

# Untersuchung von elektronischer Dispersionskompensation für Multilevelformate nach kohärenter Demodulation

Christina Hebebrand und Werner Rosenkranz

Christian-Albrechts Universität zu Kiel, Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik,  
Kaiserstraße 2, D-24143 Kiel, Deutschland

[ch@tf.uni-kiel.de](mailto:ch@tf.uni-kiel.de)

## Kurzfassung

Durch kohärenten Empfang kann die Demodulation von Multilevelformaten und die Kompensation von Verzerrungen auf dem Kanal in den elektrischen bzw. digitalen Bereich transferiert werden, was eine Reduzierung der Komplexität im optischen Bereich zur Folge hat.

In diesem Beitrag wird die Leistungsfähigkeit der elektronischen Dispersionskompensation mit verschiedenen Arten von Entzerrern für die differenziell vorkodierten Multilevelformate RZ-QPSK, RZ-8PSK und Star-RZ-16QAM nach kohärenter Demodulation untersucht. Betrachtet wird ein einkanaliges System mit einer Datenrate von 10,7Gbaud, sowohl mit linearem als auch mit nichtlinearem Übertragungskanal. Der kohärente Empfänger besteht aus einem freilaufenden Laser, der mittels eines 90°-Hybrids mit dem Empfangssignal gekoppelt wird. Die Ausgänge des 90°-Hybrids werden auf zwei Gegentaktempfänger (Balanced Detection) gegeben. Anschließend wird das Signal elektrisch gefiltert, abgetastet und auf eine digitale Signalverarbeitungseinheit gegeben. Dort finden die Entzerrung und die Phasensynchronisation des Signals statt.

Zur elektronischen Dispersionskompensation werden verschiedene Arten von Entzerrern untersucht. Zum einem lineare Transversalfilter, deren Übertragungsfunktion die inverse Übertragungsfunktion der Faser ist (Inverse System), und zum anderen lineare Transversalfilter, sowohl ohne als auch mit zusätzlichem Decision Feedback Entzerrer, wobei die Koeffizienten mit Hilfe des Minimum Mean Square Error (MMSE) Kriteriums bestimmt werden (Zero-forcing Entzerrung). Für die Filter mit dem inversen System werden zwei bzw. vier Abtastwerte pro Symbol verwendet, für die Zero-Forcing Filter zwei Abtastwerte pro Symbol.

Für diese Arten von Entzerrern wird für verschiedene Filterordnungen die OSNR-Degradation bei einer Bitfehlerrate von  $10^{-4}$  für den linearen und den nichtlinearen Kanal mit Hilfe von Monte-Carlo Simulationen für die zu untersuchenden Multilevelformate bestimmt. Anhand der simulierten OSNR-Degradation wird danach die Dispersionsstoleranz für die verschiedenen Multilevelformate mit den jeweiligen Entzerrern berechnet.

## 1 Einleitung

Durch den steigenden Bedarf an Übertragungskapazität ist es notwendig geworden, bandbreiteneffizientere Methoden zur Übertragung über den optischen Kanal einzusetzen. Eine Möglichkeit ist die Verwendung von mehrstufigen Modulationsformaten, so genannten Multilevelformaten. Der Empfang dieser Formate mit dem normalerweise verwendeten Direktempfänger kann jedoch zu einem komplexen Aufbau im optischen Bereich führen. Diese Komplexität im Optischen kann durch kohärenten Empfang reduziert werden, da die Demodulation der Multilevelformate im Elektrischen durchgeführt werden kann. Die notwendige Trägersynchronisation kann heutzutage, durch die Verfügbarkeit von digitalen Hochgeschwindigkeits-Signalverarbeitungseinheiten, in den digitalen Bereich transferiert werden [1, 2], welche bisher mittels eines optischen Phasenregelkreises stattfand. Des Weiteren kann auch die Kompensation von Verzerrungen des Kanals ins Elektrische bzw. Digitale transferiert werden.

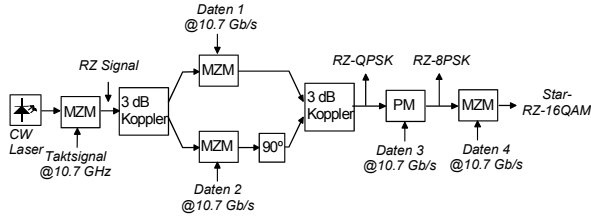
In diesem Beitrag wird daher die Leistungsfähigkeit von Entzerrern zur elektronischen Dispersionskom-

ensation für den linearen und nichtlinearen optischen Kanal nach kohärentem Empfang für die Multilevelformate RZ-QPSK, RZ-8PSK und Star-RZ-16QAM untersucht. Zur Bestimmung der Koeffizienten werden die inverse Faserübertragungsfunktion und ein Zero-forcing Ansatz verwendet. Die Leistungsfähigkeit der Entzerrer wird durch die OSNR-Degradation bei einer Bitfehlerrate von  $10^{-4}$  mit Hilfe von Monte-Carlo Simulationen bestimmt.

## 2 Simulationsaufbau

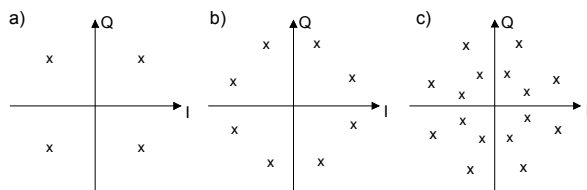
Abb.1 zeigt den Senderaufbau für die Modulationsformate RZ-QPSK, RZ-8PSK und Star-RZ-16QAM. Für 21,4Gb/s RZ-QPSK wird der parallele Aufbau verwendet [3]. Aufbauend auf dieser Struktur wird mit einem zusätzlichen Phasenmodulator (PM) 32,1Gbit/s RZ-8PSK [4] erzeugt. Aus RZ-8PSK kann wiederum mit einem weiteren Mach-Zehnder Modulator (MZM) 42,8Gb/s Star-RZ-16QAM generiert werden. Dieser zusätzliche MZM wird so angesteuert, dass das Ringverhältnis (RV) (das Amplitudenverhältnis des äußeren Rings zum inneren Ring (Abb.

2c) Zwei beträgt [5]. Alle drei Modulationsformate haben eine Symbolrate von 10,7 Gbaud und demnach den gleichen Bandbreitenbedarf. Die Daten für alle drei Modulationsformate sind differenziell vorkodiert. In Abb. 2 sind die Signalraumkonstellationen der Modulationsformate zu sehen.



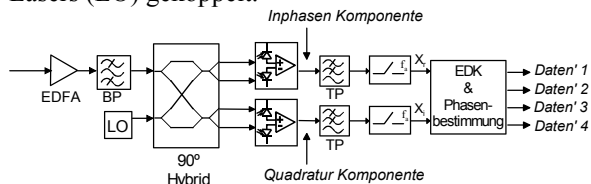
**Abb. 1:** Senderaufbau für RZ-QPSK, RZ-8PSK und Star-RZ-16QAM; MZM: Mach-Zehnder Modulator; PM: Phasenmodulator

Untersucht wird ein Einkanalssystem bestehend aus einer SSMF ( $D = 17 \text{ ps/nm/km}$ ,  $\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$  und  $\gamma = 1,6215 \text{ 1/W/km}$ ) mit variabler Länge zur Einstellung der chromatischen Dispersion (CD) und einem optischen Dämpfungsglied, um das gewünschte OSNR einzustellen. In den Simulationen wird die Faser zunächst linear und dann nichtlinear betrachtet, d.h. im linearen Fall wird nur CD und im nichtlinearen Fall CD und Selbstphasenmodulation (SPM) betrachtet. Die mittlere Fasereingangsleistung beträgt für den nichtlinearen Fall für alle Modulationsformate 5 dBm.



**Abb. 2:** Signalraumkonstellationen für a) RZ-QPSK, b) RZ-8PSK und c) Star-RZ-16QAM

In Abb. 3 ist der Empfängeraufbau dargestellt. Das Signal wird am Eingang des Empfängers optisch verstärkt und mit einem optischen Bandpass (Gaußfilter,  $f_{3\text{dB}}=44 \text{ GHz}$ ) gefiltert. Anschließend wird das Signal mittels eines  $2 \times 4 \text{ } 90^\circ$  Hybrids mit dem Signal eines Lasers (LO) gekoppelt.



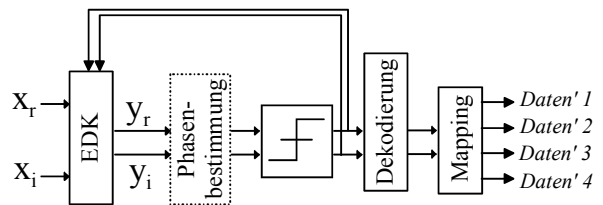
**Abb. 3:** Empfängeraufbau für RZ-QPSK, RZ-8PSK und Star-RZ-16QAM; TP: Tiefpassfilter; BP: Bandpassfilter; EDK: Elektronische Dispersionskompensation

Die Ausgänge des  $90^\circ$ -Hybrids werden auf zwei Gegentaktempfänger (Balanced Detection) gegeben. Daraufhin werden sowohl die Inphasen- als auch die

Quadratur-Komponente mit einem Tiefpass (Butterworth 3. Ordnung,  $f_{3\text{dB}}=11 \text{ GHz}$ ) gefiltert, mit der Abtastfrequenz  $f_a$  abgetastet und in einer digitalen Signalverarbeitungseinheit weiterverarbeitet.

### 3 Digitale Signalverarbeitung

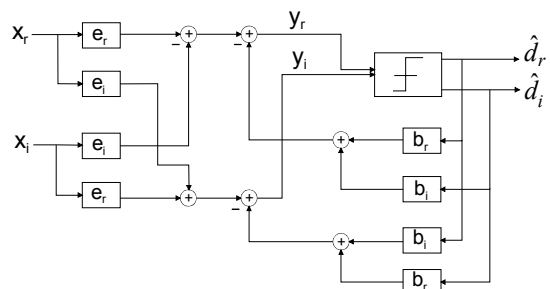
In der digitalen Signalverarbeitungseinheit finden die Entzerrung und die Phasensynchronisation statt. Um die Effizienz der elektronischen Dispersionskompensation (EDK) untersuchen zu können, wird in diesem Beitrag idealer homodyner Empfang und eine unendlich schmale Laserlinienbreite angenommen. Aufgrund dieser Annahmen kann die Phasensynchronisation im Folgenden vernachlässigt werden. Abb. 4 zeigt das Blockschaltbild der digitalen Signalverarbeitung beispielhaft für ein 16-stufiges Modulationsformat. Für andere Modulationsformate ändert sich nur die Zuordnung der Symbole zur Bitdarstellung (Mapping).



**Abb. 4:** Blockschaltbild der digitalen Signalverarbeitung für ein 16-stufiges Modulationsformat; EDK: Elektronische Dispersionskompensation

#### 3.1 Elektronische Dispersionskompensation

Der erste Block in Abb. 4 ist die EDC. Zur Dispersionskompensation werden im Folgenden lineare Transversalfilter mit und ohne entscheidungsrückgekoppelte Filter betrachtet. Die Vorwärtsfilter werden im Weiteren mit  $\text{FFE}[x]$  und die entscheidungsrückgekoppelten Filter mit  $\text{DFE}[x]$  bezeichnet, wobei  $x$  der Anzahl der Koeffizienten des jeweiligen Filters entspricht. Zur Koeffizientenbestimmung werden das Inverse System und ein Zero-forcing Ansatz betrachtet. Die Struktur des komplexen Basisbandentzerrers ist in Abb. 5 zu sehen.



**Abb. 5:** Struktur des komplexen Basisbandentzerrers

### 3.1.1 Inverses System (IS)

Zur Entzerrung verwendet das Inverse System die inverse, d.h. die konjugiert komplexe Faserübertragungsfunktion.

$$H(f) = e^{j2\pi^2 f^2 \beta_2 L} = H_{Faser}^{-1}(f) \quad (1)$$

Mit Hilfe der inversen Fourier Transformation werden die Koeffizienten aus der Übertragungsfunktion berechnet [6]:

$$e_k = h(kT_a) = \int_{-\frac{f_a}{2}}^{\frac{f_a}{2}} H(f) e^{j2\pi f k T_a} df \quad (2)$$

Hierbei ist  $f_a$  die Abtastfrequenz, mit der das elektrische Signal abgetastet wird (Abb.3). Die Integralgrenzen ergeben sich aus der Abtastung im Zeitbereich mit  $T_a = 1/f_a$ , was zu einem mit  $f_a$  periodischen Spektrum führt. Gleichung (2) kann folgenderweise umgeformt werden:

$$e_k = h(kT_a) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) \text{rect}\left(\frac{f}{f_a}\right) e^{j2\pi f k T_a} df \quad (3)$$

Anhand von Gleichung (3) ist die Auswirkung der Abtastfrequenz auf die Koeffizienten zu erkennen. Die Multiplikation mit einer Rechteckfunktion hat eine Faltung mit einer Si-Funktion im Zeitbereich zur Folge. Je größer die Abtastfrequenz, desto schmaler ist die Si-Funktion und desto geringer sind die Verzerrungen der Koeffizienten im Vergleich zur Impulsantwort der Faser. Daher wird die Leistungsfähigkeit des Inversen Systems zum einen für zwei Abtastwerte pro Symbol (IS2) und zum anderen für vier Abtastwerte pro Symbol (IS4) untersucht. Für beide Abtastraten werden verschiedene Filterlängen betrachtet, wobei die Ordnung des Filters für den IS4-Entzerrer doppelt so groß gewählt wird wie für den IS2-Entzerrer, sodass die Filterlaufzeit für beide Entzerrer gleich ist. Um die gewünschte Filterlänge einzustellen, wird im Zeitbereich eine Fensterung mit einer Rechteckfunktion durchgeführt.

### 3.1.2 Zero-forcing (ZF)

Für den Zero-forcing Entzerrer werden die Koeffizienten der Vorwärts- und der Rückwärtsfilter mittels des minimalen mittleren quadratischen Fehlers (MMSE) bestimmt. Die Bestimmung mit Hilfe des MMSE sagt aus, dass das mittlere Quadrat der Differenz aus dem entzerrten Signal  $y$  und den Daten  $d$  einer bekannten Trainingssequenz im Abtastzeitpunkt  $vT_a$  minimal werden soll.

$$F_{MSE} = E\{[y(vT_a) - d(vT_a)]^2\} = \text{Min} \quad (4)$$

Aus Gleichung (4) ergeben sich die Bestimmungsgleichungen für die Vorwärts- und Rückwärtsfilter des ZF-Entzerrers [7]. Die Inphasen- und Quadraturkomponenten werden entsprechend der Abb. 5 ge-

meinsam entzerrt. Die entzerrten Signale  $y_r$  und  $y_i$  setzen sich demnach sowohl aus der Inphasenkomponente  $x_r$  als auch aus der Quadraturkomponente  $x_i$  des empfangenen Signals und den entsprechenden Entzerrerkoeffizienten  $e_r$  und  $e_i$  zusammen.

$$y_r = e_r * x_r + e_i * x_i \quad (5)$$

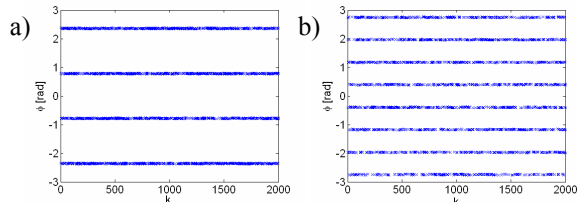
bzw.

$$y_i = e_r * x_i + e_i * x_r \quad (6)$$

Ebenso wie für das Inverse System wird auch hier die Leistungsfähigkeit für unterschiedliche Filterlängen der Vorwärts- und Rückwärtsfilter untersucht. Für den Zero-forcing Entzerrer wird eine Abtastrate von zwei Abtastwerten pro Symbol verwendet, was sich im Folgend als ausreichend erweist.

## 3.2 Entscheidung und Dekodierung

Nach der Entzerrung wird das Signal im Entscheider weiterverarbeitet (Abb. 4). Dort findet eine Entscheidung nach Phasen statt, d. h. vor der eigentlichen Entscheidung wird die Phase des empfangenen Signals berechnet und daraufhin entschieden. Für Star-RZ-16QAM muss zusätzlich noch der Betrag des Signals entschieden werden. Abb. 6 zeigt ein zeitdiskretes Signal nach der Berechnung der Phase und vor der Entscheidung für RZ-QPSK und RZ-8PSK bzw. Star-RZ-16QAM für den rauschfreien Zustand und ohne Übertragungskanal.



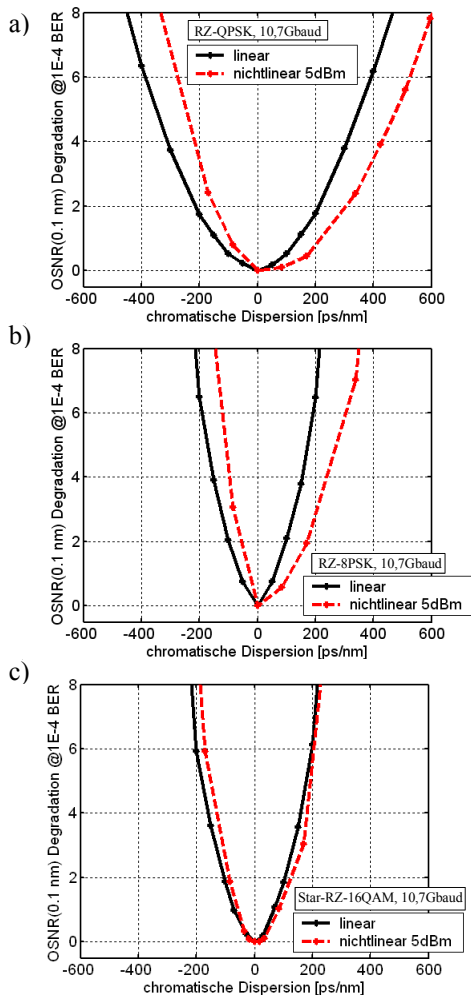
**Abb. 6:** Phase des zeitdiskreten Signals über  $k$  (entspricht Abtastzeitpunkt  $kT_s$ ) vor der Entscheidung für a) RZ-QPSK und b) RZ-8PSK bzw. Star-RZ-16QAM für den rauschfreien Zustand und ohne Übertragungskanal

Die am Ausgang des Entscheiders anliegenden entschiedenen Symbole werden anschließend im Dekoder differentiell dekodiert.

## 4 Ergebnisse und Diskussion

Im Folgenden wird die Leistungsfähigkeit der verschiedenen Entzerrer für RZ-QPSK, RZ-8PSK und Star-RZ-16QAM untersucht. Dazu wird die Dispersionstoleranz für den linearen Kanal (lineare Dispersionstoleranz) und für den nichtlinearen Kanal (nichtlineare Dispersionstoleranz) bei einer OSNR-Degradation von 2dB bestimmt.

In Abb. 7 ist die OSNR-Degradation bei einer Bitfehlerrate von  $10^{-4}$  für alle untersuchten Modulationsformate ohne EDC dargestellt. Für alle Modulationsformate ist die Rechtsverschiebung der Dispersionswanne für den nichtlinearen Kanal durch die Interaktion von CD und SPM zu erkennen. Ebenso zeigt sich, dass RZ-QPSK sowohl eine größere lineare als auch nichtlineare Dispersionstoleranz (Tabelle 1 und 2) hat, als die beiden anderen Formate. Dies lässt sich durch die größere Phasendifferenz zwischen zwei benachbarten Symbolen in der Signalraumkonstellation erklären (Abb. 6).



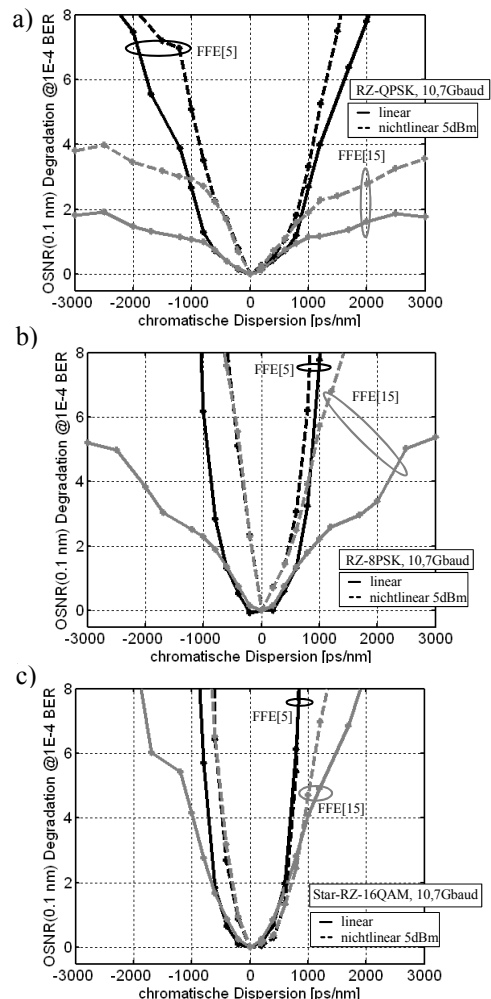
**Abb. 7:** OSNR-Degradation über CD bei einer BER von  $10^{-4}$  ohne EDC für den linearen und den nichtlinearen Kanal für a) RZ-QPSK, b) RZ-8PSK und c) Star-RZ-16QAM

Im linearen Fall haben RZ-8PSK und Star-RZ-16QAM eine nahezu gleiche Dispersionstoleranz, da Bitfehler aufgrund von Amplitudenstörungen für Star-RZ-16QAM mit dem gewählten Ringverhältnis für diese Dispersionswerte zu vernachlässigen sind. Für den nichtlinearen Fall hat Star-RZ-16QAM jedoch eine kleinere Dispersionstoleranz als RZ-8PSK. Durch die unterschiedlichen Beträge der beiden Ringe von Star-RZ-16QAM erfährt jeder der beiden Ringe

eine unterschiedliche, durch SPM induzierte, nichtlineare Phasendrehung. Da alle Modulationsformate die gleiche mittlere Fasereingangsleistung haben, ist die nichtlineare Phasendrehung für die Symbole auf dem äußeren Ring größer und für die Symbole auf dem inneren Ring kleiner als die nichtlineare Phasendrehung der Symbole von RZ-QPSK bzw. RZ-8PSK.

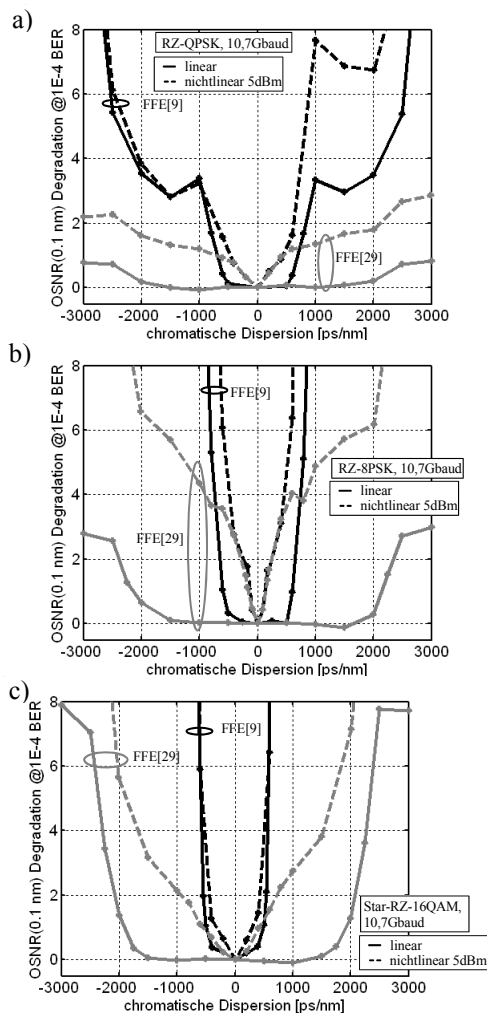
Im Folgenden wird der Entzerrer mit dem Inversen System mit einer Abtastrate von zwei Abtastwerten pro Symbol für Filterlängen von fünf und 15 Koeffizienten ohne DFE betrachtet (Abb. 8).

Es ist zu erkennen, dass sich mit steigender Filterlänge die Dispersionstoleranz vergrößert. Auch hier zeigt RZ-QPSK die größte lineare und nichtlineare Dispersionstoleranz gegenüber den anderen beiden Formaten. Für Star-RZ-16QAM führt im linearen Fall für größere Dispersionswerte die zusätzliche Amplitude zu einer schlechteren OSNR-Performanz gegenüber RZ-8PSK.



**Abb. 8:** OSNR-Degradation über CD bei einer BER von  $10^{-4}$  für das Inverse System mit zwei Abtastwerten pro Symbol mit fünf und 15 Koeffizienten für den linearen und den nichtlinearen Kanal für a) RZ-QPSK, b) RZ-8PSK und c) Star-RZ-16QAM

Im nichtlinearen Fall ist die Leistungsfähigkeit des IS2-Entzerrers für alle Modulationsformate deutlich schlechter als für den linearen Fall. Durch die Interaktion von Dispersion und SPM auf dem nichtlinearen Kanal und durch das lineare Konzept des Inversen Systems mit nur zwei Abtastwerten pro Symbol können die Verzerrungen des Kanals nur unzureichend kompensiert werden. Auffällig ist jedoch, dass im nichtlinearen Fall die Dispersionstoleranz von Star-RZ-16QAM größer ist als die Dispersionstoleranz von RZ-8PSK. Durch die kleinere nichtlineare Phasendrehung des inneren Rings im Vergleich zur nichtlinearen Phasendrehung von RZ-8PSK kann der IS2-Entzerrer die Hälfte der Symbole von Star-RZ-16QAM besser entzerren, was zu einer verbesserten OSNR-Performanz führt.

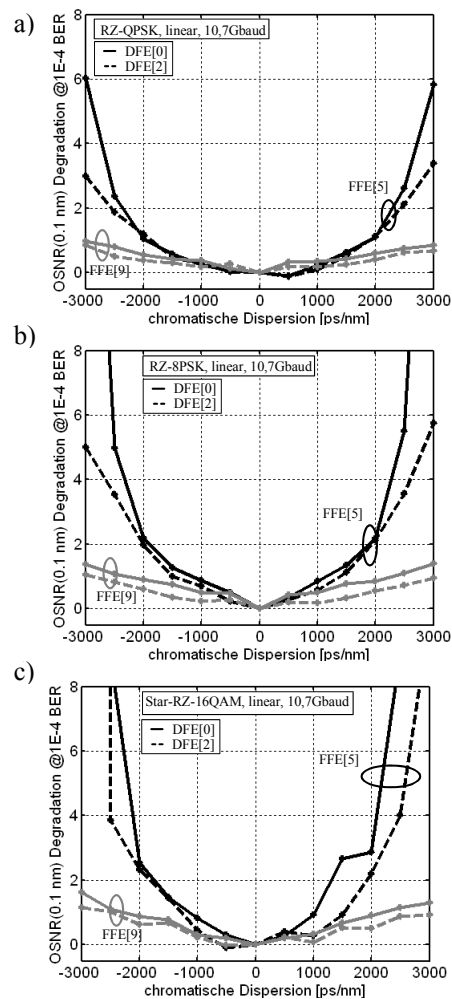


**Abb. 9:** OSNR-Degradation über CD bei einer BER von  $10^{-4}$  für das Inverse System mit vier Abtastwerten pro Symbol mit neun und 29 Koeffizienten für den linearen und den nichtlinearen Kanal für a) RZ-QPSK, b) RZ-8PSK und c) Star-RZ-16QAM

Für den IS4-Entzerrer wird die Abtastrate auf vier Abtastwerte pro Symbol verdoppelt. Aus Abb. 9 ist zu erkennen, dass sich die Leistungsfähigkeit des IS4-Entzerrers für den linearen Kanal im Vergleich zum

IS2-Entzerrers insbesondere für die größere Filterlänge deutlich verbessert. Ansonsten zeigt der IS4-Entzerrers das gleiche prinzipielle Verhalten wie der IS2-Entzerrers: Mit steigender Filterlänge verbessert sich die OSNR Performanz, RZ-QPSK hat die größte lineare und nichtlineare Dispersionstoleranz gegenüber den anderen beiden Formaten, für den nichtlinearen Fall verschlechtert sich die Leistungsfähigkeit des Entzerrers deutlich und die nichtlineare OSNR-Performanz von Star-RZ-16QAM ist besser als die von RZ-8PSK.

Anhand dieser Ergebnisse ist zu erkennen, dass der Entwurf des Inversen Systems lediglich der chromatischen Dispersion Rechnung trägt und den Einfluss der SPM unberücksichtigt lässt.

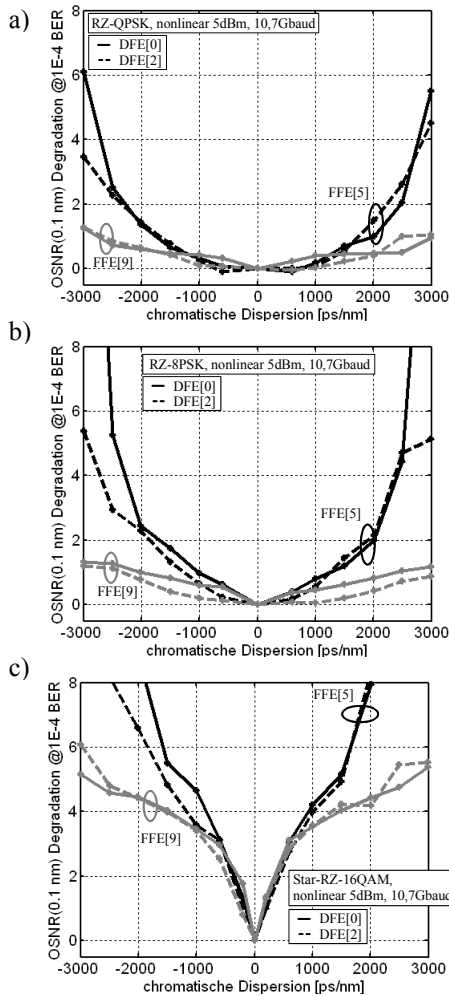


**Abb. 10:** OSNR-Degradation über CD bei einer BER von  $10^{-4}$  für den Zero-forcing Entzerrers mit FFE[5] und FFE[9] ohne DFE (DFE[0]) und mit DFE 2. Ordnung (DFE[2]) für den linearen Kanal für a) RZ-QPSK, b) RZ-8PSK und c) Star-RZ-16QAM

Als nächstes wird der Zero-forcing Ansatz betrachtet. In Abb. 10 ist die Dispersionstoleranz für den linearen Kanal zu sehen. Der ZF-Entzerrers mit FFE[5] zeigt für RZ-QPSK die beste Leistungsfähigkeit, welche insbesondere für große Dispersionswerte mit einem

zusätzlichen Rückkopplungsfilter noch gesteigert werden kann. Wird die Filterlänge des Vorwärtsfilters auf neun Koeffizienten erhöht, so ist die Leistungsfähigkeit des ZF-Entzerrers für alle Modulationsformate nahezu gleich. Für den hier untersuchten Dispersionsbereich ergibt sich für FFE[9] auch keine nennenswerte Verbesserung durch zusätzliche Rückkopplungsfilter.

Im nichtlinearen Fall (Abb. 11) ergibt sich für RZ-QPSK und RZ-8PSK nur eine sehr geringe Verschlechterung der OSNR-Performanz.



**Abb. 11:** OSNR-Degradation über CD bei einer BER von 10<sup>-4</sup> für den Zero-forcing Entzerrer mit FFE[5] und FFE[9] ohne DFE (DFE[0]) und mit DFE 2. Ordnung (DFE[2]) für den nichtlinearen Kanal für a) RZ-QPSK, b) RZ-8PSK und c) Star-RZ-16QAM

Für Star-RZ-16QAM ist die Verschlechterung jedoch sehr deutlich. Diese Verschlechterung lässt sich dadurch erklären, dass beim Entwurf des ZF-Entzerrers sowohl der Einfluss der chromatischen Dispersion als auch der Einfluss von SPM berücksichtigt wird. Dadurch wird für Star-RZ-16QAM die Entzerrung schwieriger. Aufgrund der unterschiedlichen nichtlinearen Phasendrehungen der beiden Ringe kann die Berechnung der Koeffizienten nur einen Kompromiss

für die Kompensation beider Phasendrehungen liefern. Daher ist vor der Entzerrung für eine solche Mehrfachring-Konstellation die Kompensation der SPM-induzierten Phasendrehung empfehlenswert. Eine Möglichkeit ist z.B. die Kompensation der nichtlinearen Phasendrehung des Signals im Optischen mit Hilfe eines Phasenmodulators. Dazu wird das optische Signal mittels eines 3dB-Kopplers aufgeteilt. Das eine optische Signal durchläuft den Phasenmodulator, während im zweiten Zweig die Intensität mit einer Photodiode detektiert wird. Das elektrische Signal wird anschließend verstärkt und dann dazu verwendet den Phasenmodulator anzusteuern. Eine solche Methode wird in [8] zur Kompensation von nichtlinearem Phasenrauschen verwendet.

In den Tabellen 1 und 2 sind die linearen bzw. nichtlinearen Dispersionstoleranzen der Modulationsformate für alle untersuchten Entzerrer bei einer OSNR-Degradation von 2dB zusammengefasst.

Anhand dieser Tabellen ist zu erkennen, dass für den linearen Kanal der ZF-Entzerrer mit FFE[9] für alle untersuchten Modulationsformate die beste Wahl zur Dispersionskompensation ist.

		RZ-QPSK	RZ-8PSK	Star-RZ-16QAM
	w/o EDC	420	195	195
IS2	FFE[5]	1810	1360	1210
	FFE[15]	>6000	1750	1300
IS4	FFE[9]	1670	1290	1100
	FFE[29]	>6000	4740	4150
ZF	FFE[5]-DFE[0]	4660	3790	3050
	FFE[5]-DFE[2]	4990	3940	3740
	FFE[9]-DFE[0]	>6000	>6000	>6000
	FFE[9]-DFE[2]	>6000	>6000	>6000

**Tabelle 1:** Dispersionstoleranz in ps/nm der Modulationsformate für den linearen Kanal für alle untersuchten Entzerrer bei einer OSNR-Degradation von 2dB bei 10,7Gbaud

		RZ-QPSK	RZ-8PSK	Star-RZ-16QAM
	w/o EDC	450	220	210
IS2	FFE[5]	1320	650	960
	FFE[15]	1560	690	1020
IS4	FFE[9]	1320	500	870
	FFE[29]	4400	530	1650
ZF	FFE[5]-DFE[0]	4750	3680	730
	FFE[5]-DFE[2]	4560	3760	810
	FFE[9]-DFE[0]	>6000	>6000	630
	FFE[9]-DFE[2]	>6000	>6000	850

**Tabelle 2:** Dispersionstoleranz in ps/nm der Modulationsformate für den nichtlinearen Kanal bei 5dBm mittlerer Fasereingangsleistung für alle untersuchten Entzerrer bei einer OSNR-Degradation von 2dB bei 10,7Gbaud

Für den nichtlinearen Kanal ist der ZF-Entzerrer mit FFE[9] für RZ-QPSK und RZ-8PSK ebenfalls die

beste Wahl zur Dispersionskompensation. Dies gilt ebenfalls für Star-RZ-16QAM, auch wenn die Leistungsfähigkeit des ZF-Entzerrers für kleinere Dispersionswerte geringer als die der IS-Entzerrer ist.

## 5 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurde die Leistungsfähigkeit von verschiedenen Entzerrern zur Dispersionskompensation nach kohärentem Empfang untersucht. Dazu wurde die Dispersionstoleranz für die Modulationsformate RZ-QPSK, RZ-8PSK und Star-RZ-16QAM für den linearen und nichtlinearen Kanal betrachtet. Es hat sich herausgestellt, dass der ZF-Entzerrer mit neun Koeffizienten (FFE[9]) sowohl für den linearen als auch den nichtlinearen Fall die beste Wahl zur Dispersionskompensation für alle drei Modulationsformate ist. So lässt sich z.B. für RZ-QPSK mit 21,4Gb/s eine Dispersionstoleranz von  $\pm 3000$  ps/nm bei einer OSNR-Degradation von 2dB erreichen, was einer Übertragung von etwa 180km über eine Standard-Einmodenfaser (SSMF) entspricht. Für Star-RZ-16QAM, bzw. für alle Mehrfachring-Konstellationen ist jedoch eine vorherige Kompensation der SPM-induzierten Phasendrehung sinnvoll, da sich ansonsten die Leistungsfähigkeit des ZF-Entzerrers stark verschlechtert.

## 6 Literatur

- [1] R. Noe: "PLL-free synchronous QPSK receiver concept with digital I&Q baseband processing", ECOC 2004, We4.P.120
- [2] M. G. Taylor: "Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments", IEEE-PTL, Vol.16, No. 2, pp. 674-676 (2004)
- [3] R. A. Griffin, A. C. Carter: "Optical differential quadrature phase-shift key (oDQPSK) for high capacity optical transmission", OFC 2002, paper Wx6
- [4] M. Serbay, C. Wree, W. Rosenkranz: "Experimental Investigation of RZ-8DPSK at 3x 10.7Gb/s", LEOS 2005, paper WE-3
- [5] L. Hanzo et al: "Quadrature Amplitude Modulation", IEEE Press, Wiley, Chichester, 2004
- [6] U. Tietze, Ch. Schenk: "Halbleiter-Schaltungstechnik", Springer, Berlin, 11. Auflage, 2002
- [7] K.-D. Kammeyer: "Nachrichtenübertragung", B. G. Teubner, Stuttgart, 3. Auflage, 2004
- [8] C. Xu, X. Liu: "Postnonlinearity compensation with data-driven phase modulators in phase-shift keying transmission", Optics Letters, Vol. 27, No. 18, 1619-1621, 2002