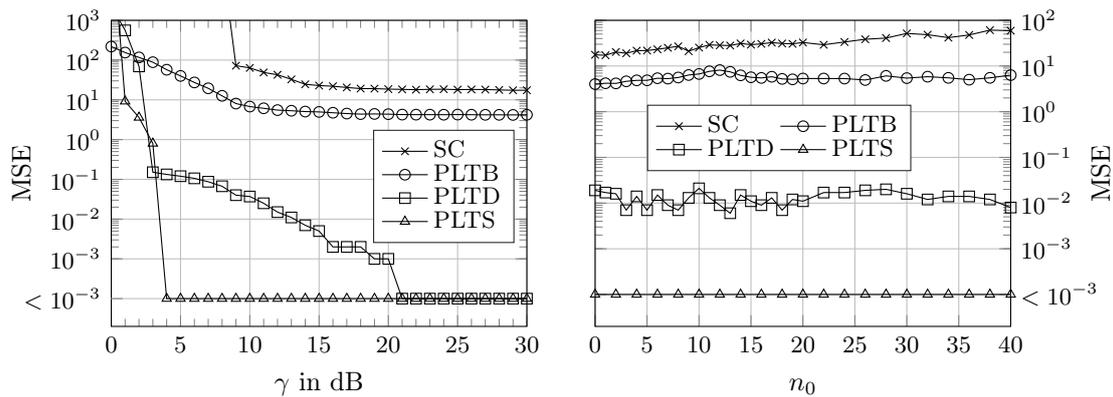
$$\bar{\epsilon} = \frac{1}{N_M} \sum_{i=1}^{N_M} (\hat{n}_0(i) - n_0)^2, \quad (5.50)$$

wobei $\hat{n}_0(i)$ die i -te Schätzung und N_M die Anzahl der Schätzungen bezeichnet. Für die Berechnung aller folgender MSE-Werte wurden jeweils $N_M = 1000$ Schätzungen durchgeführt, wobei das System in Abb. 2.7 vorausgesetzt wurde. Jeder Simulation einer Schätzung $\hat{n}_0(i)$ lag dabei eine andere Rauschfolge und eine andere, zufällig erzeugte Pilotsequenz p_0 zugrunde. Bei allen Simulationen des PLTD-Verfahrens wurde $N_P = 10$ verwendet. Es ist das einzige der vorgestellten Verfahren, dessen Schätzgenauigkeit von der Anzahl der Pilotsymbole abhängt, da es eine Mittelung über N_P Schätzungen bildet. Bei den blinden Verfahren ist die Anzahl der Pilotsymbole hingegen für die Genauigkeit der Schätzung unerheblich, weswegen zur Verringerung der Simulationszeit jeweils nur die mindestens notwendige Anzahl an Pilotsymbolen verwendet wurde. Diese ist $N_P = 1$ für das SC-Verfahren und $N_P = 2$ für das PLTB- und PLTS-Verfahren. Wenn nicht anders angegeben, gelten ansonsten die Standard-Systemparameter aus Anhang A.1.

Abb. 5.9a vergleicht die Schätzverfahren PLTD, SC, PLTB und PLTS zunächst in Bezug auf ihre Robustheit gegenüber Rauschen. Für die MSE-Simulationen wurden eine Verzögerung von $n_0 = 20$, eine Faserlänge von 80 km und $N_G = 8$ angenommen. Frequenzabweichung und Phasenrauschen wurden hier zunächst noch vernachlässigt.

Alle Verfahren zeigen eine mit dem OSNR zunehmende Schätzgenauigkeit, da die in den Korrelationssummen R_2 , R_3 und R_4 jeweils vorkommenden Schätzungen der Rausch-Autokorrelation bei niedrigem γ eine hohe Varianz besitzen, die mit steigendem γ kleiner wird. Für das PLTB-Verfahren bleibt der MSE ab $\gamma \approx 10$ dB nahezu konstant, was darauf hinweist, dass ab dieser Stelle nicht Rauschen, sondern die flache Form der Korrelationsmetrik die Schätzgenauigkeit begrenzt. Das SC-Verfahren zeigt ein ähnliches Verhalten, weist aber allgemein einen höheren MSE als PLTB auf, da durch das Schutzintervall hier ein Plateau entsteht, welches eine zusätzliche Unsicherheit verursacht. Darüber hinaus basiert die Korrelationsmetrik des SC-Verfahrens auf einer geringeren Anzahl an Abtastwerten, weswegen seine Varianz größer ist. Da die Spitzen der PLTD- und PLTS-Metrik vergleichsweise schmal sind, erreichen diese Verfahren deutlich niedrigere MSE-Werte, wobei das PLTS-Verfahren dem PLTD-Verfahren überlegen ist. Bei $N_M = 1000$ Schätzungen je Simulation ist der kleinste berechenbare MSE-Wert 10^{-3} . Simulationen, die einen MSE von Null ergeben haben, sind daher in Abb. 5.9a und darauffolgenden Abbildungen mit „ $< 10^{-3}$ “ gekennzeichnet.

Bei den hier betrachteten Bitraten ist ein Empfang mit ausreichend geringer BER erst für $\gamma > 12$ dB möglich (vgl. Abb. 2.9). In diesem Bereich beträgt die Quadratwurzel des MSEs nach Abb. 5.9a für das PLTB-Verfahren ungefähr 2, was nach Kapitel 5.1.1 für die meisten Fälle ausreichend genau ist, allerdings nicht für 256-QAM oder kurze Faserlängen. Für das SC-Verfahren beträgt die Quadratwurzel des MSEs ungefähr 4, was bei $\ell = 80$ km bereits bei 4-QAM eine OSNR-Einbuße von 1 dB zur Folge hat und für höhere Modulationsstufen zu inakzeptabel hohen OSNR-Einbußen führt. PLTS und PLTD sind hingegen bei $\ell = 80$ km für alle Modulationsstufen ausreichend genau.

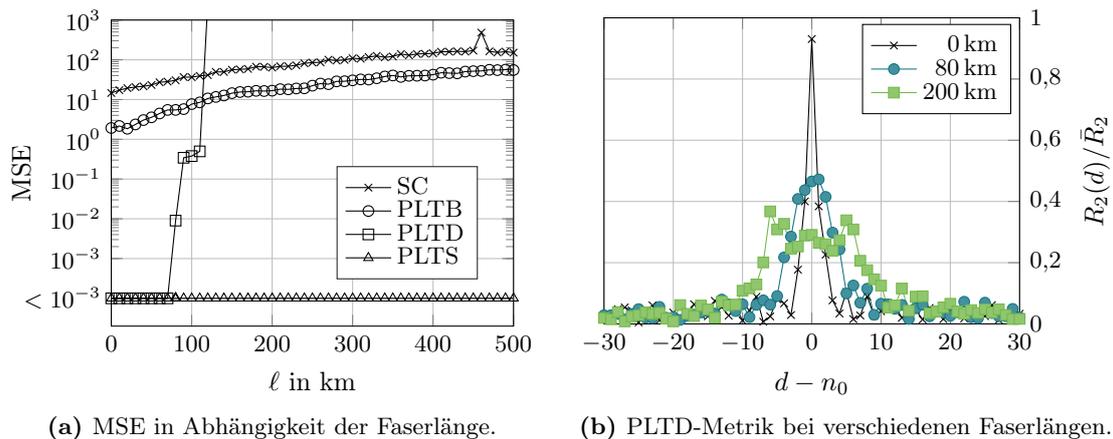


(a) MSE in Abhängigkeit des OSNRs für $n_0 = 20$. (b) MSE in Abh. der Verzögerung für $\gamma = 13$ dB.

Abbildung 5.9: Vergleich von Verfahren zur Verzögerungsschätzung für $\ell = 80$ km, $N_G = 8$, $f_d = 0$ Hz und $\beta_s = \beta_L = 0$ Hz.

Da ein zeitinvarianter Kanal angenommen wird und die vorkommenden Zufallsprozesse stationär sind, muss der MSE unabhängig von der Verzögerung n_0 sein, was durch Abb. 5.9b bestätigt wird, worin der MSE als Funktion von n_0 abgebildet ist. Die vorhandene Schwankung erklärt sich durch die begrenzte Anzahl der Schätzungen N_M . Lediglich das SC-Verfahren zeigt einen leichten Anstieg des MSEs für steigendes n_0 . Hierfür ist das gelegentlich vorkommende Verfehlen der Korrelationsspitze verantwortlich. Dies tritt auf, wenn die Korrelationsmetrik des SC-Verfahrens keine Werte enthält, die den Schwellwert überschreiten, für den hier $0,9N\sigma_y^2/4$ verwendet wurde. In diesem Fall nimmt der Schätzalgorithmus mangels eines lokalen Maximums den willkürlichen Wert $\hat{n}_0 = 0$ an. Da die Differenz $\hat{n}_0 - n_0$ quadratisch in die Berechnung des MSEs eingeht, wirken sich die verfehlten Korrelationsspitzen umso negativer auf den MSE aus, je größer n_0 ist. Die Wahrscheinlichkeit nicht erkannter Korrelationsspitzen kann durch einen niedrigeren Schwellwert natürlich verringert werden, gleichzeitig erhöht sich dadurch aber die Wahrscheinlichkeit von Werten, die fälschlicherweise als Rahmenbeginn erkannt werden.

Ein bedeutender Aspekt bei der Verzögerungsschätzung in optischen Kommunikationssystemen ist deren Robustheit gegenüber CD. Wie in Abb. 2.7 gezeigt, ist die Zeitsynchronisation der erste Schritt der digitalen Signalverarbeitung nach der Abtastung und darf daher nicht empfindlich gegenüber linearen Verzerrungen des empfangenen Signals sein. Im Folgenden soll daher untersucht werden, wie sich die vorgestellten Schätzverfahren für verschiedene Faserlängen verhalten. Dafür sind in Abb. 5.10a zunächst Ergebnisse von MSE-Simulationen aller Verfahren in Abhängigkeit der Faserlänge gezeigt, wobei N_G gemäß (2.51) stets so gewählt wurde, dass keine ISI auftritt. Darin ist besonders augenfällig, dass der MSE des datengestützten PLTD-Verfahrens für Faserlängen größer 70 km stark ansteigt. Bereits ab $\ell = 120$ km beträgt die Quadratwurzel des MSEs mehr als 40 Abtastwerte, was eine Rekonstruktion der gesendeten Daten praktisch unmöglich macht. Der Grund für dieses Verhalten ist, wie in Kapitel 5.1.2.1 bereits angedeutet, eine mit

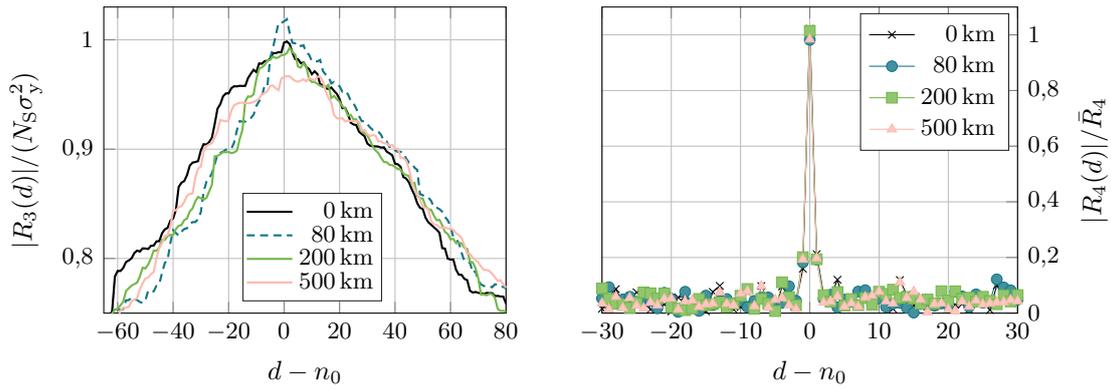


(a) MSE in Abhängigkeit der Faserlänge. (b) PLTD-Metrik bei verschiedenen Faserlängen.

Abbildung 5.10: Auswirkung von CD auf Verfahren zur Verzögerungsschätzung für $n_0 = 16$, $\gamma = 13$ dB, $f_d = 0$ Hz und $\beta_s = \beta_L = 0$ Hz.

der Faserlänge wachsende Unsicherheit bei der Ermittlung der lokalen Maxima von R_2 . Abb. 5.10b macht deutlich, dass sich um das erwartete lokale Maximum ein mit der Faserlänge breiter werdendes Plateau ausbildet. Darüber hinaus hebt sich dieses Plateau mit steigender Faserlänge immer weniger deutlich von den es umgebenden Werten ab. Beide Effekte erschweren die korrekte Schätzung von n_0 erheblich. Im Gegensatz dazu sind die blinden Verfahren SC und PLTB nach Abb. 5.10a um einiges robuster gegenüber dispersiven Effekten. Dies ist so zu erwarten, da ja – unter der Annahme eines zeitinvarianten Kanals – die miteinander korrelierten Ausschnitte des empfangenen Signals dieselbe Verzerrung erfahren, wohingegen beim PLTD-Verfahren das verzerrte Pilotsymbol mit dem unverzerrten Pilotsymbol korreliert wird. Dennoch nimmt auch bei SC und PLTB die Schätzgenauigkeit mit steigender Faserlänge ab, da ein mit dem Schutzintervall größer werdender Anteil der miteinander korrelierten Ausschnitte durch ISI unterschiedlich verzerrt ist. Wie aus Abb. 5.11a ersichtlich wird, hat dies eine mit zunehmender Faserlänge immer flacher werdende Korrelationsmetrik zur Folge. Das PLTS-Verfahren erweist sich schließlich als ausgesprochen robust gegenüber CD: Bei den in Abb. 5.10a abgebildeten Simulationsergebnissen wurde der Rahmenanfang stets fehlerfrei erkannt. Aufgrund der in Kapitel 5.1.2.3 hergeleiteten Frequenzbereichssymmetrie der Pilotsymbole zeigt die Korrelationsmetrik R_4 des PLTS-Verfahrens unabhängig von der Faserlänge ein deutliches lokales Maximum an der Stelle n_0 wie aus Abb. 5.11b ersichtlich wird.

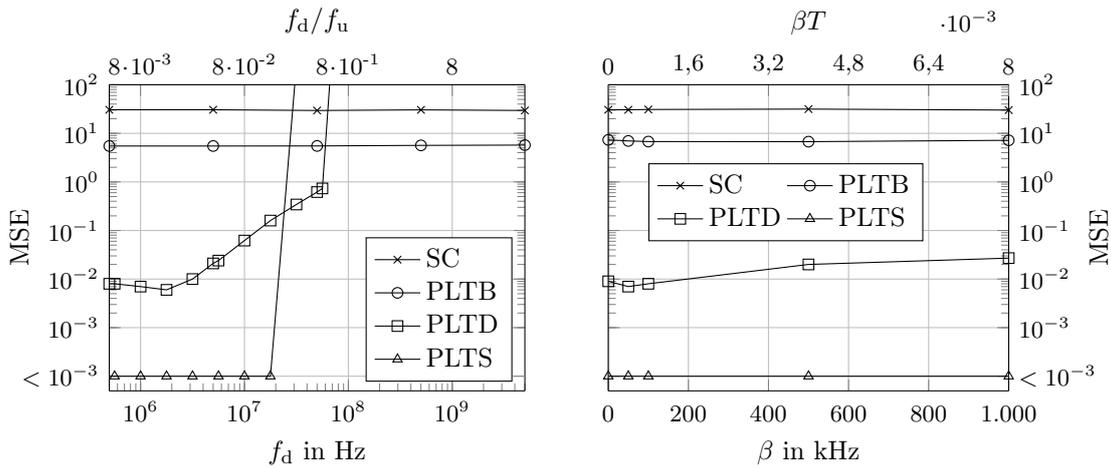
Schließlich soll die Empfindlichkeit der vorgestellten Verfahren gegenüber Frequenzabweichung und Phasenrauschen untersucht werden. Aus (2.33) ist ersichtlich, dass durch f_d und φ_s , bzw. φ_L jeder Abtastwert des empfangenen Signals mit einer von n abhängenden Phase multipliziert wird. Während der durch f_d verursachte Phasenfehler zwar deterministisch aber unbekannt ist, sind φ_s und φ_L zufällig. Um den Einfluss beider Effekte getrennt zu untersuchen, wurden Simulationen des MSEs für verschiedene Frequenzabweichungen f_d und Linienbreiten β durchgeführt, wobei Sende- und Empfangslaser jeweils die gleiche Linienbreite $\beta_s = \beta_L = \beta$ aufweisen. Die Ergebnisse dieser Simulationen sind



(a) Metrik von PLTB für $n_0 = 1000$ und $\gamma \rightarrow \infty$. (b) Metrik von PLTS für $n_0 = 16$ und $\gamma = 13$ dB.

Abbildung 5.11: Die Metriken von (a) PLTB und (b) PLTS bei verschiedenen Faserlängen und für $f_d = 0$ Hz sowie $\beta_s = \beta_L = 0$ Hz.

in Abb. 5.12 dargestellt. Dabei ist in Abb. 5.12a der MSE in Abhängigkeit der absoluten



(a) MSE in Abh. der Frequenzabw. für $\beta = 0$ Hz. (b) MSE in Abh. der Linienbreite für $f_d = 0$ Hz.

Abbildung 5.12: Auswirkung von Phasenfehlern auf Verfahren zur Verzögerungsschätzung für $n_0 = 16$, $\gamma = 13$ dB und $\ell = 80$ km.

bzw. der auf den Unterträgerabstand $f_u = f_A/N$ normierten Frequenzabweichung aufgetragen. Darin zeigt sich, dass die Frequenzabweichung einen starken Einfluss auf die Schätzgenauigkeit von PLTD und PLTS hat: Ab $f_d > 100$ MHz steigt der MSE steil an und erreicht Werte, die einen sinnvollen Empfang unmöglich machen. Im Gegensatz dazu haben selbst große Frequenzabweichungen offensichtlich keinen Einfluss auf die Verfahren SC und PLTB. Die Robustheit dieser Verfahren gegenüber Frequenzabweichung ist damit zu erklären, dass der durch f_d verursachte Phasenunterschied zweier miteinander

multiplizierter Abtastwerte stets gleich ist, da der zeitliche Abstand dieser Abtastwerte in der Korrelationssumme konstant ist. Insbesondere wird unter Berücksichtigung der Frequenzabweichung die Korrelationsmetrik des PLTB-Verfahrens aus (5.25) zu

$$\begin{aligned}
 R_3(d) &\approx \sum_{n=d}^{d+N_S-1} x(n-n_0) e^{j2\pi \frac{f_d}{f_A} n} x^*(n-n_0+(N_P-1)N_S) e^{-j2\pi \frac{f_d}{f_A} (n+(N_P-1)N_S)} \\
 &= e^{-j2\pi \frac{f_d}{f_A} (N_P-1)N_S} \sum_{n=d}^{d+N_S-1} x(n-n_0) x^*(n-n_0+(N_P-1)N_S) \quad (5.51)
 \end{aligned}$$

und da für die Schätzung von n_0 der Betrag von R_3 verwendet wird, ist der konstante Phasenfaktor in obigem Ausdruck unerheblich. Dies gilt nicht für die Korrelationssumme von PLTS aus (5.36), wo die miteinander multiplizierten Abtastwerten jedes Paares einen unterschiedlichen zeitlichen Abstand zueinander besitzen.

Phasenrauschen hat im Gegensatz zur Frequenzabweichung nur einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Verzögerungsschätzung wie aus Abb. 5.12b deutlich wird. Wie in Kapitel 5.3 noch genauer erläutert werden wird, kann man vereinfachend annehmen, dass der durch Phasenrauschen verursachte Phasenfehler $\varphi(n)$ während der Dauer eines OFDM-Symbols konstant ist. Am Beispiel des PLTD-Verfahrens soll gezeigt werden, dass aus dieser Annahme eine hohe Robustheit gegenüber Phasenrauschen folgt. Mit $\varphi(n) = \varphi_e = \text{const.}$, $\varphi_L(n) = \varphi_{e,L} = \text{const.}$ und $f_d = 0$ wird (5.5) zu

$$R_2(d) = \left| e^{j2\pi\varphi_e} \sum_{n=d}^{d+N_S-1} x(n-n_0) p_0^*(n-d) + e^{-j2\pi\varphi_{e,L}} \sum_{n=d}^{d+N_S-1} w(n) p_0^*(n-d) \right| \quad (5.52)$$

und da der zweite Summand wie mit (5.8) gezeigt stets ungefähr gleich Null ist, beeinflusst die durch φ_e verursachte Phasendrehung den Betrag von R_2 kaum. Analoge Betrachtungen gelten für die anderen Verfahren. Die Annahme eines für die Dauer eines OFDM-Symbols konstanten Phasenfehlers lässt sich für die Frequenzabweichung gerade bei großen Werten von f_d nicht treffen, weswegen ihr Einfluss auf den MSE weitaus größer ist als der des Phasenrauschens.

Auf Grundlage der vorangegangenen Untersuchungen vergleicht Tabelle 5.1 qualitativ die vorgestellten Verfahren in Bezug auf verschiedene Kriterien. Daraus geht hervor,

Tabelle 5.1: Qualitativer Vergleich von Verfahren zur Verzögerungsschätzung.

	PLTD	PLTS	SC	PLTB
Robustheit ggü. Rauschen	hoch	hoch	niedrig	mäßig
Robustheit ggü. Frequenzabweichung	niedrig	niedrig	hoch	hoch
Robustheit ggü. CD	niedrig	hoch	mäßig	mäßig
Robustheit ggü. Phasenrauschen	hoch	hoch	hoch	hoch
Komplexität (Anzahl kompl. Multiplikationen)	N_S	N_S	1	1
Benötigte Redundanz (in OFDM-Symbolen)	0	0	1	0

das das PLTD-Verfahren zwar prinzipiell eine hohe Schätzgenauigkeit erreicht, es aber wegen seiner hohen Empfindlichkeit gegenüber Frequenzabweichung und dispersiven Effekten für kohärente optische Systeme nur begrenzt einsetzbar ist. Die mit N_S komplexen Multiplikationen je Metrik-Wert hohe Komplexität dürfte darüber hinaus in den meisten Fällen impraktikabel sein. Das SC-Verfahren löst das Problem der Komplexität durch eine rekursive Berechnungsweise, erfordert allerdings ein spezielles Pilotsymbol, welches sich nur eingeschränkt zur Kanalschätzung verwenden lässt, da die Hälfte seiner Unterträger unmoduliert ist. Das hier vorgestellte PLTB-Verfahren nutzt dahingegen die zur Kanalschätzung ohnehin benötigten Pilotsymbole aus und erzeugt somit keine zusätzliche Redundanz. Darüber hinaus erreicht es bei gleicher Komplexität eine höhere Schätzgenauigkeit als das SC-Verfahren und ist unempfindlich gegenüber Frequenzabweichung und Phasenrauschen. Seine nur mäßige Robustheit gegenüber CD macht es allerdings ungeeignet für Faserlängen ab 200 km oder Modulationsstufen über 16-QAM. Das PLTS-Verfahren ist bezogen auf Empfindlichkeit gegenüber Frequenzabweichung und Komplexität mit dem PLTD-Verfahren vergleichbar. Es ist allerdings das einzige der hier untersuchten Verfahren, das auch bei langen Faserstrecken selbst für 64- und 256-QAM noch eine ausreichend hohe Schätzgenauigkeit erreicht.

Da keines der vorgestellten Verfahren für jeden Anwendungsfall genügt, liegt es nahe, zwei Verfahren zu einer zweistufigen Verzögerungsschätzung zu kombinieren. Mit diesem Ansatz beschäftigt sich das folgende Kapitel.

5.1.3 Zweistufige Verzögerungsschätzung

Das PLTB-Verfahren erreicht nach Kapitel 5.1.2.4 nicht in allen Fällen eine Schätzgenauigkeit, welche niedrig genug ist, um die durch den Schätzfehler verursachte OSNR-Einbuße vernachlässigen zu können. Die Schätzgenauigkeit ist aber hoch genug, um nach einer Schätzung mit PLTB ein Verfahren zur Symbolsynchronisation anzuwenden. Solche Verfahren erkennen lediglich die korrekte Position des DFT-Fensters und beruhen z. B. auf der Erkennung der zyklischen Wiederholung [121]. Da das Schutzintervall allerdings stark durch ISI gestört ist, nimmt die Schätzgenauigkeit dieses Verfahrens in dispersiven Kanälen ab [131]. Eine weitere Methode zur Symbolsynchronisation wird in [132] vorgeschlagen. Hier wird die Position des DFT-Fensters variiert und für jede Position eine Metrik im Frequenzbereich berechnet. Diese Methode erfordert dafür die Berechnung vieler FFTs und ist dadurch äußerst aufwändig. Hier sollen stattdessen zwei Verfahren aus den vorangegangenen Kapiteln kombiniert werden, um eine hohe CD-Toleranz bei erträglichem Aufwand zu erreichen.

Für eine zweistufige Verzögerungsschätzung erscheint eine Kombination aus PLTB in der ersten Stufe und PLTS in der zweiten Stufe besonders geeignet, da ersteres Verfahren unempfindlich gegenüber Frequenzabweichung ist und eine niedrige Komplexität besitzt, während letzteres Verfahren eine hohe Robustheit gegenüber CD aufweist. Zur Umsetzung der zweistufigen Verzögerungsschätzung wird die Anordnung in Abb. 5.13 verwendet. Zunächst analysiert darin der PLTB-Schätzer das empfangene Signal $y(n)$ und gibt die Schätzung \hat{n}_1 der ersten Stufe aus. Das empfangene Signal wird unverändert an eine Komponente zur Frequenzsynchronisation weitergegeben, die in Kapitel 5.2

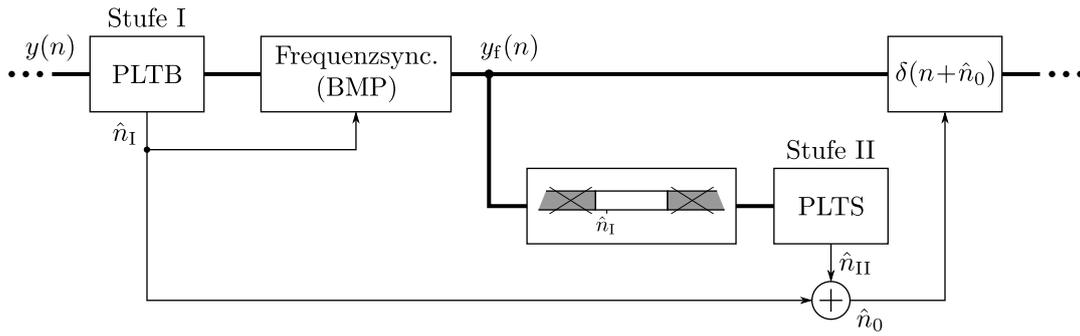


Abbildung 5.13: Blockschaltbild der zweistufigen Verzögerungsschätzung. BMP: Schätzung der Frequenzabweichung mit beliebigen, mehrfachen Pilotsymbolen.

ausführlich vorgestellt werden wird. Diese Komponente verwendet die Pilotsymbole am Rahmenanfang, um die Frequenzabweichung zu schätzen und muss daher \hat{n}_I kennen, um deren (geschätzte) Position in $y(n)$ zu ermitteln. Die Frequenzsynchronisation kompensiert das Signal um die geschätzte Frequenzabweichung und gibt einen Ausschnitt ihres Ausgangssignals $y_f(n)$ in der Umgebung von \hat{n}_I an den PLTS-Schätzer weiter. Dieser Ausschnitt ist so gewählt, dass der Schätzbereich des PLTS-Verfahrens $\hat{n}_{II} \in [-N_F, \dots, N_F]$ ist, wobei $N_F \in \mathbb{N}$. Die Schätzung \hat{n}_{II} der zweiten Stufe ist relativ zu \hat{n}_I , weshalb für die resultierende Verzögerungsschätzung $\hat{n}_0 = \hat{n}_I + \hat{n}_{II}$ gilt. Der so ermittelte Wert von \hat{n}_0 wird schließlich an einen Puffer übergeben, der die Verzögerung rückgängig macht.

Prinzipiell könnte der PLTS-Schätzer das vollständige Signal $y_f(n)$ verarbeiten und zur direkten Ermittlung von \hat{n}_0 nutzen. Dies hätte allerdings einen hohen Rechenaufwand zur Folge, da das Verfahren nach Tab. 5.1 N_S komplexe Multiplikationen je Wert von $y_f(n)$ benötigt. Stattdessen wird die Metrik des PLTS-Verfahrens nur in der Nähe von \hat{n}_I berechnet, wodurch sich die Komplexität auf $(2N_F + 1)N_S$ komplexe Multiplikationen je Rahmen reduziert. Der PLTB-Schätzer berechnet zwar für jeden Wert von $y(n)$ die Metrik R_3 , benötigt hierfür aber jeweils nur eine komplexe Multiplikation (vgl. (5.23)). Auf diese Weise ergänzen sich die beiden Verfahren auch in Bezug auf ihre Komplexität. Um die Gesamtkomplexität zu minimieren, sollte N_F so klein wie möglich sein, aber gleichzeitig groß genug, um in der zweiten Stufe eine korrekte Schätzung durchführen zu können. Dafür muss die tatsächliche Position des Rahmenanfangs n_0 im für die zweite Stufe verwendeten Ausschnitt enthalten sein.

Darüber hinaus kann durch die Beschränkung auf einen Ausschnitt von $y_f(n)$ die in Kapitel 5.1.2.3 erwähnte Nebenspitze der PLTS-Metrik ausgeschlossen werden, die sich im Abstand von $N_S/2$ zur Hauptspitze befindet. Die Möglichkeit einer Verwechslung von Haupt- und Nebenspitze wird durch einen Wert $N_F < N_S/2$ somit vollständig eliminiert. Wie gleich gezeigt werden wird, liefert die zweite Stufe der Schätzung für $N_F < N_S/2$ bereits ausreichend genaue Ergebnisse.

Die Simulationsergebnisse in Abb. 5.14 zeigen, dass die zweite Stufe der Verzögerungsschätzung die Schätzgenauigkeit deutlich verbessern kann. Die MSE-Werte beziehen sich hierbei wie in (5.50) auf die Gesamtschätzung \hat{n}_0 . Phasenrauschen wurde hier vernachlässigt.

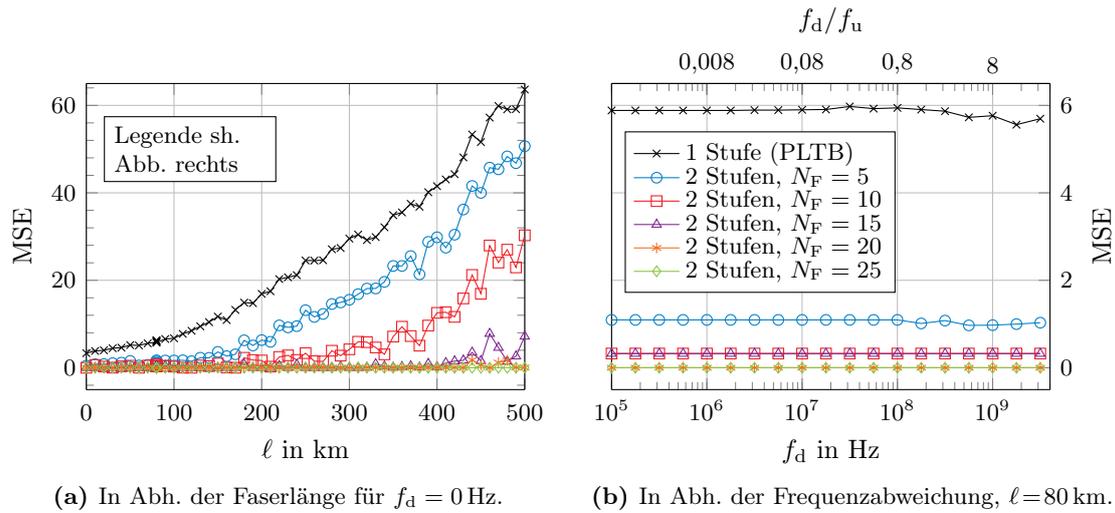


Abbildung 5.14: MSE der zweistufigen Verzögerungsschätzung für $n_0 = 16$, $\gamma = 13$ dB und $\beta = 0$ Hz.

sigt, da in Kapitel 5.1.2.4 bereits gezeigt wurde, dass alle Verfahren gegenüber Phasenrauschen unempfindlich sind. In Abb. 5.14a ist der MSE in Abhängigkeit der Faserlänge abgebildet. Wegen der hohen CD-Toleranz des PLTS-Verfahrens verringert sich der MSE in der zweiten Stufe, wobei es vom Schätzbereich N_F abhängt, wie groß die Verbesserung ist. Ist N_F ausreichend groß, sodass sich der gesuchte Rahmenanfang n_0 im Schätzbereich befindet, erkennt das PLTS-Verfahren den Rahmenanfang auch für lange Faserstrecken fehlerfrei, wie früher in Abb. 5.10a bereits gezeigt wurde. Bei der zweistufigen Verzögerungsschätzung ist dies ab $N_F = 25$ für alle simulierten Faserlängen der Fall, was bei $\ell = 500$ km selbst die Verwendung von 256-QAM ermöglicht. Für 64-QAM erscheint $N_F = 20$ ausreichend.

Neben der geringeren Komplexität ist die hohe Robustheit gegenüber Frequenzabweichung eine Motivation für die Verwendung des PLTB-Verfahrens in der ersten Stufe. Abb. 5.14b belegt, dass die der zweiten Stufe vorgeschaltete Frequenzsynchronisation die zweistufige Verzögerungsschätzung insgesamt unempfindlich gegenüber Frequenzabweichung macht und so die Verwendung des deutlich genaueren PLTS-Verfahrens über einen großen Bereich von f_d ermöglicht. Für $N_F \geq 20$ liefert die zweite Stufe über den gesamten hier untersuchten Bereich von $100 \text{ kHz} \leq f_d \leq 3,2 \text{ GHz}$ stets eine fehlerfreie Schätzung.

5.2 Frequenzsynchronisation

Wie in Kapitel 2.1.1 eingeführt wurde, weichen die Frequenzen des Sende- und des Empfangslasers in einem kohärenten Übertragungssystem im Allgemeinen voneinander ab. Die Größe dieser Frequenzabweichung f_d wird von der Einstellgenauigkeit der verwendeten

Laserdioden bestimmt. Da sich die Genauigkeit kommerzieller, durchstimmbarer Lasermodule zwischen 1,5 und 2,5 GHz bewegt [133–135], kann die Frequenzabweichung bis zu 5 GHz betragen. Für die Synchronisation des Empfangslasers mit dem Sendelaser besteht prinzipiell die Möglichkeit, eine optische Phasenregelschleife (OPLL) einzusetzen, die die Frequenz des Empfangslasers anhand der Phase des empfangenen Signals regelt und somit Homodynempfang realisiert [43]. Allerdings kann die Phase eines OFDM-Signals beliebige Werte annehmen, weswegen sich die Trägerphase, die zur Regelung notwendig ist, nur schwer ermitteln lässt. Darüber hinaus ist eine OPLL, die eine ausreichende Genauigkeit erzielt, mit hohem Implementierungsaufwand verbunden; insbesondere wird als LO ein Laser mit sehr geringer Linienbreite benötigt [136]. In [137] wurde daher erstmals vorgeschlagen, das Basisbandsignal am Sender mit einem Gleichanteil zu versehen und so den optischen Träger mitzusenden. Dazu wird der Arbeitspunkt des externen Modulators aus dem Nulldurchgang geschoben. Der mitgesendete optische Träger kann dann am Empfänger auf zwei Arten zur Frequenzsynchronisation verwendet werden: (1) mit DSV im Frequenzbereich [138] oder (2) zur Anregung eines HilfsLasers, der phasenkohärent und frequenzsynchron zum empfangenen Träger ist und als LO fungiert [139, 140]. Möglichkeit (1) verringert zwar gegenüber vollständig mit DSV implementierten Lösungen den Aufwand, erfordert aber wegen des Gleichanteils einen höheren Dynamikumfang des elektrischen Empfangsteils. Möglichkeit (2) macht einerseits DSV für Frequenz- und Phasensynchronisation komplett überflüssig und ermöglicht die Nachführung der LO-Frequenz mit beliebig hoher Zeitaufösung, benötigt aber andererseits ein höheres OSNR und ein Schutzfrequenzband für den mitgesendeten optischen Träger, wodurch sich die spektrale Effizienz verringert. In beiden Fällen erhöht die Verschiebung des Modulator-Arbeitspunktes am Sender den Modulationsindex, ohne dabei die Nutzsignalleistung zu erhöhen. Bei gleichem Modulationsverlust vergrößert sich dadurch die nichtlineare Verzerrung (vgl. Kapitel 4.2).

Optisch kohärente Empfänger, bei denen der LO zwar auf die Frequenz des Trägers eingestellt, aber nicht geregelt wird (ausgenommen sind interne Regelkreise des Lasermoduls, die der Beibehaltung der eingestellten Frequenz dienen) bezeichnet man als Intradynempfänger, da sie durch die hohe Frequenzabweichung eine Zwischenstufe zwischen Homodyn- und Heterodynempfänger darstellen [59, 141]. Die Frequenzabweichung wird in solchen Systemen mit DSV geschätzt und kompensiert. Dies bedeutet zwar einen höheren Rechenaufwand, vermeidet aber eine Verringerung der spektralen Effizienz oder der Empfängerempfindlichkeit. In der vorliegenden Arbeit wird daher nur Intradynempfang betrachtet.

5.2.1 Auswirkung von Frequenzabweichung

Für das empfangene Signal $\tilde{y}(t)$ bewirkt die Frequenzabweichung eine Frequenzverschiebung um f_d , denn mit (2.34) ergibt sich unter Vernachlässigung des Phasenrauschens

$$\tilde{y}(t) = \left[\left(\tilde{x}(t) * \tilde{h}(t) \right) e^{j2\pi f_d t} \right] * \tilde{h}_{\text{TP}}(t) + \left[\tilde{w}(t) e^{j2\pi f_d t} \right] * \tilde{h}_{\text{TP}}(t) \quad (5.53)$$

und nach Transformation in den Frequenzbereich

$$\tilde{Y}(f) = \tilde{H}(f - f_d)\tilde{X}(f - f_d)\tilde{H}_{\text{TP}}(f) + \tilde{W}(f - f_d)\tilde{H}_{\text{TP}}(f), \quad (5.54)$$

wobei $\tilde{H}_{\text{TP}}(f) = \mathcal{F}(\tilde{h}_{\text{TP}}(t))$. Da \tilde{y} vor der Abtastung das Tiefpassfilter \tilde{H}_{TP} mit Grenzfrequenz $f_A/2$ durchläuft, muss für die Frequenzabweichung

$$|f_d| < \frac{f_A}{2} - \frac{B}{2} \quad (5.55)$$

gelten, wobei $B/2$ die Grenzfrequenz von $\tilde{X}(f)$ ist. Andernfalls werden Anteile des Nutzsymbols durch das Empfangsfilter stark gedämpft (vgl. auch Abb. A.1). Unter Berücksichtigung der äußeren Nullträger gilt

$$B \approx \frac{N - N_Z}{N} f_A \quad (5.56)$$

und Einsetzen von (5.56) in (5.55) ergibt

$$|f_d| < \frac{N_Z}{N} \frac{f_A}{2}. \quad (5.57)$$

Für $N = 256$, $|f_d| = 5$ GHz und $f_A = 32$ GHz gilt im Umkehrschluss $N_Z > 80$. Da hier ein ideales Tiefpassfilter und $N_Z = 86$ angenommen wird, können Frequenzabweichungen mit $|f_d| \leq 5$ GHz ohne Beeinträchtigung des empfangenen Signals toleriert werden. In praktischen Systemen ist jedoch damit zu rechnen, dass ein reales Tiefpassfilter bereits für $f < f_A/2$ eine Dämpfung aufweist, wodurch bei großer Frequenzabweichung äußere Träger gedämpft werden. Das SNR wird sich dadurch auf diesen Trägern verringern.

Eine unkompenzierte Frequenzverschiebung verursacht den Verlust der Orthogonalität und somit Interkanalinterferenz (ICI). Überschreitet f_d den Unterträgerabstand $f_u = f_A/N$ ist offensichtlich kein sinnvoller Empfang mehr möglich, da dann auf einem Unterträger andere als die ihm am Empfänger zugeordneten Daten empfangen werden. Aber auch geringere Frequenzverschiebungen führen zu einer beträchtlichen BER-Verschlechterung, wie Abb. 5.15a illustriert: Darin sind beispielhaft die Einzelspektren von drei benachbarten Unterträgern eines frequenzverschobenen OFDM-Signals gezeigt. Der Index k_0 markiert die durch die DFT realisierte Abtastung des Spektrums an der Position eines beliebigen Unterträgers. Durch die Frequenzverschiebung um f_d ist dieser durch Interferenz aller anderen Unterträger mit Index $k \neq k_0$ gestört. Darüber hinaus erfährt der Unterträger k_0 eine Dämpfung.

Die Auswirkung dieser Effekte auf die BER des OFDM-Systems soll hier anhand der OSNR-Einbuße

$$\gamma_e = \frac{\gamma_b}{\gamma_b|_{f_d=0}}. \quad (5.58)$$

untersucht werden, die das benötigte OSNR unter Einfluss von Frequenzabweichung mit dem benötigten OSNR ohne Frequenzabweichung vergleicht. Pollet et al. zeigten in [142], dass die so definierte (O)SNR-Einbuße in dB näherungsweise

$$\gamma_{e,\text{dB}} \approx \frac{10}{3 \ln 10} \left(\pi N \frac{f_d}{f_A} \right)^2 \gamma_b \quad (5.59)$$

beträgt. Diese Näherung gilt für kleine Werte von γ_b . $\gamma_{e,\text{dB}}$ wächst quadratisch mit der Frequenzabweichung und der Anzahl der Unterträger N . Letztere Tatsache ist intuitiv einleuchtend, da sich der Unterträgerabstand verringert, wenn bei gegebener Abtastfrequenz N vergrößert wird. Abb. 5.15b zeigt $\gamma_{e,\text{dB}}$ aus (5.59) für $N = 256$ und $f_A = 32$ GHz (durchgezogene Linien). Für γ_b wurden Werte gewählt, die nach Tab. 2.1 für verschiedene

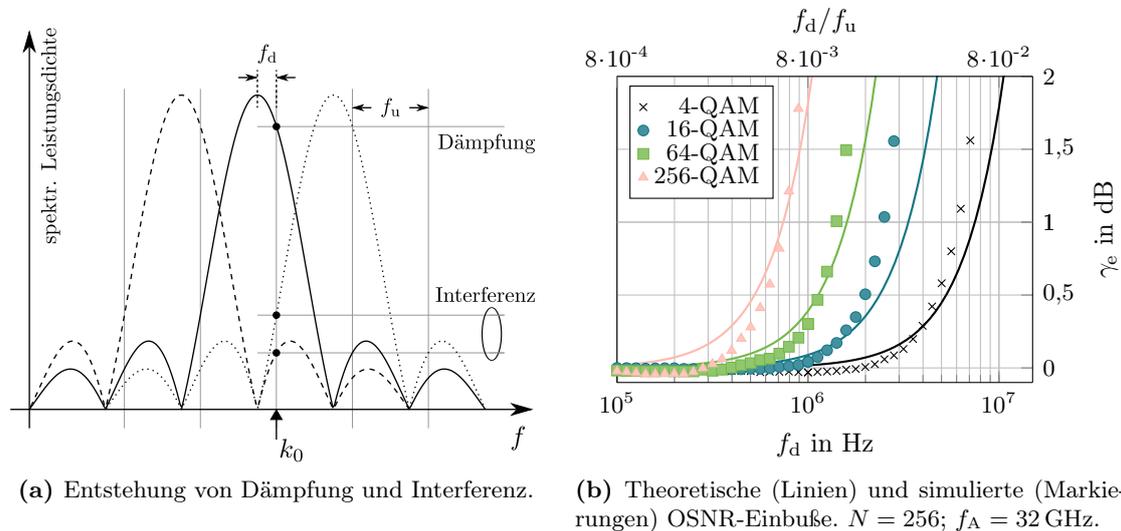


Abbildung 5.15: Auswirkung von Frequenzabweichung auf OFDM-Systeme.

Modulationsstufen jeweils dem benötigten OSNR für eine BER von 10^{-3} entsprechen. Die Markierungspunkte in Abb. 5.15b zeigen außerdem die durch Simulation ermittelten OSNR-Einbußen. Für die Berechnung dieser Werte wurde das benötigte OSNR des Systems aus Abb. 2.7 für verschiedene Frequenzabweichungen simuliert und gemäß (5.58) mit einem Referenzsystem mit $f_d = 0$ Hz verglichen. Phasenrauschen wurde dabei zunächst vernachlässigt. Da in [142] für die Herleitung von (5.59) davon ausgegangen wird, dass der Empfänger den Phasenfehler φ_e jedes OFDM-Symbols kennt, wird dieser in der Simulation mithilfe von sechs Pilottonen geschätzt und kompensiert. Für Details zu diesem Verfahren wird auf Kapitel 5.3 verwiesen. Aus Abb. 5.15b ist abzulesen, dass – je nach Modulationsstufe – 0,8 bis 8 MHz Frequenzabweichung tolerierbar sind, wenn die OSNR-Einbuße 1 dB nicht überschreiten soll. Da jedoch, wie eingangs erwähnt, mit Frequenzabweichungen von bis zu 5 GHz gerechnet werden muss, ist eine Schätzung und Kompensation von f_d unerlässlich.

5.2.2 Schätzung und Kompensation der Frequenzabweichung

Für ein Verfahren zur Schätzung der Frequenzabweichung ist es wünschenswert, die zur Kanalschätzung verwendeten Pilotsymbole auszunutzen, um zusätzliche Redundanz zu vermeiden. Wie in Kapitel 3.3.1 beschrieben, verwendet die Kanalschätzung N_P Pilotsymbole, wobei die Unterträger dieser Pilotsymbole jeweils mit beliebigen 4-QAM-

Symbolen belegt werden können. In Kapitel 5.1.2.3 wurde diese Struktur für die Verzögerungsschätzung spezialisiert, indem mindestens zwei identische Pilotsymbole, gefolgt von einem dazu symmetrischen Pilotsymbol, d. h. $N_p \geq 3$, vorausgesetzt wurden. In [143] beschrieb Moose erstmals ein Verfahren zur Schätzung der Frequenzabweichung in OFDM-Systemen mit zwei identischen Pilotsymbolen. Bei diesem Verfahren werden die Unterträgerphasen der aufeinanderfolgenden Pilotsymbole im Frequenzbereich verglichen. Schmidl und Cox stellten ein alternatives Verfahren vor, welches ein spezielles Pilotsymbol, bestehend aus zwei im Zeitbereich identischen Hälften, verwendet [126]. Diese sich wiederholende Struktur wird ausgenutzt, indem die Phasendifferenzen der jeweils identischen Teile im Zeitbereich ermittelt werden. Die symmetrische Struktur erfordert es allerdings, dass jeder zweite Unterträger dieses Pilotsymbols unmoduliert bleibt, weswegen es nur eingeschränkt für die Kanalschätzung verwendbar ist. Deswegen wurde zunächst in [144] und später in [145, 146] eine Kombination der vorgenannten Prinzipien vorgestellt, die in der Auswertung zweier identischer Pilotsymbole im Zeitbereich besteht. Dieser Ansatz wird im Folgenden näher beschrieben.

Die Funktionsweise des vorgeschlagenen Verfahrens lässt sich anhand Abb. 5.16a erläutern. Darin ist $\psi(t)$ die kombinierte Phase von Träger und LO-Signal, für die unter

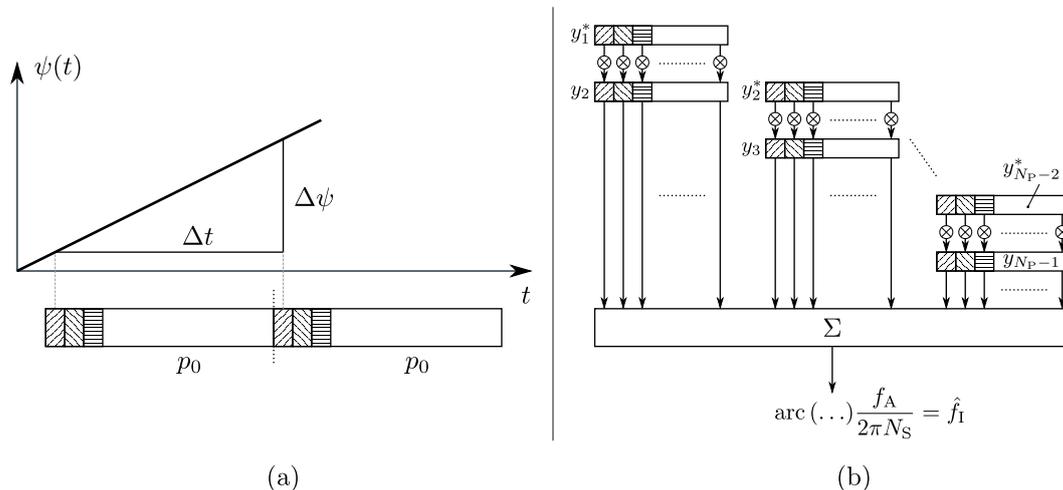


Abbildung 5.16: (a) Auswirkung der Frequenzabw. im Zeitbereich; (b) Schätzung von f_1 .

Vernachlässigung des Phasenrauschens $\psi(t) = 2\pi f_d t$ gilt. Die Frequenzabweichung ist daher wie in Abb. 5.16a gezeigt proportional zur Steigung von ψ . Am Beginn eines Rahmens werden die zwei identischen Pilotsequenzen p_0 gesendet, die bei richtiger Auslegung des Schutzintervalls und unter der Annahme eines zeitinvarianten Kanals auf gleiche Weise verzerrt werden und somit – bis auf Rauschen – lediglich einen Phasenunterschied $\Delta\psi$ aufweisen, der durch Frequenzabweichung verursacht wird. Für die Schätzung von f_d berechnet man daher den Phasenunterschied zweier zusammengehöriger Abtastwerte (gleiche Schraffur in der Abb.) und dividiert diesen mit dem zeitlichen Abstand dieser Abtastwerte. Darauf beruhend wird zunächst folgende Korrelationssumme aus den beiden

ersten Pilotsequenzen berechnet:

$$R_5(n_0) = \sum_{n=0}^{N_S-1} y^*(n_0+n)y(n_0+N_S+n). \quad (5.60)$$

Darin ist n_0 der Beginn eines Rahmens und kann z. B. mit einem der in Kapitel 5.1.2 vorgestellten Verfahren geschätzt werden. Bei Anwendung der zweistufigen Verzögerungsschätzung wird für n_0 die Schätzung \hat{n}_I der ersten Stufe verwendet (vgl. Kapitel 5.1.3). R_5 ist dadurch motiviert, dass sich (5.60) unter Vernachlässigung des Phasenrauschens und für hohes OSNR mit (2.36) vereinfacht zu

$$R_5(n_0) \approx e^{j2\pi \frac{f_d}{f_A} N_S} \sum_{n=0}^{N_S-1} s^*(n_0+n)s(n_0+N_S+n) = N_S \sigma_y^2 e^{j2\pi \frac{f_d}{f_A} N_S}, \quad (5.61)$$

wobei $s(n) = (x * h)(n)$. Aus der Phase von R_5 lässt sich also f_d bestimmen. Für eine ausführliche Analyse der Schätzung mit R_5 wird auf [131] verwiesen. Um die Robustheit gegenüber Rauschen zu erhöhen, wird in der vorliegenden Arbeit vorgeschlagen, als Erweiterung von R_5 alle $N_P - 1$ identischen Pilotsequenzen eines Rahmens zu verwenden, indem die jeweils benachbarten Pilotsequenzen miteinander korreliert werden:

$$R_6 = \sum_{i=0}^{N_P-3} R_5(n_0 + iN_S). \quad (5.62)$$

Die Berechnung von R_6 illustriert Abb. 5.16b, worin y_i die i -te empfangene Pilotsequenz bezeichnet. Diese Pilotsequenz wird komplex konjugiert genommen und jeweils punktweise mit der darauffolgenden, also der $(i+1)$ -ten Pilotsequenz multipliziert, um so die Phasendifferenz von jeweils zwei Abtastwerten mit Abstand N_S zu erhalten. Die Summe aller dieser Multiplikationen ergibt R_6 und die Schätzung der Frequenzabweichung lautet schließlich

$$\hat{f}_I = \frac{f_A}{2\pi N_S} \cdot \text{arc} \{R_6\}, \quad (5.63)$$

wobei $\text{arc} \{R_6\} \in [-\pi, \pi]$ den Phasenwinkel von R_6 bezeichnet.

Aus der Mehrdeutigkeit des arc-Operators folgt, dass der Schätzbereich für \hat{f}_I begrenzt ist auf

$$\left| \hat{f}_I \right| \leq \frac{f_A}{2N_S}. \quad (5.64)$$

Mit den hier häufig verwendeten Systemparametern $N = 256$, $N_G = 8$ und $f_A = 32$ GHz ergibt sich für den Schätzbereich $|\hat{f}_I| \lesssim 60,6$ MHz. Dieses Beispiel macht deutlich, dass der Schätzbereich in (5.64) nicht ausreichend und daher eine zweite Schätzerstufe notwendig ist. Dafür ist es zweckmäßig, die Frequenzabweichung zu schreiben als

$$f_d = f_I + f_{II} = f_I + K f_A / N_S, \quad K \in \mathbb{Z}, f_I \in [-f_A / (2N_S), f_A / (2N_S)]. \quad (5.65)$$

Da K eine ganze Zahl ist, wird f_{II} im Folgenden als ganzzahlige Frequenzabweichung bezeichnet (obwohl f_{II} selbst im Allgemeinen keine ganze Zahl ist) und in Abgrenzung dazu f_I als rationale Frequenzabweichung.

Da der Wertebereich von f_d begrenzt ist, umfasst K ebenfalls einen begrenzten und außerdem diskreten Wertebereich, weswegen sich für die Schätzung von f_{II} eine Suche über K im Intervall $[-\bar{K}, \bar{K}]$ anbietet. Dafür wird derjenige Wert \hat{K} von K gesucht, der die Korrelation des empfangenen Pilotsymbols mit einer frequenzverschobenen Version des gesendeten Pilotsymbols maximiert. Dieser Ansatz wurde in [126] vorgestellt und wird hier für das vorgeschlagenen Verfahren modifiziert. Dazu wird zunächst für einen hypothetischen Wert κ von K das um die Frequenzabweichung kompensierte Zeitbereichssignal berechnet:

$$y_f(n, \kappa) = y(n) \exp \left(-j2\pi \left\{ \frac{\kappa}{N_S} + \frac{\hat{f}_I}{f_A} \right\} n \right). \quad (5.66)$$

Anschließend werden diejenigen Ausschnitte von $y_f(n, \kappa)$, die der ersten und letzten Pilotsequenz des Rahmens entsprechen, nach Entfernung des Schutzintervalls mittels einer N -DFT in den Frequenzbereich transformiert. Dies ergibt die empfangenen Pilotsymbole $Y_1(k, \kappa)$ und $Y_{N_P}(k, \kappa)$. Es seien weiterhin $P_1(k)$ und $P_{N_P}(k)$ das erste und letzte gesendete Pilotsymbol. Damit wird die Metrik

$$R_7(\kappa) = \left| \sum_{k=0}^{N-1} Y_{N_P}(k, \kappa) P_{N_P}^*(k) \left(\frac{Y_1(k, \kappa)}{P_1(k)} \right)^* \right|^2 \quad (5.67)$$

definiert. Für den Fall $\kappa = K$ gilt unter Vernachlässigung von Rauschen $Y_1(k, K) = H(k)P_1(k)$, bzw. $Y_{N_P}(k, K) = H(k)P_{N_P}(k)$. In (5.67) wird daher durch den Quotienten $Y_1(k, K)/P_1(k)$ die Kanalübertragungsfunktion H geschätzt und das empfangene Pilotsymbol Y_{N_P} damit entzerrt. Das Argument der Summe in (5.67) ist dann $|H|^2 |P_{N_P}|^2$ und somit reell. Für $\kappa \neq K$ gilt dies nicht und eine mögliche Schätzung von K lautet daher

$$\hat{K} = \arg \max_{\kappa \in [-\bar{K}, \bar{K}]} R_7(\kappa). \quad (5.68)$$

Für die Schätzung der ganzzahligen Frequenzabweichung gilt damit

$$\hat{f}_{II} = \hat{K} \frac{f_A}{N_S} \quad (5.69)$$

und die Schätzung der gesamten Frequenzabweichung ist schließlich

$$\hat{f}_d = \hat{f}_I + \hat{f}_{II}. \quad (5.70)$$

Mit den Gleichungen (5.64) und (5.69) lautet der resultierende Schätzbereich von f_d

$$\left| \hat{f}_d \right| \leq (\bar{K} + 0,5) \frac{f_A}{N_S}. \quad (5.71)$$

Aus (5.68) ist ersichtlich, dass R_7 für die Ermittlung von \hat{K} mehrfach, nämlich $2\bar{K} + 1$ Mal berechnet werden muss, womit ein hoher Rechenaufwand einhergeht, denn für jeden

Wert von R_7 ist die Berechnung von jeweils zwei N -DFTs notwendig. Allerdings reicht es aus, \hat{f}_{II} einmalig beim Aufbau der Verbindung zu berechnen und die Frequenzabweichung danach mit Hilfe von \hat{f}_{I} nachzuführen. Dies ist möglich, da sich die Änderungsrate der Frequenz einer Laserdiode in der Größenordnung von einigen hundert Megahertz pro Stunde bewegt [32, 147]. Im Gegensatz dazu muss die Kanalschätzung wegen schneller Änderungen des Polarisationszustandes in der Größenordnung von einigen zehn Mikroskunden aktualisiert werden (vgl. Kapitel 3.3.1). Bei jeder Kanalschätzung kann auch \hat{f}_{I} aktualisiert werden. Um den Implementierungsaufwand für die Schätzung von f_{II} zu verringern, können außerdem bereits vorhandene digitale Komponenten des Empfängers wiederverwendet werden. So ist eine N -DFT am Empfänger für die OFDM-Demodulation ohnehin vorhanden und für die Berechnung von y_f in (5.66) kann die Komponente zur Kompensation der Frequenzabweichung wiederverwendet werden, die in jedem Fall notwendig ist. Darüber hinaus lassen sich die Schaltungskomponenten für Kanalschätzung und Entzerrung zur Berechnung von (5.67) einsetzen. Zwar entsteht bei dieser Realisierung eine Latenz, diese tritt jedoch nur einmalig beim Verbindungsaufbau auf.

Im Folgenden wird die Genauigkeit des vorgeschlagenen Verfahrens anhand seines auf den Unterträgerabstand f_{u} normierten MSEs untersucht. Der MSE der Schätzung der Frequenzabweichung ist definiert als

$$\bar{\epsilon} = \frac{1}{N_{\text{M}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{M}}} \left(\frac{f_{\text{d}} - \hat{f}_{\text{d},i}}{f_{\text{u}}} \right)^2, \quad (5.72)$$

wobei $\hat{f}_{\text{d},i}$ die i -te Schätzung von f_{d} bezeichnet. Für die folgenden Simulationen des MSEs wurden jeweils $N_{\text{M}} = 1000$ Schätzungen durchgeführt, wobei für jede Schätzung andere Rauschfolgen $w(n)$ und $\varphi(n)$ verwendet wurden. Da die Schätzung der Frequenzabweichung auf der Auswertung der Phase des empfangenen Signals beruht, ist zu erwarten, dass Phasenrauschen die Schätzung verschlechtert. Daher werden bei den folgenden Untersuchungen auch jeweils verschiedene Linienbreiten β betrachtet, wobei β nicht die kombinierte Linienbreite, sondern die jeweilige Linienbreite von Sende- und Empfangslaser bezeichnet. Für die Abgrenzung zum Verfahren von Schmidl und Cox (SC) wird das hier vorgestellte Verfahren im Folgenden als Schätzung der Frequenzabweichung mit beliebigen, mehrfachen Pilotsymbolen (BMP) bezeichnet.

In Abb. 5.17 ist der Einfluss von Rauschen und Frequenzabweichung auf die beiden Verfahren dargestellt, wobei eine Faserlänge von $\ell = 80$ km angenommen wurde. Beim BMP-Verfahren werden – wenn nicht anders angegeben – im Folgenden $N_{\text{P}} = 10$ Pilotsymbole verwendet, das SC-Verfahren beruht hingegen stets auf zwei Pilotsymbolen [126]. Aus Abb. 5.17a ist ersichtlich, dass beide Verfahren für $\beta = 0$ kHz eine mit dem OSNR zunehmende Genauigkeit aufweisen. Für $\beta > 0$ kHz nimmt der MSE allerdings mit steigendem OSNR nicht mehr ab, was darauf hinweist, dass hier Phasenrauschen den Schätzfehler dominiert. Das BMP-Verfahren erreicht für eine gegebene Linienbreite und ein gegebenes OSNR stets einen niedrigeren MSE als das SC-Verfahren. Dies ist so zu erwarten, da das BMP-Verfahren eine größere Zahl an Abtastwerten für die Schätzung von f_{I} verwendet, nämlich $N_{\text{S}}(N_{\text{P}} - 2)$ gegenüber $N/2$.

Die Schätzgenauigkeit beider Verfahren ist unabhängig von der Frequenzabweichung

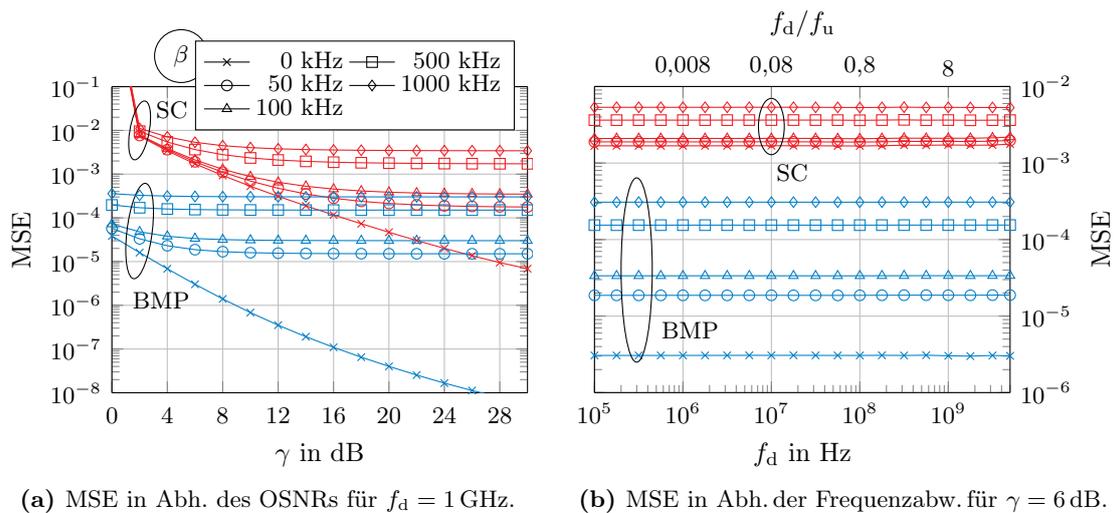


Abbildung 5.17: MSE der Schätzung der Frequenzabweichung für verschiedene Linienbreiten und für $\ell = 80$ km. Die Legende gilt für beide Unterabbildungen.

wie aus Abb. 5.17b deutlich wird. Die dort abgebildeten Ergebnisse demonstrieren außerdem den großen Schätzbereich, der hier mit Wahl von $\bar{K} = 42$ gemäß (5.71) von $-5,15$ GHz bis $5,15$ GHz reicht (Ergebnisse für $f_d \leq 0$ Hz sind wegen der logarithmischen Skala nicht gezeigt).

Die Auswirkung von CD auf die beiden Schätzverfahren lässt sich in Abb. 5.18a ablesen, worin der MSE in Abhängigkeit der Faserlänge und für verschiedene Linienbreiten aufgetragen ist. Die Länge N_G des Schutzintervalls wurde jeweils so gewählt, dass keine ISI auftritt. Des Weiteren sind hier $f_d = 1$ GHz und $\gamma = 6$ dB. Da der Übertragungskanal als zeitinvariant angenommen werden kann, werden alle Pilotsymbole eines Rahmens gleichermaßen verzerrt. Die am Sender identischen Pilotsymbole sind daher – bis auf Rauschen – auch am Empfänger identisch, weswegen CD keinen Einfluss auf die Schätzverfahren hat, die ja auf einer sich wiederholenden Struktur im Zeitbereichssignal beruhen. Die Ergebnisse in Abb. 5.18a bestätigen diese Annahme und zeigen, dass der MSE beim BMP-Verfahren mit steigender Faserlänge sogar abnimmt, da mit N_G auch $N_S = N + N_G$ und somit die Länge der Korrelationssumme in (5.60) steigt.

Im Vergleich zum BMP-Verfahren wird für das SC-Verfahren eine höhere Toleranz gegenüber Phasenrauschen erwartet, da der zeitliche Abstand zweier miteinander korrelierter Abtastwerte hier nur $N/2$ beträgt, während dieser Abstand beim BMP-Verfahren mit N_S um $N/2 + N_G$ größer ist (sh. (5.60)). Die zufällige Phasendifferenz zwischen zwei miteinander korrelierten Abtastwerten ist daher beim BMP-Verfahren statistisch größer (vgl. Kapitel 2.1.5). Tatsächlich spielt der größere Abstand aber nur für Linienbreiten $\beta \lesssim 100$ kHz eine Rolle, wie Abb. 5.18b zeigt. Darin ist für beide Verfahren der MSE als Funktion der Linienbreite aufgetragen. Das BMP-Verfahren weist für kleine Linienbreiten eine höhere Steigung als das SC-Verfahren auf, für $\beta \gtrsim 100$ kHz ist die

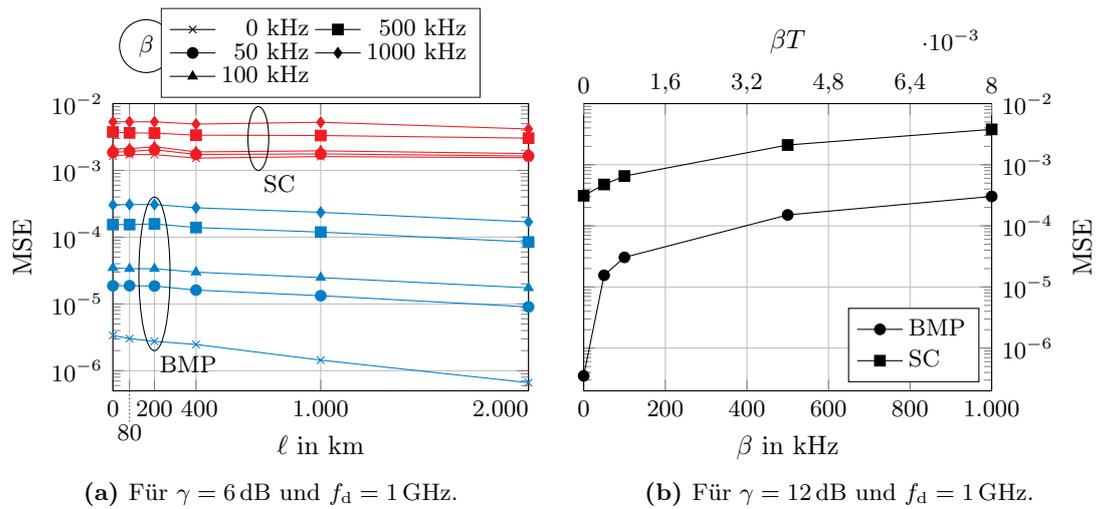


Abbildung 5.18: MSE der Schätzung der Frequenzabweichung in Abhängigkeit von (a) Faserlänge und (b) Linienbreite.

Steigung für beide Verfahren dahingegen ungefähr gleich. Da das BMP-Verfahren für eine gegebene Linienbreite dennoch stets einen geringeren MSE erzielt, ist seine höhere Phasenrauschen-Empfindlichkeit für kleine Linienbreiten tolerierbar.

Die Genauigkeit des BMP-Verfahrens hängt auch von der Anzahl N_P der verwendeten Pilotsymbole ab, da mit ihr die Länge der Korrelationssumme in (5.60) steigt. Genauerem Einblick in diesen Zusammenhang ermöglicht Abb. 5.19, worin der MSE des BMP-Verfahrens in Abhängigkeit der Anzahl der Pilotsymbole dargestellt ist. Wegen

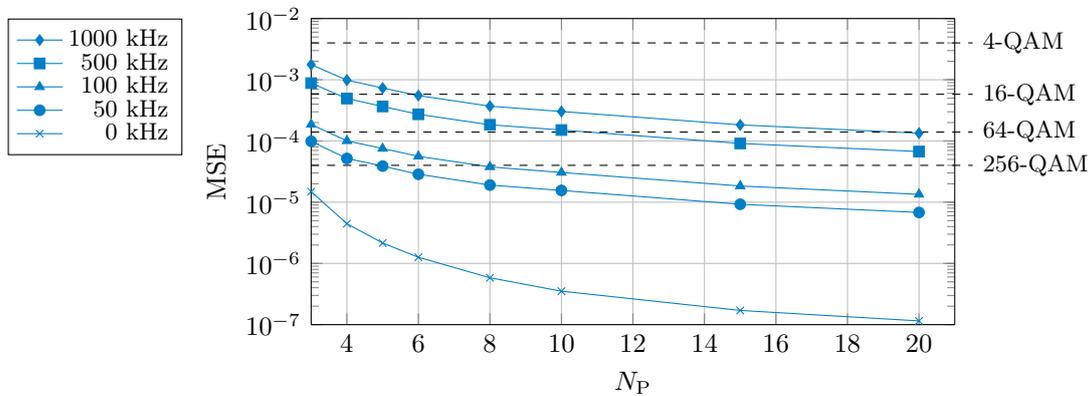


Abbildung 5.19: MSE des BMP-Verfahrens in Abhängigkeit der Anzahl der Pilotsymbole für $\gamma = 12$ dB, $f_d = 1$ GHz und $\ell = 80$ km.

der gewählten Pilotsymbol-Struktur benötigt das Verfahren mindestens drei Pilotsymbole. Wie erwartet sinkt der MSE mit steigendem N_P unabhängig von der Linienbreite, da die für die Schätzung verwendete Phasendifferenz durch Phasenrauschen mit mittel-

wertfreiem, Gauß'schem Rauschen überlagert ist (vgl. Kapitel 2.1.5). Um abzuschätzen, welcher MSE für das betrachtete Übertragungssystem ausreichend ist, wird die mittlere Restfrequenzabweichung

$$\bar{f}_r = \sqrt{\frac{1}{N_M} \sum_{i=1}^{N_M} (f_d - \hat{f}_{d,i})^2} = f_u \sqrt{\bar{\epsilon}} \quad (5.73)$$

definiert. Diese soll für eine gegebene Modulationsstufe denjenigen Wert $f_{r,\max}$ nicht überschreiten, der gemäß Abb. 5.15b zu einer OSNR-Einbuße von 1 dB führt. Mit (5.73) soll daher für den MSE $\bar{\epsilon} < (f_{r,\max}/f_u)^2$ gelten. Diese Grenze ist für verschiedene Modulationsstufen als gestrichelte Linie in Abb. 5.19 eingezeichnet, wobei $N = 256$ und $f_A = 32$ GHz. Die in Abb. 5.19 gezeigten Ergebnisse wurden für ein OSNR von 12 dB ermittelt, welches bei dem hier betrachteten Übertragungssystem für eine BER von 10^{-3} ausreichend ist, wenn die Modulationsstufe 4-QAM ist. Mit steigender Modulationsstufe wird auch ein höheres OSNR benötigt. Da aber, wie in Abb. 5.17a gezeigt, der MSE unter Einfluss von Phasenrauschen in Bezug auf das OSNR nahezu konstant bleibt, gilt Abb. 5.19 auch für $\gamma > 12$ dB und damit auch für höhere Modulationsstufen.

Aus Abb. 5.19 lässt sich somit ablesen, dass die Schätzung der Frequenzabweichung für eine Übertragung mit 4-QAM für alle Werte von N_P und β ausreichend genau ist. Für 16-QAM werden hingegen mindestens $N_P = 6$ Pilotsymbole benötigt, wenn Linienbreiten bis zu 1 MHz tolerierbar sein sollen. Bei Verwendung von 64-QAM erhöhen sich die Anforderungen nochmals und für 256-QAM ist das BMP-Verfahren nur für Linienbreiten $\beta \leq 100$ kHz und mindestens zehn Pilotsymbole ausreichend genau, weswegen $N_P = 10$ als sinnvolle Wahl erscheint. Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind Ergebnisse für das SC-Verfahren in Abb. 5.19 nicht dargestellt, ein Vergleich mit den vorangegangenen Untersuchungen zeigt aber, dass seine Schätzgenauigkeit nur für 4- und 16-QAM ausreicht, wenn die Linienbreite mehr als 50 kHz beträgt (vgl. Abb. 5.17).

Die Bewertung mit Abb. 5.19 berücksichtigt lediglich die Auswirkung von Phasenrauschen auf die Genauigkeit der Schätzung der Frequenzabweichung. Tatsächlich wirkt sich Phasenrauschen aber auch direkt auf die BER des Systems aus. Dieser Einfluss und ein Verfahren zu dessen Kompensation werden im folgenden Kapitel untersucht. Darin wird außerdem beschrieben wie dieses Verfahren gleichzeitig der Kompensation der Restfrequenzabweichung f_r dienen kann.

5.3 Kompensation des Laser-Phasenrauschens

Das vorangegangene Kapitel hat gezeigt, dass eine Schätzung der Frequenzabweichung auch unter Einfluss von Phasenrauschen mit hoher Genauigkeit möglich ist. Dennoch ist stets ein Schätzfehler vorhanden, der sich in einer zeitlich linearen Phasenänderung des empfangenen Signals ausdrückt. Hinzu kommt die durch Phasenrauschen sich stetig ändernde Phase des Trägers. In diesem Kapitel wird auf die Auswirkung dieser Effekte auf die BER und ein Verfahren zu deren Kompensation eingegangen.

Mit (5.66), (5.69) und (2.33) lautet das empfangene OFDM-Signal nach Schätzung und Kompensation der Frequenzabweichung

$$y_f(n, \hat{K}) = y(n)e^{-j2\pi\frac{\hat{f}_d}{f_A}n} \quad (5.74)$$

$$= \left(x(n)e^{j\varphi_s(n)} * h(n)\right) e^{j\left(2\pi\frac{f_r}{f_A}n - \varphi_L(n)\right)} + w_{\text{TP}}(n)e^{-j2\pi\frac{\hat{f}_d}{f_A}n}, \quad (5.75)$$

wobei $f_r = f_d - \hat{f}_d$ die durch den Fehler bei der Schätzung der Frequenzabweichung vorhandene Restfrequenzabweichung bezeichnet. Für den Moment soll der Einfluss der CD auf das im Sendesignal enthaltene Phasenrauschen vernachlässigt werden, indem $h(n) = \delta(n)$ angenommen wird. Damit erhält man für (5.75)

$$y_f(n, \hat{K}) = x(n)e^{j\left(2\pi\frac{f_r}{f_A}n + \varphi(n)\right)} + w_{\text{TP}}(n)e^{-j2\pi\frac{\hat{f}_d}{f_A}n}, \quad (5.76)$$

wobei $\varphi(n) = \varphi_s(n) - \varphi_L(n)$. Wie aus (5.76) ersichtlich ist, verursacht f_r eine stetige Phasenrotation des empfangenen Signals. Die so verursachte Phasendifferenz während eines OFDM-Symbols beträgt $2\pi(f_r/f_A)N$ und kann durch Einsetzen von \bar{f}_r aus (5.73) abgeschätzt werden mit $2\pi\sqrt{\bar{\epsilon}}$. Im ungünstigsten Fall beträgt der MSE bei Verwendung des BMP-Verfahrens ungefähr $\bar{\epsilon} = 10^{-3}$ (vgl. Abb. 5.19). Daraus folgt, dass die durch Restfrequenzabweichung verursachte Phasendifferenz zwischen dem ersten und letzten Abtastwert eines OFDM-Symbols höchstens $\approx 0,06\pi$ beträgt. Demnach kann die durch Restfrequenzabweichung verursachte Phase für die Dauer eines OFDM-Symbols als konstant angenommen werden. Allerdings resultiert mit diesem Wert bereits nach acht OFDM-Symbolen eine Phasendrehung von ungefähr $\pi/2$, was die korrekte Rekonstruktion der gesendeten Symbole unmöglich macht, weshalb die durch f_r verursachte Phasendrehung geschätzt und kompensiert werden muss.

In Kapitel 2.1.5 wurde gezeigt, dass φ eine zufällige, aber relativ langsame Phasenänderung $\Delta\varphi$ bewirkt. Hier ist von besonderem Interesse, wie groß die Phasenänderung während der Dauer T eines OFDM-Symbols ist. Mit (2.19) lässt sich die Wahrscheinlichkeit berechnen, dass $\Delta\varphi$ einen gegebenen Wert Φ innerhalb eines Zeitintervalls τ überschreitet:

$$\Pr [|\Delta\varphi| > \Phi] = 2 \int_{\Phi}^{\infty} p_{\Delta\varphi}(\xi) d\xi = \text{erfc} \left(\frac{\Phi}{\sqrt{2}\sigma_{\Delta\varphi}} \right), \quad (5.77)$$

wobei $\text{erfc}(z) = 1 - \text{erf}(z)$ die komplementäre Fehlerfunktion bezeichnet. Für $\tau = T$ erhält man durch Einsetzen von (2.25) in (5.77)

$$\Pr [|\Delta\varphi| > \Phi] = \text{erfc} \left(\frac{\Phi}{2\sqrt{\pi T \beta_K}} \right), \quad (5.78)$$

wobei hier mit β_K die kombinierte Linienbreite von Sende- und Empfangslaser verwendet wurde. Die Wahrscheinlichkeit des Überschreitens von Φ nach (5.78) ist in Abb. 5.20 für verschiedene Linienbreiten gezeigt. Dabei wird für Sende- und Empfangslaser die gleiche Linienbreite β angenommen, sodass nach (2.29) für die kombinierte Linienbreite $\beta_K = 2\beta$

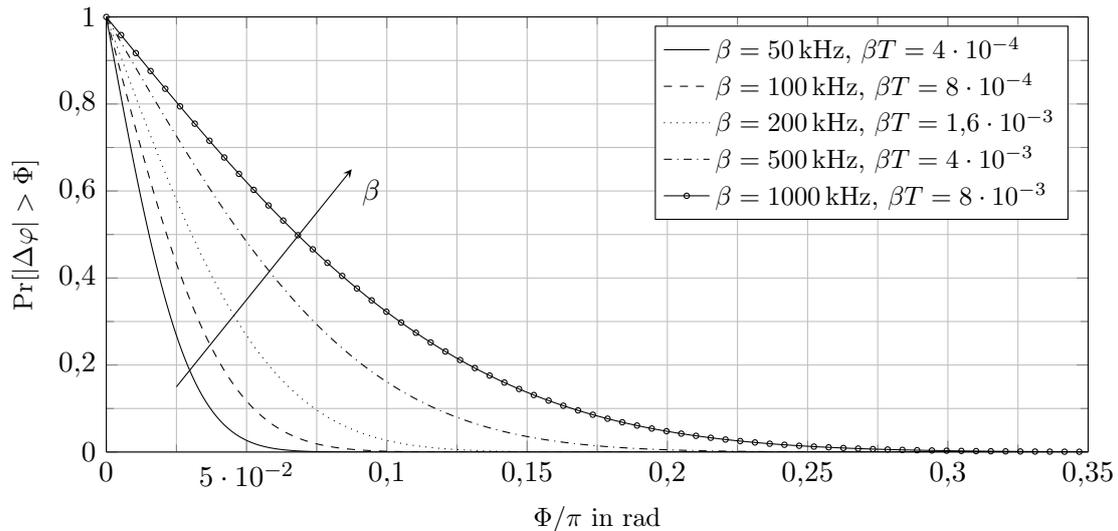


Abbildung 5.20: Wahrscheinlichkeit, dass $\Delta\varphi$ einen Wert Φ überschreitet für verschiedene Linienbreiten $\beta = \beta_s = \beta_L$ mit $N = 256$ und $f_A = 32$ GHz.

gilt. Des Weiteren wurde hier $N = 256$ und $f_A = 32$ GHz gewählt, womit man $T = 8$ ns erhält. Je größer $\beta_K = 2\beta$ ist, desto wahrscheinlicher sind nicht vernachlässigbare Phasenänderungen. So liegt für $\beta = 500$ kHz die Wahrscheinlichkeit einer Phasenänderung von $\pi/8$ bei ungefähr 8%. Für moderate Linienbreiten von $\beta \leq 100$ kHz sind hingegen Phasenänderungen größer $0,1\pi$ nahezu ausgeschlossen, weswegen $\varphi(n)$ hier für die Dauer eines OFDM-Symbols als näherungsweise konstant angenommen werden kann. Eine genaue Analyse des Einflusses von Phasenrauschen auf OFDM-Systeme zeigt, dass dieser in einen konstanten Phasenfehler φ_e und einen Interferenzterm aufgeteilt werden kann, wobei der Interferenzterm nur für kleine Linienbreiten vernachlässigbar ist [142, 148, 149].

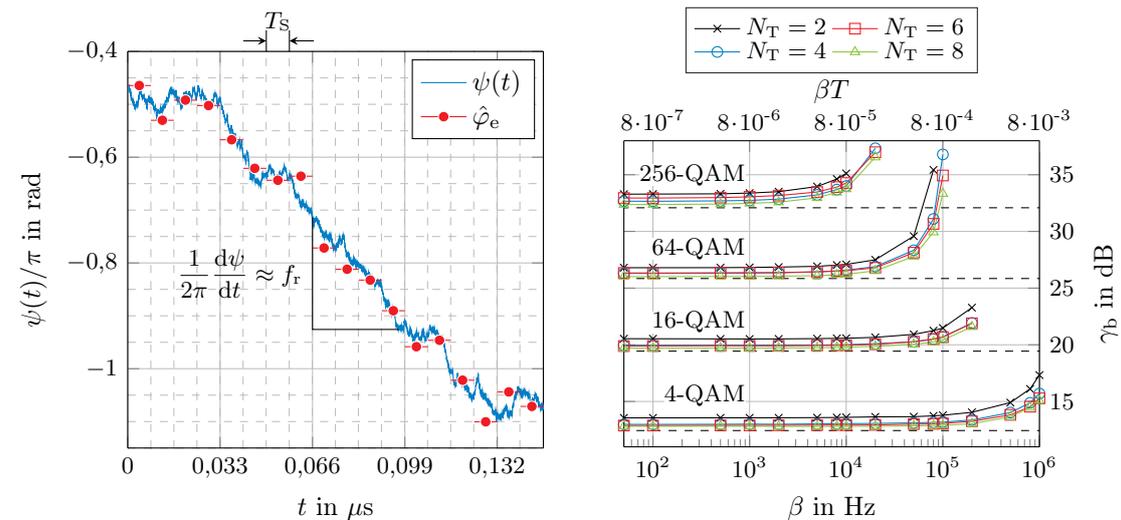
Die Effekte der Restfrequenzabweichung und des Phasenrauschens können gemäß der vorangegangenen Überlegungen in einem für die Dauer eines OFDM-Symbols konstanten Phasenfehler φ_e zusammengefasst werden. Ein verbreitetes Verfahren zur Schätzung von φ_e reserviert N_T Unterträger für die Übertragung von am Empfänger bekannten QAM-Symbolen (sog. Pilottöne) [52, 150]. Da eine konstante Phasendrehung im Zeitbereich lediglich eine Multiplikation mit einem konstanten Wert darstellt, wird das entsprechende Frequenzbereichssignal mit derselben Phase gedreht und φ_e kann durch Analyse der empfangenen Pilottöne geschätzt werden. Sei \mathbb{T} die Menge der Unterträger-Indizes der Pilottöne und $\hat{X}(k)$ das empfangene OFDM-Symbol nach Entzerrung, dann ist die Schätzung $\hat{\varphi}_e$ des Phasenfehlers definiert als

$$\hat{\varphi}_e = \arccos \left\{ \frac{\sum_{k \in \mathbb{T}} \hat{X}(k) X^*(k)}{\sum_{k \in \mathbb{T}} |X(k)|^2} \right\} \quad (5.79)$$

und kann durch Multiplikation von $\hat{X}(k)$ mit $\exp(-j\hat{\varphi}_e)$ kompensiert werden. Da sich,

wie in Kapitel 2.1.5 diskutiert, $\varphi(n)$ stetig ändert, muss die Schätzung in (5.79) für jedes OFDM-Symbol individuell durchgeführt werden.

Das Ergebnis dieser Schätzung ist in Abb. 5.21a am Beispiel einer Simulation der kombinierten Laserphase $\psi(t)$ gezeigt. $\psi(t)$ ist die Phase eines gedachten Signals, welches durch Multiplikation der komplexen Hüllkurven von Sendelaser und Empfangslaser entsteht, wobei deren Frequenzabweichung f_r beträgt. Sie entspricht daher der Trägerphase des empfangenen Signals nach Frequenzsynchronisation und dient hier lediglich Illustrationszwecken. Für Abb. 5.21a wurden folgende Parameter gewählt: $f_r = -2,2$ MHz, $\beta = 100$ kHz, $\ell = 80$ km und $\gamma = 15$ dB. Der Verlauf von $\psi(t)$ besitzt eine lineare Komponente mit Steigung f_r , der ein durch Phasenrauschen verursachter zufälliger Anteil überlagert ist. Die Schätzung von φ_e wurde gemäß (5.79) mit $N_T = 6$ Pilotönen je OFDM-Symbol durchgeführt und ist in Abb. 5.21a durch Punkte dargestellt. Die horizontalen Linien repräsentieren jeweils die Dauer T_S eines OFDM-Symbols inklusive Schutzintervall, die hier mit $N = 256$, $N_G = 8$ und $f_A = 32$ GHz $8,25$ ns beträgt. Die Schätzungen $\hat{\varphi}_e$ folgen dem Verlauf von ψ , entsprechen allerdings nicht immer exakt dem Mittelwert der Trägerphase während der Dauer T_S . Dies ist zum einen durch das in $\psi(t)$ nicht sichtbare, aber vorhandene additive Rauschen bedingt, zum anderen führt die Phasenänderung im Frequenzbereich zu ICI, wodurch die Schätzung zusätzlich beeinträchtigt wird.



(a) Trägerphase $\psi(t)$ und geschätzte Phasenfehler $\hat{\varphi}_e$ für $f_r = -2,2$ MHz, $N_T = 6$, $\beta = 100$ kHz und $\gamma = 15$ dB.

(b) Benötigtes OSNR für verschiedene Anzahlen von Pilotönen in Abhängigkeit der Linienbreite bei $f_d = 1$ GHz.

Abbildung 5.21: (a) Schätzung des Phasenfehlers φ_e und (b) Auswirkung von Phasenrauschen auf die BER für $N = 256$, $N_G = 8$, $N_P = 10$, $f_A = 32$ GHz und $\ell = 80$ km.

Zur Beurteilung der Auswirkung von Phasenrauschen und Restfrequenzabweichung ist deren Einfluss auf die BER des Übertragungssystems von Interesse. Dazu sind in Abb. 5.21b Simulationen des benötigten OSNRs γ_b für eine BER von 10^{-3} in Abhän-

gigkeit der Linienbreite gezeigt. Als Scharparameter wird die Anzahl der Pilottöne N_T für verschiedene Modulationsstufen variiert. Die gestrichelten Linien zeigen als Referenz jeweils dasjenige OSNR an, welches in einem idealisierten System ohne Frequenzabweichung und ohne Phasenrauschen benötigt wird. Für die Simulationen wurde $f_d = 1$ GHz angenommen und die Frequenzabweichung wurde mit dem BMP-Verfahren geschätzt. Wie in den vorangegangenen Untersuchungen gilt für die Linienbreiten von Sende- und Empfangslaser $\beta_s = \beta_L = \beta$.

Die Empfindlichkeit des Übertragungssystems gegenüber Phasenrauschen hängt stark von der verwendeten Modulationsstufe ab: Während 4-QAM erst für $\beta > 100$ kHz eine OSNR-Einbuße aufweist, kann ein System mit 256-QAM nur bis $\beta = 20$ kHz betrieben werden. Für 64-QAM ist zwar ein Betrieb bis $\beta = 100$ kHz möglich, allerdings nur unter Inkaufnahme einer beträchtlichen OSNR-Einbuße. Aus Abb. 5.21b lässt sich außerdem ablesen, dass die Anzahl der Pilottöne N_T nur eine untergeordnete Rolle spielt und $N_T = 6$ ausreichend ist. Dies weist darauf hin, dass ICI als Störeinfluss dominiert und die Annahme eines konstanten Phasenfehlers nur eingeschränkt zulässig ist.

Da mit (5.79) ein Verfahren zur Schätzung und Kompensation der Restfrequenzabweichung eingeführt wurde, kann nun untersucht werden, wie sich die BER des Übertragungssystems für die in Kapitel 5.2.2 vorgestellten Verfahren zur Frequenzsynchronisation verhält. Dazu dienen Simulationen des benötigten OSNRs γ_b für verschiedene Schätzverfahren und Frequenzabweichungen, deren Ergebnisse in Abb. 5.22 dargestellt sind. Dabei

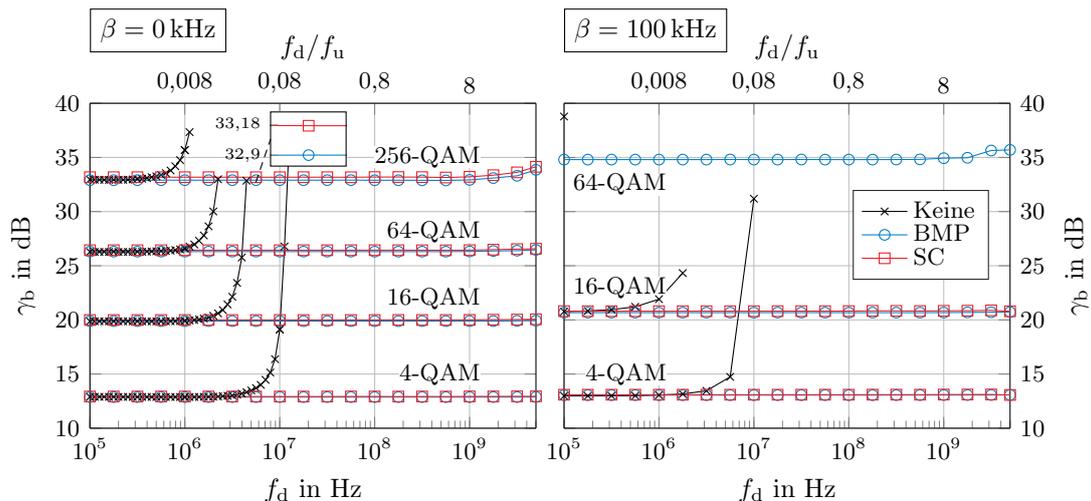


Abbildung 5.22: Benötigtes OSNR in Abhängigkeit der Frequenzabweichung mit $N_T = 6$ für die Verfahren BMP und SC sowie ohne Schätzung der Frequenzabweichung („Keine“).

wurde im linken Teil der Abbildung Phasenrauschen zunächst vernachlässigt. Unter dieser Voraussetzung weist das System für beide Schätzverfahren eine über den gesamten Schätzbereich nahezu konstante Empfindlichkeit auf. Lediglich für 256-QAM ist ab ca. 1 GHz Frequenzabweichung ein leichter Anstieg des benötigten OSNRs zu beobachten, da sich hier bereits die Dämpfung äußerer Unterträger durch das Empfangsfilter auswirkt. Für höhere Modulationsstufen ist mit dem BMP-Verfahren eine größere Empfängeremp-

findlichkeit erreichbar als mit dem SC-Verfahren, da zum einen alle N_P Pilotsymbole für die Kanalschätzung verwendet werden können (ggü. $N_P - 1$ beim SC-Verfahren) und zum anderen eine höhere Genauigkeit bei der Schätzung der Frequenzabweichung erreicht wird. Wie in der Vergrößerung in Abb. 5.22 ersichtlich ist, wird dadurch für 256-QAM eine Verringerung des benötigten OSNRs um 0,3 dB erzielt. Da das BMP-Verfahren außerdem robuster gegenüber Phasenrauschen ist, kann das System auch mit $\beta = 100$ kHz und 64-QAM noch betrieben werden, wie sich aus dem rechten Teil von Abb. 5.22 ablesen lässt. Dahingegen ist eine BER von 10^{-3} mit dem SC-Verfahren in diesem Fall nicht mehr erreichbar, was sich mit den Untersuchungen in Kapitel 5.2.2 deckt. Allerdings entsteht auch bei Einsatz des BMP-Verfahrens eine beträchtliche OSNR-Einbuße von ungefähr 8 dB. Die Verwendung von 256-QAM ist bei einer Linienbreite von $\beta = 100$ kHz nicht möglich, wenn eine BER von 10^{-3} nicht überschritten werden soll.

In beiden Abbildungsteilen ist γ_b auch nochmals für den Fall der unkompenzierten Frequenzabweichung („Keine“) dargestellt und verdeutlicht, dass die hier vorgestellten Verfahren Frequenzabweichungen von bis zu 5 GHz tolerierbar machen.

Die obigen Ergebnisse demonstrieren, dass Laser-Phasenrauschen in Bezug auf die erreichbare BER eine starke Beeinträchtigung darstellt. Gerade für höhere Modulationsstufen sind hier erweiterte Verfahren notwendig, die außerhalb des Umfangs dieser Arbeit liegen. Für Verfahren, deren Ansatz in der Verringerung der ICI liegt, wird auf [149, 151, 152] verwiesen. Ein weiterer Ansatz besteht darin, die Trägerphase auf Subsymbolbasis zu schätzen und zu kompensieren [153] oder zwischen den Einzelschätzungen linear zu interpolieren [144]. Prinzipiell kann die Toleranz gegenüber Phasenrauschen durch eine Verkürzung der OFDM-Symboldauer erhöht werden, indem die Anzahl der Unterträger verringert wird. Gleichzeitig vergrößert sich dadurch jedoch die Redundanz durch das Schutzintervall, wodurch die spektrale Effizienz sinkt (vgl. Kapitel 2.2.4.3).

5.4 Zusammenfassung

Die Untersuchungen in diesem Kapitel haben deutlich gemacht, dass Zeit- und Frequenzsynchronisation essentielle Signalverarbeitungsschritte im Empfänger eines optischen OFDM-Systems darstellen. Gerade für höherstufige Modulationsformate wie 64- und 256-QAM ist eine hohe Genauigkeit bei der Schätzung von Zeitverzögerung und Frequenzabweichung notwendig. Ein grundlegender Ansatz in diesem Kapitel bestand darin, die zur Kanalschätzung ohnehin benötigten Pilotsymbole für die Synchronisation auszunutzen, ohne deren Verwendbarkeit für die Kanalschätzung einzuschränken und so zusätzliche Redundanz zu vermeiden.

Die Verzögerungsschätzung wird durch die unkompenzierten Effekte von Frequenzabweichung, CD und Phasenrauschen erschwert. Um dennoch eine ausreichende Schätzgenauigkeit zu erzielen, wurden drei Verfahren entwickelt und hinsichtlich ihrer Robustheit gegenüber diesen Effekten, ihrer Schätzgenauigkeit und ihrer Komplexität verglichen. Als Referenz diente dabei das bekannte Synchronisationsverfahren von Schmid und Cox. Als besonders robust und präzise hat sich eine Kombination aus den in diesem Kapitel eingeführten Verfahren PLTB und PLTS zu einer zweistufigen Schätzung erwiesen. Für

das PLTS-Verfahren wurde eine spezielle Symmetrie in Zeit- und Frequenzbereich entwickelt, die einerseits eine hohe Schätzgenauigkeit und andererseits eine hohe Robustheit gegenüber CD erzielt. Da das Verfahren gleichzeitig empfindlich gegenüber Frequenzabweichung ist, ergänzt es sich besonders gut mit dem PLTB-Verfahren, das diese Empfindlichkeit nicht besitzt. Die zweistufige Verzögerungsschätzung erreicht so eine fehlerfreie Schätzung bis zu der hier maximal untersuchten Faserlänge von 500 km und eignet sich somit auch für den Einsatz von 256-QAM.

In Kapitel 5.2 und 5.3 wurde gezeigt, dass DSV eine hinreichend genaue Schätzung der Frequenzabweichung in einem großen Bereich ermöglicht, der prinzipiell nur durch die Empfängerbandbreite begrenzt ist. Das hier vorgestellte BMP-Verfahren erzielt unter Ausnutzung der für die Kanalschätzung ohnehin benötigten Pilotsymbole auch für Linienbreiten > 50 kHz noch einen ausreichend geringen MSE, sodass im Gegensatz zum SC-Verfahren hiermit auch 64- und 256-QAM einsetzbar sind. Darüber hinaus erreicht es vor allem für höhere Modulationsstufen eine größere Empfängerempfindlichkeit.

6 Zusammenfassung

In zukünftigen optischen Netzwerken werden spektrale Effizienz und die Programmierbarkeit von Bitrate und Bandbreite eines Kommunikationssystems voraussichtlich eine wichtige Rolle spielen. Optisch kohärente OFDM-Systeme besitzen diese Eigenschaften, da sie das digitale Sendesignal im Frequenzbereich definieren und ihre Bitrate somit feingranular und frequenzabhängig einstellbar ist. Die Aufteilung in schmalbandige, niedrig-ratige Unterträger führt außerdem zu einem nahezu rechteckförmigen Spektrum. Dennoch befinden sich bislang keine optischen OFDM-Systeme im praktischen Einsatz. Dies mag einerseits daran liegen, dass historisch gesehen in optischen Kommunikationssystemen ausschließlich Einträgersysteme verwendet wurden und dieses Übertragungsverfahren folglich ausgiebig erprobt und gut verstanden ist. Andererseits existieren einige offensichtliche Hindernisse bei der Implementierung von optischen OFDM-Systemen, die hauptsächlich in der Erforderlichkeit komplexer und schneller digitaler Schaltungen und Umsetzer bestehen.

In Kapitel 3 wurde gezeigt, dass für Bitraten > 100 Gbit/s die DAU-Auflösung mindestens 5 bit (64-QAM) bzw. 6 bit (256-QAM) bei Umsetzungsraten von mehr als 30 GHz betragen muss. Damit bei diesen Auflösungen noch eine BER von 10^{-3} erreicht werden kann, muss die in Kapitel 3.2 beschriebene optimale Begrenzung des OFDM-Signals angewendet werden. Darüber hinaus ist der Einfluss der senderseitigen Quantisierung auf die Kanalschätzung zu berücksichtigen. Mit den in den Kapiteln 3.3.3 und 3.3.4 vorgestellten Verfahren kann das benötigte OSNR gegenüber der herkömmlichen Kanalschätzung für 64-QAM um mehr als 9 dB verringert werden und die Verwendung von 256-QAM wird bei einer Auflösung von 6 bit hierdurch überhaupt erst möglich. Dabei erweist sich die Kanalschätzung mit der Rücktransformation quantisierter Pilotsymbole (KSQ) als insgesamt genauer und flexibler einsetzbar.

Da OFDM außerdem im Vergleich zu Einträgersystemen empfindlich gegenüber Nichtlinearitäten ist, wurde in Kapitel 4 der Einfluss des elektro-optischen Modulators, der eine nichtlineare Kennlinie besitzt, auf das optische OFDM-System untersucht. Dafür wurde der optimale Modulationsindex eingeführt, der die OSNR-Einbuße durch Nichtlinearitäten und den Verlust optischer Leistung gemeinsam minimiert. Da höhere Modulationsstufen empfindlicher gegenüber Nichtlinearitäten sind, hängt der optimale Modulationsindex von der Modulationsstufe ab und wurde für 4-, 16-, 64- und 256-QAM ermittelt. In Kapitel 4.3 wurde untersucht, wie sich die Toleranz des Systems gegenüber der nichtlinearen Modulatorkennlinie mit digitaler Vorverzerrung verbessern lässt. Dabei wurde unter Berücksichtigung von Quantisierungseffekten bei der Vorverzerrung eine Verbesserung der kombinierten Einbuße aus Modulationsverlust und erhöhter OSNR-Anforderung (kombinierte OSNR-Einbuße) von bis zu 3,3 dB erzielt. Um diesen Wert weiter zu verbessern, wurde in Kapitel 4.4 mit der Kompanidierung ein Verfahren vorgeschlagen, welches

den Dynamikumfang des Sendesignals verringert und ihn am Empfänger wieder anhebt. In Kombination mit Vorverzerrung erreicht die Kompanierung für 256-QAM und eine DAU-Auflösung von 6 bit eine weitere Verbesserung der kombinierten OSNR-Einbuße um 2,5 dB auf 5,8 dB.

Während sich die Kapitel 3 und 4 mit senderseitigen Störeffekten befassten, stand in Kapitel 5 die empfängerseitige Synchronisation im Mittelpunkt. Hierfür wurden Verfahren der DSV entworfen, um die zeitliche Position der Pilotsymbole im empfangenen Signal zu erkennen und die Frequenzabweichung zwischen Sende- und Empfangslaser zu schätzen. Die vorgestellten Verfahren nutzen die zur Kanalschätzung übertragenen Pilotsymbole aus, um Zeitverzögerung und Frequenzabweichung möglichst zuverlässig und genau zu schätzen. Gegenüber bereits bestehenden Verfahren wird somit Redundanz durch zusätzliche Pilotsymbole vermieden. Die Schätzung der Frequenzabweichung wird durch unkompenzierte CD erschwert, weshalb hierfür eine Wiederholung identischer Pilotsymbole gewählt wurde, sodass die sich wiederholende Struktur auch nach Durchlaufen der Faser erhalten bleibt. So wird eine hohe Schätzgenauigkeit über einen großen Schätzbereich von $-5\text{ GHz} \dots 5\text{ GHz}$ ermöglicht. Mit Kapitel 5.3 wurden dabei auch Phasenrauschen und eine mögliche Restfrequenzabweichung berücksichtigt.

Als erster Schritt in der Kette der empfängerseitigen Signalverarbeitung muss die Verzögerungsschätzung besonders robust gegenüber unkompenzierten Störeffekten sein. Dazu gehören CD, Frequenzabweichung und Laser-Phasenrauschen. In Kapitel 5.1 wurden daher drei verschiedene Verfahren mit unterschiedlicher Komplexität und Robustheit gegenüber diesen Effekten vorgestellt. Durch die Entwicklung einer speziellen Pilotsymbol-Symmetrie in Zeit- und Frequenzbereich konnte bei hoher CD-Toleranz eine präzise Schätzung erreicht werden, ohne dabei die Verwendbarkeit der Pilotsymbole für die Kanalschätzung einzuschränken. Es wurde auch gezeigt, dass eine Kombination aus zwei der vorgestellten Verfahren eine besonders hohe Robustheit gegenüber den vorgenannten Effekten aufweist, sodass auch für Faserstrecken von mehreren hundert Kilometern noch eine fehlerfreie Verzögerungsschätzung möglich ist.

Die in dieser Arbeit entworfenen Verfahren liefern einen wichtigen Beitrag zur Implementierung hochbitratiger, optisch kohärenter OFDM-Systeme mit hochstufigen Modulationsformaten, die besonders empfindlich gegenüber Quantisierungsfehlern, nichtlinearen Verzerrungen, Frequenzabweichung und Fehlern bei der Verzögerungsschätzung sind. Um die Reichweite dieser Systeme zu erhöhen, werden zukünftig auch Verfahren zur Kompensation von Faser-Nichtlinearitäten zu finden sein, die in dieser Arbeit nicht berücksichtigt wurden. In diesem Zusammenhang ist auch von Interesse, ob sich das hier vorgestellte Kompanierungsverfahren gewinnbringend auswirkt. Die Betrachtung empfängerseitiger Quantisierungseffekte ist eine weitere lohnenswerte Fragestellung, die hier noch nicht untersucht wurde, für die Optimierung optischer OFDM-Systeme jedoch von Bedeutung ist. Mit der fortschreitenden Entwicklung digitaler Schaltungstechnik und den in dieser und anderen Arbeiten entwickelten Verfahren erscheint es realistisch, dass optisch kohärente OFDM-Systeme schon bald für Kommunikationssysteme höchster Bitraten im Mittel- und Langstreckenverkehr eingesetzt werden.

A Anhang

A.1 Standard-Systemparameter

Tabelle A.1 listet Standardparameter des optisch kohärenten OFDM-Systems auf, die in allen Simulationen in dieser Arbeit zugrunde gelegt wurden, wenn nicht anders angegeben.

Tabelle A.1: Standard-Systemparameter des optischen OFDM-Übertragungssystems.

Parametername	Formelzeichen	Standardwert
Anzahl Unterträger	N	256
Anzahl Nullträger am Rand des Spektrums	N_Z	86
Anzahl Nullträger beim Gleichanteil	N_{DC}	5
Länge des Schutzintervalls in IDFT-Ausgangswerten	N_G	8
Anzahl Pilotsymbole	N_P	10
Anzahl Nutz-OFDM-Symbole je Rahmen	N_D	3000
Umsetzungsrate und Abtastfrequenz	f_A	32 GHz
Modulator-Modell	–	linear
Faserlänge	ℓ	80 km
Trägerwellenlänge im Vakuum	λ_0	1550 nm
Chromatischer Dispersionskoeffizient	D_c	$17 \frac{\text{ps}}{\text{nm} \cdot \text{km}}$
Steigung des Dispersionskoeffizienten	S_0	$0,08 \frac{\text{ps}}{\text{nm}^2 \cdot \text{km}}$
Frequenzabweichung	f_d	0 Hz
Laser-Linienbreite	β	0 Hz
Anzahl simulierter Bits je BER-Wert	–	10^6
Anzahl Bitfehler für Simulationsabbruch	–	1000

A.2 Grenzfrequenz des empfangenen Signals nach Demodulation

Gesucht ist die Grenzfrequenz des Signals

$$\tilde{x}_d(t) = \underbrace{\left(\underbrace{\tilde{x}(t)e^{j\tilde{\varphi}_s(t)}}_{\tilde{x}_1} * \tilde{h}(t) \right)}_{\tilde{x}_2}}_{\tilde{x}_3} e^{j2\pi f_d t} e^{-j\tilde{\varphi}_L(t)} \quad (\text{A.1})$$

aus (2.32) sowie die Grenzfrequenz von $\tilde{x}_1(t) = \tilde{x}(t)e^{j\tilde{\varphi}_s(t)}$. Zunächst soll $\tilde{x}_1(t)$ betrachtet werden, welches das Sendesignal unter Einfluss des Phasenrauschens $\tilde{\varphi}_s$ des Sendelasers darstellt. Da $\tilde{\varphi}_s$ eine stochastische Größe ist, wird das Leistungsdichtespektrum S_1 des stochastischen Prozesses \tilde{x}_1 gesucht. Weil \tilde{x} und $\tilde{\varphi}_s$ statistisch unabhängig sind, gilt

$$S_1(f) = S_{\tilde{x}}(f) * \frac{1}{\hat{E}^2} S_E(f) = \frac{1}{\hat{E}^2} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\tilde{x}}(\xi - f) S_E(\xi) d\xi, \quad (\text{A.2})$$

wobei $S_{\tilde{x}}(f)$ und $S_E(f)$ die Leistungsdichtespektren des Sendesignals bzw. der komplexen Hüllkurve des Sendelasers bezeichnen. Hier wird vereinfachend angenommen, dass \tilde{x} streng bandbegrenzt mit der Grenzfrequenz $B/2$ ist und dass

$$S_{\tilde{x}} = \text{rect} \left(\frac{f + B/2}{B} \right) \quad (\text{A.3})$$

gilt. Einsetzen von (A.3) und (2.27) sowie $\beta = \beta_s$ in (A.2) liefert

$$S_1(f) = \frac{1}{\hat{E}^2} \int_{f-B/2}^{f+B/2} S_E(\xi) d\xi \quad (\text{A.4})$$

$$= \int_{f-B/2}^{f+B/2} \frac{2}{\pi\beta_s + \frac{4\pi f^2}{\beta_s}} d\xi \quad (\text{A.5})$$

$$= \frac{4}{\beta_s} \left[\arctan \frac{2\xi}{\beta_s} \right]_{f-B/2}^{f+B/2} \quad (\text{A.6})$$

$$= \frac{4}{\beta_s} \left(\arctan \left\{ \frac{2}{\beta_s} (f + B/2) \right\} - \arctan \left\{ \frac{2}{\beta_s} (f - B/2) \right\} \right). \quad (\text{A.7})$$

S_1 ist in Abb. A.1 für $B/2 = 13$ GHz und $\beta_s = 1$ MHz gezeigt. Die linke Vergrößerung macht durch einen Vergleich von S_1 mit $S_{\tilde{x}}$ deutlich, dass die Grenzfrequenz des Sendesignals selbst für diese beträchtliche Linienbreite durch Phasenrauschen nur geringfügig größer wird.

Anschließend durchläuft das soeben untersuchte Signal \tilde{x}_1 den Kanal mit Übertragungsfunktion \tilde{H} und das so entstehende Signal wird mit \tilde{x}_2 bezeichnet (vgl. (A.1)). Für

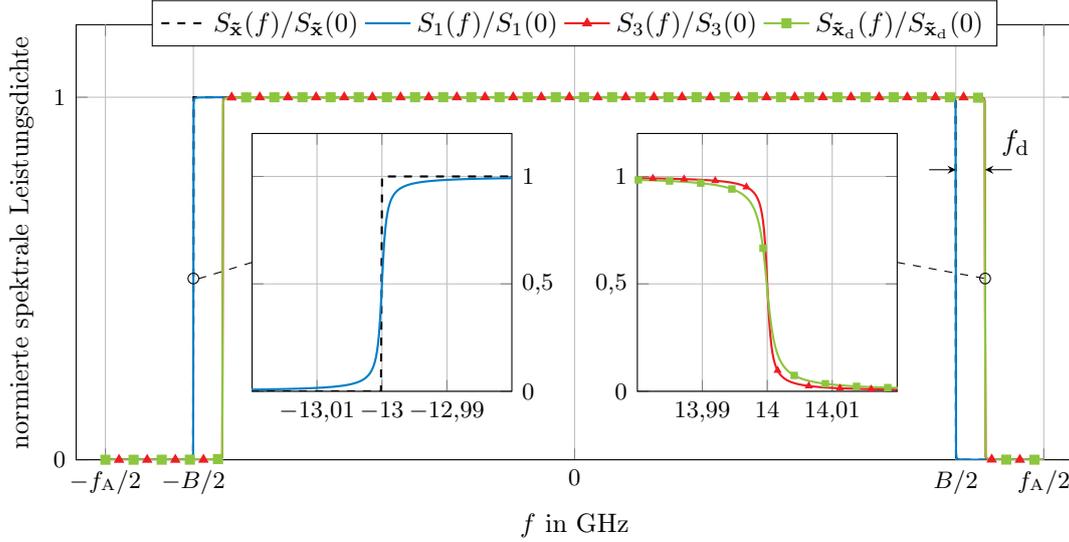


Abbildung A.1: Spektrale Leistungsdichten des Sendesignals ($S_{\tilde{x}}$), des Sendesignals mit Phasenrauschen (S_1), des demodulierten Signals mit Frequenzabweichung (S_3) und des demodulierten Signals mit Frequenzabweichung und Phasenrauschen ($S_{\tilde{x}_d}$) für $\beta_s = \beta_L = 1$ MHz, $f_d = 1$ GHz, $B/2 = 13$ GHz und $f_A = 32$ GHz.

das Leistungsdichtespektrum S_2 des zugrunde liegenden Zufallsprozesses $\tilde{\mathbf{x}}_2$ gilt

$$S_2(f) = \left| \tilde{H}(f) \right|^2 S_1(f), \quad (\text{A.8})$$

da der Übertragungskanal als lineares System angenommen wird. Folglich, und aus (A.8) ersichtlich, kann die Grenzfrequenz von S_2 nicht größer sein als die von S_1 . Da hier nur die Grenzfrequenz von Interesse ist, wird für den Rest dieses Kapitels $|\tilde{H}(f)| = 1 \forall f \in \mathbb{R}$ angenommen und man erhält damit für (A.8)

$$S_2(f) = S_1(f). \quad (\text{A.9})$$

Für den Zufallsprozess $\tilde{\mathbf{x}}_3$, dessen Musterfunktion $\tilde{x}_3(t)$ ist, gilt nach (A.1)

$$\tilde{\mathbf{x}}_3 = \tilde{\mathbf{x}}_2 e^{j2\pi f_d t}, \quad (\text{A.10})$$

und da $e^{j2\pi f_d t}$ deterministisch ist, lautet die Autokorrelationsfunktion von $\tilde{\mathbf{x}}_3$

$$R_{\tilde{\mathbf{x}}_3 \tilde{\mathbf{x}}_3}(\tau) = R_{\tilde{\mathbf{x}}_2 \tilde{\mathbf{x}}_2}(\tau) e^{j2\pi f_d \tau}. \quad (\text{A.11})$$

Für das Leistungsdichtespektrum S_3 von $\tilde{\mathbf{x}}_3$ gilt demnach

$$S_3(f) = \mathcal{F}(R_{\tilde{\mathbf{x}}_3 \tilde{\mathbf{x}}_3}(\tau)) = S_2(f - f_d). \quad (\text{A.12})$$

Im letzten Schritt wird das Phasenrauschen $\tilde{\varphi}_L$ des Empfangslasers berücksichtigt. Dessen Zufallsprozess ist komplex konjugiert zum Zufallsprozess, der das Phasenrauschen

des Sendelasers repräsentiert (vgl. (A.1)). Sein Leistungsdichtespektrum lautet folglich $S_E(-f)/\hat{E}^2$, mit $\beta = \beta_L$. Da der Prozess außerdem statistisch unabhängig zu $\tilde{\mathbf{x}}_3$ ist, lässt sich das Leistungsdichtespektrum $S_{\tilde{\mathbf{x}}_d}$ von $\tilde{\mathbf{x}}_d$ schließlich schreiben als

$$S_{\tilde{\mathbf{x}}_d}(f) = S_3(f) * \frac{1}{\hat{E}^2} S_E(-f) \quad (\text{A.13})$$

und durch Einsetzen von (A.12), (A.9) und (A.7) in (A.13) erhält man

$$S_{\tilde{\mathbf{x}}_d}(f) = S_1(f - f_d) * \frac{1}{\hat{E}^2} S_E(-f) \quad (\text{A.14})$$

$$= \frac{1}{\hat{E}^2} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\xi - f_d) S_E(-(\xi - f)) d\xi \quad (\text{A.15})$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{4}{\beta_s} \left(\arctan \left\{ \frac{2}{\beta_s} (\xi - f_d + B/2) \right\} - \dots \right. \\ \left. \arctan \left\{ \frac{2}{\beta_s} (\xi - f_d - B/2) \right\} \right) \cdot \frac{2}{\pi \beta_L + \frac{4\pi(\xi-f)^2}{\beta_L}} d\xi \quad (\text{A.16})$$

Der Ausdruck in (A.16) wird hier numerisch ausgewertet und ist in Abb. A.1 für $\beta_L = 1$ MHz und $f_d = 1$ GHz gezeigt. Auch das Phasenrauschen des Empfangslasers hat nur einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Grenzfrequenz von \tilde{x}_d , wie aus der rechten Vergrößerung in der Abbildung hervorgeht. Hingegen ist offensichtlich der Einfluss der Frequenzabweichung dominierend. In einem praktischen System muss die Grenzfrequenz $B/2$ des Sendesignals daher so ausgelegt sein, dass auch bei der maximal zu erwartenden Frequenzabweichung f_d keine Verzerrung des empfangenen Signals durch den Empfangstiefpass mit Grenzfrequenz $f_A/2$ auftritt. Gleichzeitig sollten die Linienbreiten von Sende- und Empfangslaser bei den hier betrachteten Bitraten deutlich unter 1 MHz liegen (vgl. Kapitel 5.3), weswegen der Einfluss des Phasenrauschens auf die Grenzfrequenz vernachlässigbar ist. Es kann zusammenfassend also davon ausgegangen werden, dass bei sorgfältiger Auslegung des Übertragungssystems die Grenzfrequenzen von \tilde{x}_1 und \tilde{x}_d kleiner sind als $f_A/2$.

A.3 Varianz der Kanalschätzung mit identischen Pilotsymbolen

Gesucht ist die Varianz $\text{Var}(\hat{H})$ der Kanalschätzung nach (3.15)

$$\hat{H}(k) = H(k) + \frac{H(k)}{P_0(k)} W_q(k) + \frac{1}{P_0(k)} \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} W_i(k) \quad (\text{A.17})$$

für ein festes k .

Für diesen Zweck wird zunächst der Erwartungswert von \hat{H} berechnet. Dieser lautet

$$\text{E}[\hat{H}] = \text{E}[H] + \text{E}\left[\frac{H}{P_0} W_q\right] + \text{E}\left[\frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_i}{P_0}\right]. \quad (\text{A.18})$$

In (A.18) und im Folgenden wird k aus Gründen der Übersichtlichkeit weggelassen. Die zu schätzende Größe H ist deterministisch und daher gleich ihrem Erwartungswert. Die Rauschfolgen W_i sind für festes k komplexe, mittelwertfreie und gaußverteilte Zufallsvariablen, deren Real- und Imaginärteil identisch verteilt und statistisch unabhängig sind. W_i und das Pilotsymbol P_0 sind ebenfalls statistisch unabhängig. (A.18) vereinfacht sich damit zu

$$\mathbb{E} \left[\hat{H} \right] = H + H \mathbb{E} \left[\frac{W_q}{P_0} \right] + \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{\mathbb{E} [W_i]}{\mathbb{E} [P_0]}. \quad (\text{A.19})$$

Die Störung W_q durch Quantisierung entsteht durch diskrete Fouriertransformation des Quantisierungsfehlers $p_{q,0} - p_0$. Allgemein ist der Quantisierungsfehler, welcher durch Quantisierung eines mittelwertfreien, gaußverteilten Signals – wie es Real- und Imaginärteil eines OFDM-Signals sind – entsteht, mittelwertfrei, gleichverteilt und in guter Näherung unkorreliert mit dem Eingangssignal (hier: p_0). Darüber hinaus ist der entstehende Rauschprozess annähernd weiß [154]. $W_q = \text{DFT} [p_{q,0} - p_0]$ ist damit eine gewichtete Summe mittelwertfreier, gleichverteilter und unkorrelierter Zufallsvariablen und daher selbst mittelwertfrei; es gilt also $\mathbb{E} [W_q] = 0$. Außerdem kann man annehmen, dass W_q unkorreliert zu P_0 ist. Damit und mit $\mathbb{E} [W_i] = 0$ erhält man für (A.19) schließlich

$$\mathbb{E} \left[\hat{H} \right] = H. \quad (\text{A.20})$$

Mit (A.20) ist die Varianz von \hat{H}

$$\text{Var} \left(\hat{H} \right) = \mathbb{E} \left[\left| \hat{H} - \mathbb{E} \left[\hat{H} \right] \right|^2 \right] = \mathbb{E} \left[\left| \hat{H} - H \right|^2 \right] = \mathbb{E} \left[\left| \frac{H}{P_0} W_q + \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_i}{P_0} \right|^2 \right]. \quad (\text{A.21})$$

Um (A.21) zu vereinfachen, wird ausgenutzt, dass die Störung durch Quantisierung W_q und das additive Rauschen W_i unkorreliert und jeweils mittelwertfrei sind. Bei Ausmultiplizieren des Betragsquadrates in (A.21) fallen die gemischten Terme somit weg und man erhält

$$\text{Var} \left(\hat{H} \right) = \mathbb{E} \left[\left| \frac{H}{P_0} W_q \right|^2 \right] + \mathbb{E} \left[\left| \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_i}{P_0} \right|^2 \right]. \quad (\text{A.22})$$

Der zweite Summand in (A.22) wurde bereits früher ausgewertet und die Verwendung des Ergebnisses aus (3.11) ergibt mit der Unkorreliertheit von W_q und P_0 schließlich

$$\text{Var} \left(\hat{H} \right) = |H|^2 \frac{\mathbb{E} [|W_q|^2]}{|P_0|^2} + \frac{1}{N_P} \frac{\mathbb{E} [|W|^2]}{|P_0|^2}. \quad (\text{A.23})$$

A.4 Varianz der Kanalschätzung mit unterschiedlichen Pilotsymbolen

Gesucht ist die Varianz $\text{Var}(\hat{H})$ der Kanalschätzung nach (3.18)

$$\hat{H}(k) = H(k) + \frac{H(k)}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_{q,i}(k)}{P_i(k)} + \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_i(k)}{P_i(k)} \quad (\text{A.24})$$

für ein festes k .

Für diesen Zweck wird zunächst der Erwartungswert von \hat{H} berechnet. Dieser lautet

$$\mathbb{E}[\hat{H}] = \mathbb{E}[H] + \mathbb{E}\left[\frac{H}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_{q,i}}{P_i}\right] + \mathbb{E}\left[\frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_i}{P_i}\right] \quad (\text{A.25})$$

$$= H + \frac{H}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \mathbb{E}\left[\frac{W_{q,i}}{P_i}\right] + \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \mathbb{E}\left[\frac{W_i}{P_i}\right] \quad (\text{A.26})$$

und kann wie in Anhang A.3 mit $\mathbb{E}[W_{q,i}] = 0$ und $\mathbb{E}[W_i] = 0$, sowie der Annahme, dass die Rauschterme unkorreliert zum Pilotsymbol P_i sind, vereinfacht werden zu

$$\mathbb{E}[\hat{H}] = H. \quad (\text{A.27})$$

Mit (A.24) und (A.27) lautet die Varianz von \hat{H}

$$\text{Var} \hat{H} = \mathbb{E}\left[\left|\hat{H} - \mathbb{E}[\hat{H}]\right|^2\right] = \mathbb{E}\left[\left|\hat{H} - H\right|^2\right] = \mathbb{E}\left[\left|\frac{H}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_{q,i}}{P_i} + \frac{1}{N_P} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{W_i}{P_i}\right|^2\right]. \quad (\text{A.28})$$

Da die $W_{q,i}$ durch die Quantisierung verschiedener, unabhängiger Pilotsymbole entstehen, sind die Zufallsvariablen paarweise unkorreliert. Die Realisierungen W_i weisen Rauschens sind ebenfalls untereinander unkorreliert. Außerdem sind die Störung durch Quantisierung $W_{q,i}$ und das additive Rauschen W_i statistisch unabhängig. Deswegen und wegen Mittelwertfreiheit von W_i und $W_{q,i}$ verschwinden bei Ausmultiplizieren des Betragsquadrates in (A.28) die Erwartungswerte aller gemischten Terme und die Varianz vereinfacht sich zu

$$\text{Var}(\hat{H}) = \mathbb{E}\left[\frac{|H|^2}{N_P^2} \sum_{i=0}^{N_P-1} \left|\frac{W_{q,i}}{P_i}\right|^2\right] + \mathbb{E}\left[\frac{1}{N_P^2} \sum_{i=0}^{N_P-1} \left|\frac{W_i}{P_i}\right|^2\right]. \quad (\text{A.29})$$

Zur weiteren Vereinfachung von (A.29) wird verwendet, dass $W_{q,i}$ und P_i , sowie W_i und P_i jeweils unkorreliert sind. Außerdem gilt $\mathbb{E}[|W_{q,i}|^2] = \mathbb{E}[|W_q|^2]$, $\mathbb{E}[|W_i|^2] = \mathbb{E}[|W|^2]$

und $E[|P_i|^2] = |P_0|^2$. Damit lässt sich (A.29) schreiben als

$$\text{Var}(\hat{H}) = \frac{|H|^2}{N_P^2} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{E[|W_{q,i}|^2]}{E[|P_i|^2]} + \frac{1}{N_P^2} \sum_{i=0}^{N_P-1} \frac{E[|W_i|^2]}{E[|P_i|^2]} \quad (\text{A.30})$$

$$= \frac{|H|^2}{N_P^2} N_P \frac{E[|W_q|^2]}{|P_0|^2} + \frac{1}{N_P^2} N_P \frac{E[|W|^2]}{|P_0|^2} \quad (\text{A.31})$$

$$= \frac{|H|^2}{N_P} \frac{E[|W_q|^2]}{|P_0|^2} + \frac{1}{N_P} \frac{E[|W|^2]}{|P_0|^2}. \quad (\text{A.32})$$

A.5 Maximalwert von R_2

Gesucht ist der Maximalwert von $R_2(d)$ nach (5.3), wenn der Übertragungskanal neben einer Verzögerung n_0 auch eine Dämpfung $A < 1$ einführt, d. h. wenn $h(n) = A\delta(n - n_0)$. Dann gilt für R_2 an den Positionen der Einzelpilotsequenzen mit (5.6), (5.8) und (5.12):

$$R_2(n_0 + iN_S) \approx R_{\text{xp}}(n_0 + iN_S) = \sum_{n=0}^{N_S-1} Ap_0(n)p_0^*(n) \quad (\text{A.33})$$

$$\approx A E[|\mathbf{p}_0(n)|^2] = AN_S\sigma^2. \quad (\text{A.34})$$

Die mittlere Leistung des empfangenen Signals sei

$$\sigma_y^2 = E[|A\mathbf{x}(n - n_0)|^2] = A^2\sigma^2 \quad (\text{A.35})$$

$$\Leftrightarrow A = \frac{\sigma_y}{\sigma} \quad (\text{A.36})$$

und Einsetzen von (A.36) in (A.34) liefert

$$R_2(n_0 + iN_S) \approx N_S\sigma\sigma_y =: \bar{R}_2. \quad (\text{A.37})$$

Nach (A.37) lässt sich \bar{R}_2 mithilfe der bekannten Sendeleistung σ^2 und der gemessenen Empfangsleistung σ_y^2 auch ohne Kenntnis von A berechnen.

Literatur

- [1] Cisco Systems. *Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2014-2019*. 2015.
- [2] Alan H. Gnauck, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy und T. Li. „High-Capacity Optical Transmission Systems“. In: *Journal of Lightwave Technology* 26.9 (Mai 2008), S. 1032–1045. DOI: 10.1109/JLT.2008.922140.
- [3] William Shieh und Ivan Djordjevic. *OFDM for Optical Communications*. Burlington: Elsevier, 2010.
- [4] Milorad Cvijetic und Ivan Djordjevic. *Advanced Optical Communication Systems and Networks*. Boston, London: Artech House, 2013.
- [5] Mohammad S. Alfiad u. a. „111-Gb/s Transmission Over 1040-km Field-Deployed Fiber With 10G/40G Neighbors“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 21.10 (Mai 2009), S. 615–617. DOI: 10.1109/LPT.2009.2015431.
- [6] Glenn Wellbrock und Tiejun J. Xia. „The Road to 100G Deployment“. In: *IEEE Communications Magazine* 48.3 (März 2010), S14–S18. DOI: 10.1109/MCOM.2010.5434373.
- [7] Xiang Liu u. a. „Generation and FEC-Decoding of a 231.5-Gb/s PDM-OFDM Signal with 256-Iterative-Polar-Modulation Achieving 11.15-b/s/Hz Intrachannel Spectral Efficiency and 800-km Reach“. In: *National Fiber Optic Engineers Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2012, PDP5B.3. DOI: 10.1364/NFOEC.2012.PDP5B.3.
- [8] Wei-Ren Peng, Takehiro Tsuritani und Itsuro Morita. „Transmission of High-Baud PDM-64QAM Signals“. In: *Journal of Lightwave Technology* 31.13 (Juli 2013), S. 2146–2162. DOI: 10.1109/JLT.2013.2264092.
- [9] Sebastian Randel u. a. „All-Electronic Flexibly Programmable 864-Gb/s Single-Carrier PDM-64-QAM“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2014, Th5C.8. DOI: 10.1364/OFC.2014.Th5C.8.
- [10] Akihide Sano, Munehiko Nagatani, Hideyuki Nosaka und Yutaka Miyamoto. „5 x 1-Tb/s PDM-16QAM Transmission over 1,920 km Using High-Speed InP MUX-DAC Integrated Module“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2015, M3G.3. DOI: 10.1364/OFC.2015.M3G.3.

-
- [11] Tatsunori Omiya, Kazushi Toyoda, Masato Yoshida und Masataka Nakazawa. „400 Gbit/s Frequency-Division-Multiplexed and Polarization-Multiplexed 256 QAM-OFDM Transmission over 400 km with a Spectral Efficiency of 14 bit/s/Hz“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2012, OM2A.7. DOI: 10.1364/OFC.2012.OM2A.7.
- [12] Arthur James Lowery und Jean Armstrong. „Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems“. In: *Optics Express* 14.6 (März 2006), S. 2079–2084. DOI: 10.1364/OE.14.002079.
- [13] W. Shieh und C. Athaudage. „Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing“. In: *Electronics Letters* 42.10 (2006), S. 587–588. DOI: 10.1049/e1:20060561.
- [14] Sander L. Jansen, Itsuro Morita und Hideaki Tanaka. „16x52.5-Gb/s, 50-GHz spaced, POLMUX-CO-OFDM transmission over 4,160 km of SSMF enabled by MIMO processing“. In: *33rd European Conference on Optical Communications*. Berlin: VDE Verlag, 2007.
- [15] W. Shieh, X. Yi und Y. Tang. „Transmission experiment of multi-gigabit coherent optical OFDM systems over 1000 km SSMF fibre“. In: *Electronics Letters* 43.3 (2007), S. 183–184. DOI: 10.1049/e1:20073496.
- [16] Arthur James Lowery und Jean Armstrong. „Orthogonal-Frequency-Division Multiplexing for Optical Dispersion Compensation“. In: *Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference*. New Jersey: IEEE, März 2007, OTuA4. DOI: 10.1109/OFC.2007.4348761.
- [17] Arthur James Lowery, Liang Bangyuan Du und Jean Armstrong. „Performance of Optical OFDM in Ultralong-Haul WDM Lightwave Systems“. In: *Journal of Lightwave Technology* 25.1 (Jan. 2007), S. 131–138. DOI: 10.1109/JLT.2006.888161.
- [18] Masahiko Jinno u. a. „Spectrum-Efficient and Scalable Elastic Optical Path Network: Architecture, Benefits, and Enabling Technologies“. In: *IEEE Communications Magazine* 47.11 (Nov. 2009), S. 66–73. DOI: 10.1109/MCOM.2009.5307468.
- [19] S. J. Ben Yoo. „Flexible Bandwidth Terabit Coherent Optical Communication Networks by Optical Arbitrary Waveform Generation and Measurement“. In: *IEEE Photonics Society Newsletter* 25.5 (Okt. 2011), S. 5–12.
- [20] William Shieh. „OFDM for Flexible High-Speed Optical Networks“. In: *Journal of Lightwave Technology* 29.10 (2011), S. 1560–1577. DOI: 10.1109/JLT.2011.2132115.
- [21] David Plant u. a. „Flexible Transceivers Using Adaptive Digital Signal Processing for Single Carrier and OFDM“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2013, OTu2I.5. DOI: 10.1364/OFC.2013.OTu2I.5.

- [22] S. Chandrasekhar und Xiang Liu. „OFDM Based Superchannel Transmission Technology“. In: *Journal of Lightwave Technology* 30.24 (Dez. 2012), S. 3816–3823. DOI: 10.1109/JLT.2012.2210861.
- [23] Fred Buchali, Roman Dischler und Axel Klekamp. „OFDM-FDM superchannel transmission and OADM concept“. In: *ITG-Fachbericht 222: Photonische Netze*. Berlin: VDE Verlag, 2010.
- [24] Markus Nölle. „Steigerung der Datenrate in optischen Systemen mit hoher spektraler Effizienz“. In: *ITG-Fachbericht 222: Photonische Netze*. Berlin: VDE Verlag, 2010, S. 195–198.
- [25] R. Schmogrow u. a. „Real-time OFDM or Nyquist pulse generation – which performs better with limited resources?“ In: *Optics Express* 20.26 (Dez. 2012), B543–51. DOI: 10.1364/OE.20.00B543.
- [26] Yuanxiang Chen u. a. „Experimental demonstration of 400 Gb/s optical PDM-OFDM superchannel multicasting by multiple-pump FWM in HNLF“. In: *Optics Express* 21.8 (Apr. 2013), S. 9915–9922. DOI: 10.1364/OE.21.009915.
- [27] R. P. Giddings, X. Q. Jin, H. H. Kee, X. L. Yang und J. M. Tang. „Real-time implementation of optical OFDM transmitters and receivers for practical end-to-end optical transmission systems“. In: *Electronics Letters* 45.15 (2009), S. 800–801. DOI: 10.1049/e1.2009.1060.
- [28] Simin Chen, Qi Yang, Yiran Ma und William Shieh. „Multi-Gigabit Real-Time Coherent Optical OFDM Receiver“. In: *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2009, OTuO4. DOI: 10.1364/OFC.2009.OTuO4.
- [29] Qi Yang u. a. „Real-Time Coherent Optical OFDM Receiver at 2.5-GS/s for Receiving a 54-Gb/s Multi-Band Signal“. In: *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2009, PDPC5. DOI: 10.1364/OFC.2009.PDPC5.
- [30] Fred Buchali, Roman Dischler, Axel Klekamp, Michael Bernhard und Daniel Efinger. „Realisation of a real-time 12.1 Gb/s optical OFDM transmitter and its application in a 109 Gb/s transmission system with coherent reception“. In: *35th European Conference on Optical Communication*. New Jersey: IEEE, 2009.
- [31] R. Schmogrow u. a. „Real-time OFDM transmitter beyond 100 Gbit/s“. In: *Optics Express* 19.13 (Juni 2011), S. 12740–12749. DOI: 10.1364/OE.19.012740.
- [32] Noriaki Kaneda u. a. „Field Demonstration of 100-Gb/s Real-Time Coherent Optical OFDM Detection“. In: *40th European Conference on Optical Communication*. New Jersey: IEEE, 2014, Th.2.5.3. DOI: 10.1109/ECOC.2014.6963892.
- [33] Michael Bernhard, David Rörich und Joachim Speidel. *Zwischenbericht an die Deutsche Forschungsgemeinschaft: Elektronische Schlüsselbausteine für optische OFDM-Systeme hoher Bitrate*. Techn. Ber. Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2013.

- [34] Markus Grözing u. a. „High-speed CMOS DACs and ADCs for Broadband Communication“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. New Jersey: IEEE, Juni 2013. DOI: 10.1109/MWSYM.2013.6697601.
- [35] Ludwig Bergmann und Clemens Schaefer. *Lehrbuch der Experimentalphysik : Band III: Optik*. Hrsg. von Heinrich Gobrecht. 8. Aufl. Berlin, New York: de Gruyter, 1987.
- [36] Nabeel A. Riza. *Photonic Signals and Systems: An Introduction*. New York, Chicago: McGraw-Hill, 2013.
- [37] Gerhard Schiffner. *Optische Nachrichtentechnik: physikalische Grundlagen, Entwicklung, moderne Elemente und Systeme*. Wiesbaden: Teubner, 2005.
- [38] Matthias Seimetz. *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*. Springer Series in Optical Sciences. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2009. DOI: 10.1007/978-3-540-93771-5.
- [39] Yan Han und Guifang Li. „Coherent optical communication using polarization multiple-input-multiple-output“. In: *Optics Express* 13.19 (Sep. 2005), S. 7527–7534. DOI: 10.1364/OPEX.13.007527.
- [40] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, G. Raybon, M. Schnecker und P. J. Pupalaiakis. „56-Gbaud PDM-QPSK: Coherent detection and 2,500-km transmission“. In: *35th European Conference on Optical Communication*. New Jersey: IEEE, 2009.
- [41] H. Grießer, S. Bayer, H. Wernz, B. Koch und R. Noé. „Experimenteller Vergleich von 112Gb/s DP-(D)QPSK mit kohärentem und interferometrischem Empfänger“. In: *ITG-Fachbericht 222: Photonische Netze*. Berlin: VDE Verlag, 2010, S. 173–177.
- [42] Masahito Tomizawa. „DSP aspects for deployment of 100G-DWDM systems in carrier networks“. In: *National Fiber Optic Engineers Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2012, NTh1I. DOI: 10.1364/NFOEC.2012.NTh1I.1.
- [43] Ezra Ip, Alan Pak Tao Lau, Daniel J. F. Barros und Joseph M. Kahn. „Coherent detection in optical fiber systems“. In: *Optics Express* 16.2 (Jan. 2008), S. 753–791. DOI: 10.1364/OE.16.000753.
- [44] Seb J. Savory. „Digital filters for coherent optical receivers“. In: *Optics Express* 16.2 (2008), S. 804–817. DOI: 10.1364/OE.16.000804.
- [45] Matthias Seimetz und Carl-Michael Weinert. „Options, feasibility, and availability of 2 x 4 90° hybrids for coherent optical systems“. In: *Journal of Lightwave Technology* 24.3 (März 2006), S. 1317–1322. DOI: 10.1109/JLT.2005.863251.
- [46] Keigo Iizuka. *Elements of Photonics, Volume II*. New York: John Wiley & Sons, 2002.
- [47] Edgar Voges und Klaus Petermann, Hrsg. *Optische Kommunikationstechnik*. Berlin: Springer-Verlag, 2002.

- [48] International Telecommunication Union. *ITU-T Recommendation G.652 (11/2009)*. Genua, 2009.
- [49] Govind P. Agrawal. *Lightwave Technology: Telecommunication Systems*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [50] Benjamin Koch u. a. „40-krad/s Polarization Tracking in 200-Gb/s PDM-RZ-DQPSK Transmission Over 430 km“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 22.9 (Mai 2010), S. 613–615. DOI: 10.1109/LPT.2010.2043252.
- [51] R. Noé, B. Koch, D. Sandel und V. Mirvoda. „100 krad/s endless polarisation tracking with miniaturised module card“. In: *Electronics Letters* 47.14 (Juli 2011), S. 813–814. DOI: 10.1049/el.2011.1522.
- [52] Xiang Liu und Fred Buchali. „Intra-symbol frequency-domain averaging based channel estimation for coherent optical OFDM“. In: *Optics Express* 16.26 (Dez. 2008), S. 21944–57. DOI: 10.1364/OE.16.021944.
- [53] W. Shieh, X. Yi, Y. Ma und Y. Tang. „Theoretical and experimental study on PMD-supported transmission using polarization diversity in coherent optical OFDM systems“. In: *Optics Express* 15.16 (Aug. 2007), S. 9936–47. DOI: 10.1364/OE.15.009936.
- [54] Sander L. Jansen, Itsuro Morita, Tim C. Schenk und Hideaki Tanaka. „Long-haul transmission of 16x52.5 Gbits/s polarization-division-multiplexed OFDM enabled by MIMO processing (Invited)“. In: *Journal of Optical Networking* 7.2 (2008), S. 173–182. DOI: 10.1364/JON.7.000173.
- [55] J. Karaki u. a. „Dual-polarization multi-band OFDM versus single-carrier DP-QPSK for 100 Gb/s long-haul WDM transmission over legacy infrastructure“. In: *Optics Express* 21.14 (Juli 2013), S. 16982–91. DOI: 10.1364/OE.21.016982.
- [56] Charles J. Koester und Elias Snitzer. „Amplification in a Fiber Laser“. In: *Applied Optics* 3.10 (Okt. 1964), S. 1182–1186. DOI: 10.1364/AO.3.001182.
- [57] Emmanuel Desurvire. *Erbium-Doped Fiber Amplifiers: Principles and Applications*. New York: John Wiley & Sons, 1994.
- [58] Douglas M. Baney, Philippe Gallion und Rodney S. Tucker. „Theory and Measurement Techniques for the Noise Figure of Optical Amplifiers“. In: *Optical Fiber Technology* 6.2 (Apr. 2000), S. 122–154. DOI: 10.1006/ofte.2000.0327.
- [59] John M. Senior und M. Yousif Jamro. *Optical Fiber Communications: Principles and Practice*. 3. Aufl. Harlow: Pearson Education Limited, 2009.
- [60] Klaus Petermann. *Laser diode modulation and noise*. Hrsg. von T. Okoshi und T. Kamiya. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 1991.
- [61] Xingwen Yi, William Shieh und Yiran Ma. „Phase Noise Effects on High Spectral Efficiency Coherent Optical OFDM Transmission“. In: *Journal of Lightwave Technology* 26.10 (Mai 2008), S. 1309–1316. DOI: 10.1109/JLT.2008.919368.
- [62] Keang-Po Ho. *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. New York: Springer, 2005.

- [63] Yan Tang, William Shieh und Brian S. Krongold. „DFT-Spread OFDM for Fiber Nonlinearity Mitigation“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 22.16 (Aug. 2010), S. 1250–1252. DOI: 10.1109/LPT.2010.2052096.
- [64] Dilip Sarwate. *ECE 361 : Lecture 3 : Matched Filters – Part I*. Illinois, 2011.
- [65] Richard Van Nee und Ramjee Prasad. *OFDM for wireless multimedia communications*. Boston: Artech House, 2000.
- [66] Robert W. Chang. „Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission“. In: *Bell System Technical Journal* 45.10 (Dez. 1966), S. 1775–1796. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1966.tb02435.x.
- [67] S. B. Weinstein und Paul M. Ebert. „Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform“. In: *IEEE Transactions on Communication Technology* 19.5 (1971), S. 628–634. DOI: 10.1109/tcom.1971.1090705.
- [68] Stephen B. Weinstein. „The History of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing“. In: *IEEE Communications Magazine* 47.11 (Nov. 2009), S. 26–35. DOI: 10.1109/MCOM.2009.5307460.
- [69] James W. Cooley und John W. Tukey. „An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series“. In: *Mathematics of Computation* 19.90 (1965), S. 297–301.
- [70] Karl-Dirk Kammeyer. *Nachrichtenübertragung*. Hrsg. von Martin Bossert und Norbert Fliege. 4. Aufl. Wiesbaden: Vieweg und Teubner, 2008.
- [71] Athanasios Papoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. New York, St. Louis, San Francisco: McGraw-Hill, 1965.
- [72] Shuangqing Wei, Dennis L. Goeckel und Patrick A. Kelly. „Convergence of the Complex Envelope of Bandlimited OFDM Signals“. In: *IEEE Transactions on Information Theory* 56.10 (Okt. 2010), S. 4893–4904. DOI: 10.1109/TIT.2010.2059550.
- [73] D. Hillerkuss u. a. „26 Tbit s⁻¹ line-rate super-channel transmission utilizing all-optical fast Fourier transform processing“. In: *Nature Photonics* 5.6 (Juni 2011), S. 364–371. DOI: 10.1038/nphoton.2011.74.
- [74] W. Shieh, H. Bao und Y. Tang. „Coherent optical OFDM: theory and design“. In: *Optics Express* 16.2 (Jan. 2008), S. 841–59. DOI: 10.1364/OE.16.000841.
- [75] Q. Yang, Y. Ma und W. Shieh. „107 Gb/s Coherent Optical OFDM Reception Using Orthogonal Band Multiplexing“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2008, PDP7.
- [76] S. L. Jansen, Itsuro Morita, T. C. W. Schenk, Noriyuki Takeda und Hideaki Tanaka. „Coherent Optical 25.8-Gb/s OFDM Transmission Over 4160-km SSMF“. In: *Journal of Lightwave Technology* 26.1 (Jan. 2008), S. 6–15. DOI: 10.1109/JLT.2007.911888.

- [77] Yan Tang, Yiran Ma und William Shieh. „107 Gb/s CO-OFDM Transmission with Inline Chromatic Dispersion Compensation“. In: *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2009, OWW3. DOI: 10.1364/OFC.2009.0WW3.
- [78] L. Hanzo und T. Keller. *OFDM and MC-CDMA*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2006. DOI: 10.1002/9780470031384.
- [79] Markus Grözing u. a. „Design of High-Speed Mixed-Signal Circuits in 65 nm and 28 nm CMOS Technology for Optical Transmitters with Data Rates beyond 100 Gbit/s per Wavelength“. In: *ITG-Fachbericht 248: Photonische Netze*. Berlin: VDE Verlag, 2014, S. 152–155.
- [80] Thomas Alpert, Felix Lang, Damir Ferenci und Markus Grözing. „A 28GS/s 6b Pseudo Segmented Current Steering DAC in 90nm CMOS“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. New Jersey: IEEE, Juni 2011. DOI: 10.1109/MWSYM.2011.5973128.
- [81] Hao Huang u. a. „An 8-bit 100-GS/s Distributed DAC in 28-nm CMOS for Optical Communications“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 63.4 (Apr. 2015), S. 1211–1218. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2403846.
- [82] International Telecommunication Union. *ITU-T Recommendation G.975 (10/2000)*. Genf, 2001.
- [83] Frank Chang, Kiyoshi Onohara und Takashi Mizuochi. „Forward Error Correction for 100 G Transport Networks“. In: *IEEE Communications Magazine* 48.3 (März 2010), S48–S55. DOI: 10.1109/MCOM.2010.5434378.
- [84] Karl-Dirk Kammeyer und Kristian Kroschel. *Digitale Signalverarbeitung*. 6. Aufl. Wiesbaden: Teubner, 2006.
- [85] Michael Bernhard, David Rörich, Thomas Handte und Joachim Speidel. „Analytical and numerical studies of quantization effects in coherent optical OFDM transmission with 100 Gbit/s and beyond“. In: *ITG-Fachbericht 233: Photonische Netze*. Berlin: VDE Verlag, 2012, S. 34–40.
- [86] Michael Bernhard. „Schnelle aufwandsreduzierte Transformationen für die orthogonale Mehrträgermodulation zur optischen Datenübertragung“. Dissertation in Vorbereitung. Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2016.
- [87] Rachid Bouziane u. a. „Dependence of Optical OFDM Transceiver ASIC Complexity on FFT Size“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2012, JW2A.58. DOI: 10.1364/NFOEC.2012.JW2A.58.
- [88] Yuriy M. Greshishchev u. a. „A 56GS/s 6b DAC in 65nm CMOS with 256x6b memory“. In: *IEEE International Solid-State Circuits Conference*. New Jersey: IEEE, Feb. 2011, S. 194–196. DOI: 10.1109/ISSCC.2011.5746279.
- [89] Keysight Technologies. *Keysight M8195A 65 GSa/s Arbitrary Waveform Generator (Datenblatt)*. Santa Rosa, Kalifornien, USA, 2014.

- [90] F. Boes u. a. „Ultra-broadband MMIC-based wireless link at 240 GHz enabled by 64GS/s DAC“. In: *39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*. New Jersey: IEEE, Sep. 2014. DOI: 10.1109/IRMMW-THz.2014.6956202.
- [91] Denis J. G. Mestdagh, Paul Spruyt und Bernard Biran. „Analysis of Clipping Effect in DMT-based ADSL systems“. In: *International Conference on Communications*. New Jersey: IEEE, 1994, S. 293–300. DOI: 10.1109/ICC.1994.369042.
- [92] Michael Bernhard und Joachim Speidel. „Implementation of an IFFT for an Optical OFDM Transmitter with 12.1 Gbit/s“. In: *ITG-Fachbericht 222: Photonische Netze*. Berlin: VDE Verlag, 2010.
- [93] Mark A. Richards. *The Discrete-Time Fourier Transform and Discrete Fourier Transform of Windowed Stationary White Noise*. Techn. Ber. Georgia: Georgia Tech, 2013.
- [94] Paulo S. André und Armando N. Pinto. „Chromatic dispersion fluctuations in optical fibers due to temperature and its effects in high-speed optical communication systems“. In: *Optics Communications* 246 (Feb. 2005), S. 303–311. DOI: 10.1016/j.optcom.2004.11.017.
- [95] H. Bülow u. a. „Measurement of the Maximum Speed of PMD Fluctuation in Installed Field Fiber“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. New Jersey: IEEE, 1999, S. 83–85. DOI: 10.1109/OFC.1999.766343.
- [96] P. M. Krummrich, E.-D. Schmidt, W. Weiershausen und A. Mattheus. „Field trial results on statistics of fast polarization changes in long haul WDM transmission systems“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. New Jersey: IEEE, 2005, OThT6. DOI: 10.1109/OFC.2005.193020.
- [97] William S. C. Chang, Hrsg. *RF Photonic Technology in Optical Fiber Links*. Cambridge: Cambridge University Press, 2002. DOI: 10.1017/CB09780511755729.
- [98] Y. Tang, W. Shieh, X. Yi und R. Evans. „Optimum Design for RF-to-Optical Up-Converter in Coherent Optical OFDM Systems“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 19.7 (2007), S. 483–485. DOI: 10.1109/LPT.2007.893582.
- [99] Pak S. Cho und Moshe Nazarathy. „Bias Control for Optical OFDM Transmitters“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 22.14 (Juli 2010), S. 1030–1032. DOI: 10.1109/LPT.2010.2049198.
- [100] Liang Dou, Zhenning Tao, Ling Liu, Takeshi Hoshida und Jens C. Rasmussen. „Electrical Pre-Distortion Operating at 1 Sample/Symbol with Accurate Bias Control for CD Compensation“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2010, OThT4. DOI: 10.1364/OFC.2010.OThT4.
- [101] Mohammad Sotoodeh, Yves Beaulieu, James Harley und Douglas L. McGhan. „Modulator Bias and Optical Power Control of Optical Complex E-Field Modulators“. In: *Journal of Lightwave Technology* 29.15 (Aug. 2011), S. 2235–2248. DOI: 10.1109/JLT.2011.2158291.

-
- [102] Werner Rosenkranz, Abdulamir Ali und Jochen Leibrich. „Design considerations and performance comparison of high-order modulation formats using OFDM“. In: *12th International Conference on Transparent Optical Networks*. New Jersey: IEEE, Juni 2010. DOI: 10.1109/ICTON.2010.5548940.
- [103] David Rörich, Xiaojie Wang, Michael Bernhard und Joachim Speidel. „Optimal Modulation Index of the Mach-Zehnder Modulator in a Coherent Optical OFDM System Employing Digital Predistortion“. In: *ITG-Fachbericht 241: Photonische Netze*. Berlin: VDE Verlag, 2013, S. 95–100.
- [104] Daniel J. Fernandes Barros und Joseph M. Kahn. „Optical Modulator Optimization for Orthogonal Frequency-Division Multiplexing“. In: *Journal of Lightwave Technology* 27.13 (Juli 2009), S. 2370–2378. DOI: 10.1109/JLT.2008.2010002.
- [105] Xiaojie Wang. „Kompensation der nicht-linearen Kennlinie des externen Modulators in einem optischen Übertragungssystem mit orthogonalem Frequenzmultiplex“. Bachelorarbeit. Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2012.
- [106] Lingchen Huang, Changjian Guo und Sailing He. „Design and analysis of a CO-OFDM transmitter with limited modulator extinction ratio“. In: *IEEE Photonics Journal* 6.3 (2014). DOI: 10.1109/JPHOT.2014.2317676.
- [107] Richard B. Childs und Vincent A. O’Byrne. „Multichannel AM Video Transmission Using a High-Power Nd:YAG Laser and Linearized External Modulator“. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 8.7 (1990), S. 1369–1376. DOI: 10.1109/49.59139.
- [108] Gordon C. Wilson. „Optimized Predistortion of Overmodulated Mach-Zehnder Modulators with Multicarrier Input“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 9.11 (Nov. 1997), S. 1535–1537. DOI: 10.1109/68.634733.
- [109] Yan Tang, Keang-Po Ho und William Shieh. „Coherent Optical OFDM Transmitter Design Employing Predistortion“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 20.11 (Juni 2008), S. 954–956. DOI: 10.1109/LPT.2008.922346.
- [110] Yanir London und Dan Sadot. „Nonlinear Effects Mitigation in Coherent Optical OFDM System in Presence of High Peak Power“. In: *Journal of Lightwave Technology* 29.21 (Nov. 2011), S. 3275–3281. DOI: 10.1109/JLT.2011.2167715.
- [111] David Rörich, Michael Bernhard, Markus Grözing, Thomas Veigel und Joachim Speidel. „Kompensation der nichtlinearen Kennlinie des externen Modulators für optische OFDM-Echtzeit-Systeme“. In: *Modellierung photonischer Komponenten und Systeme : Vorträge des VDE/ITG-Workshops am 15. Februar in Stuttgart*. 2013.
- [112] Marco Breiling, Stefan H. Müller-Weinfurtner und Johannes B. Huber. „SLM peak-power reduction without explicit side information“. In: *IEEE Communications Letters* 5.6 (Juni 2001), S. 239–241. DOI: 10.1109/4234.929598.

-
- [113] Seung Hee Han und Jae Hong Lee. „An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission“. In: *IEEE Wireless Communications* 12.2 (Apr. 2005), S. 56–65. DOI: 10.1109/MWC.2005.1421929.
- [114] Tao Jiang und Yiyan Wu. „An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals“. In: *IEEE Transactions on Broadcasting* 54.2 (Juni 2008), S. 257–268. DOI: 10.1109/TBC.2008.915770.
- [115] Xianbin Wang, T. T. Tjhung und C. S. Ng. „Reduction of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM System Using a Comanding Technique“. In: *IEEE Transactions on Broadcasting* 45.3 (1999), S. 303–307. DOI: 10.1109/11.796272.
- [116] International Telecommunication Union. *ITU-T Recommendation G.711 : Pulse Code Modulation (PCM) of Voice Frequencies*. Genf, 1988.
- [117] Hwan Seok Chung, Sun Hyok Chang und Kwangjoon Kim. „Comanding transform based SPM compensation in coherent optical OFDM transmission.“ In: *Optics Express* 19.26 (Dez. 2011), B702–709. DOI: 10.1364/OE.19.00B702.
- [118] Yasir Rahmatallah, Nidhal Bouaynaya und Seshadri Mohan. „Bit-Error-Rate Performance of Comanding Transforms for OFDM“. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 62.8 (2013), S. 4116–4120. DOI: 10.1109/TVT.2013.2263233.
- [119] David Rörich und Stephan ten Brink. „Modulator Nonlinearity Compensation by Joint Comanding/Predistortion for COOFDM“. In: *Advanced Photonics for Communications*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2014, ST5D.2. DOI: 10.1364/SPPCOM.2014.ST5D.2.
- [120] Alan V. Oppenheim und Ronald W. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. Hrsg. von Alan V. Oppenheim. London: Prentice-Hall, 1989.
- [121] Jan-Jaap van de Beek, Magnus Sandell und Per Ola Börjesson. „ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems“. In: *IEEE Transactions on Signal Processing* 45.7 (Juli 1997), S. 1800–1805. DOI: 10.1109/78.599949.
- [122] Liying Cheng. „Synchronization for an optical orthogonal frequency division multiplexing communication system“. Masterarbeit. Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2013.
- [123] Athanasios Papoulis und S. Unnikrishna Pillai. *Probability, random variables, and stochastic processes*. 4. Aufl. Boston: McGraw-Hill, 2002.
- [124] Ferdinand Classen und Heinrich Meyr. „Synchronization Algorithms for an OFDM System for Mobile Communication“. In: *Codierung für Quelle, Kanal und Übertragung : Vorträge der ITG-Fachtagung vom 26. bis 28. Oktober in München*. Hrsg. von Joachim Hagenauer. Berlin, Offenbach: VDE Verlag, 1994, S. 105–113.
- [125] Michael Speth, Ferdinand Classen und Heinrich Meyr. „Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels“. In: *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*. New Jersey: IEEE, 1997, S. 1807–1811. DOI: 10.1109/VETEC.1997.605870.

-
- [126] Timothy M. Schmidl und Donald C. Cox. „Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM“. In: *IEEE Transactions on Communications* 45.12 (1997), S. 1613–1621. DOI: 10.1109/26.650240.
- [127] H. Minn, M. Zeng und V. K. Bhargava. „On Timing Offset Estimation for OFDM Systems“. In: *IEEE Communications Letters* 4.7 (Juli 2000), S. 242–244. DOI: 10.1109/4234.852929.
- [128] Byungjoon Park, Hyunsoo Cheon, Changeon Kang und Daesik Hong. „A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems“. In: *IEEE Communications Letters* 7.5 (2003), S. 239–241. DOI: 10.1109/LCOMM.2003.812181.
- [129] Lingzi Wang, Tang Xianfeng, Zhang Xiaoguang, Xia Zhang und Xi Lixia. „Modified Timing Synchronization Methods for CO-OFDM System Stressed by CD and PMD“. In: *Asia Communications and Photonics Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2013, AW3F.2. DOI: 10.1364/ACP.2013.AW3F.2.
- [130] Tuan-Anh Truong, Matthieu Arzel, Hao Lin, Bruno Jahan und Michel Jezequel. „New low-complexity and robust time synchronization technique for optical IMDD OFDM transmissions“. In: *Optics Express* 22.12 (Juni 2014), S. 14322–40. DOI: 10.1364/OE.22.014322.
- [131] Shengjiao Cao, Changyuan Yu und Pooi-Yuen Kam. „A performance investigation of correlation-based and pilot-tone-assisted frequency offset compensation method for CO-OFDM“. In: *Optics Express* 21.19 (Sep. 2013), S. 22847–53. DOI: 10.1364/OE.21.022847.
- [132] R. Bouziane u. a. „Generation and transmission of 85.4 Gb/s real-time 16QAM coherent optical OFDM signals over 400 km SSMF with preamble-less reception“. In: *Optics Express* 20.19 (2012), S. 21612–21617. DOI: 10.1364/OE.20.021612.
- [133] Keysight Technologies. *Keysight Technologies 81980A, 81960A, 81940A, 81989A, 81949A, and 81950A Compact Tunable Laser Sources (Datenblatt)*. Santa Rosa, Kalifornien, USA, 2014.
- [134] Teraxion. *TNL - Tunable Narrow Linewidth Laser (Datenblatt)*. Québec, Kanada, 2013.
- [135] NeoPhotonics. *NLW ITLA (Datenblatt)*. San José, Kalifornien, USA, 2015.
- [136] Akira Mizutori, Sze Y. Set, Futoshi Shirazawa und Masafumi Koga. „Stable Costas Loop Homodyne Detection for 20-Gbit/s QPSK Signal Fiber Transmission“. In: *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication*. Institution of Engineering and Technology, 2013, Mo.4.C.1. DOI: 10.1049/cp.2013.1308.
- [137] Sander L. Jansen, Itsuro Morita, Noriyuki Takeda und Hideaki Tanaka. „20-Gb/s OFDM transmission over 4,160-km SSMF enabled by RF-pilot tone phase noise compensation“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2007, PDP15.

-
- [138] Shengjiao Cao, Shaoliang Zhang, Changyuan Yu und Pooi-Yuen Kam. „Full-Range Pilot-Assisted Frequency Offset Estimation for OFDM Systems“. In: *Optical Fiber Communication Conference*. Washington, D.C.: Optical Society of America, 2013, JW2A.53. DOI: 10.1364/NFOEC.2013.JW2A.53.
- [139] Susmita Adhikari u. a. „Stabilization of Self-Coherent OFDM with Injection Locked Laser“. In: *14th International Conference on Transparent Optical Networks*. New Jersey: IEEE, Juli 2012, We.A1.2. DOI: 10.1109/ICTON.2012.6253833.
- [140] Zhixin Liu, Joon-Young Kim, David S. Wu, David J. Richardson und Radan Slavik. „Homodyne OFDM with Optical Injection Locking for Carrier Recovery“. In: *Journal of Lightwave Technology* 33.1 (Jan. 2015), S. 34–41. DOI: 10.1109/JLT.2014.2369994.
- [141] Frowin Derr. „Coherent Optical QPSK Intradyne System: Concept and Digital Receiver Realization“. In: *Journal of Lightwave Technology* 10.9 (1992), S. 1290–1296. DOI: 10.1109/50.156881.
- [142] Thierry Pollet, Mark Van Bladel und Marc Moeneclaey. „BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise“. In: *IEEE Transactions on Communications* 43.2/3/4 (Feb. 1995), S. 191–193. DOI: 10.1109/26.380034.
- [143] Paul H. Moose. „A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction“. In: *IEEE Transactions on Communications* 42.10 (1994), S. 2908–2914. DOI: 10.1109/26.328961.
- [144] Shu-Hao Fan, Jianjun Yu, Dayou Qian und Gee-Kung Chang. „A Fast and Efficient Frequency Offset Correction Technique for Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing“. In: *Journal of Lightwave Technology* 29.13 (2011), S. 1997–2004. DOI: 10.1109/JLT.2011.2156383.
- [145] Ivan Vaklinov. „Frequenzsynchronisation in kohärenten optischen Übertragungssystemen mit orthogonalem Frequenzmultiplex“. Forschungsarbeit. Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2013.
- [146] David Rörich, Ivan Vaklinov und Stephan ten Brink. „Robust Carrier Frequency Offset Estimation with Reduced Overhead for Coherent Optical OFDM Systems“. In: *ITG-Fachbericht 257: Photonische Netze*. Berlin: VDE Verlag, 2015, S. 92–98.
- [147] Sebastian D. Saliba, Mark Junker, Lincoln D. Turner und Robert E. Scholten. „Mode stability of external cavity diode lasers“. In: *Applied Optics* 48.35 (Dez. 2009), S. 6692–6700. DOI: 10.1364/AO.48.006692.
- [148] Alan Barbieri, Giulio Colavolpe, Tommaso Foggi, Enrico Forestieri und Giancarlo Prati. „OFDM versus Single-Carrier Transmission for 100 Gbps Optical Communication“. In: *Journal of Lightwave Technology* 28.17 (Sep. 2010), S. 2537–2551. DOI: 10.1109/JLT.2010.2055041.
- [149] W. Shieh. „Maximum-Likelihood Phase and Channel Estimation for Coherent Optical OFDM“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 20.8 (Apr. 2008), S. 605–607. DOI: 10.1109/LPT.2008.918873.

- [150] Xingwen Yi, William Shieh und Yan Tang. „Phase Estimation for Coherent Optical OFDM“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 19.12 (Juni 2007), S. 919–921. DOI: 10.1109/LPT.2007.897572.
- [151] Wonzoo Chung. „A Matched Filtering Approach for Phase Noise Suppression in CO-OFDM Systems“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 22.24 (Dez. 2010), S. 1802–1804. DOI: 10.1109/LPT.2010.2086053.
- [152] Mohammad E. Mousa-Pasandi u. a. „Experimental demonstration of non-iterative interpolation-based partial ICI compensation in 100G RGI-DP-CO-OFDM transport systems“. In: *Optics Express* 20.14 (Juli 2012), S. 14825–32. DOI: 10.1364/OE.20.014825.
- [153] Xuezhi Hong, Xiaojian Hong und Sailing He. „Linearly interpolated sub-symbol optical phase noise suppression in CO-OFDM system“. In: *Optics Express* 23.4 (Feb. 2015), S. 4691–4702. DOI: 10.1364/OE.23.004691.
- [154] Anekal B. Sripad und Donald L. Snyder. „A Necessary and Sufficient Condition for Quantization Errors to be Uniform and White“. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* 25.5 (Okt. 1977), S. 442–448. DOI: 10.1109/TASSP.1977.1162977.