

Vergleich des DPSK und Duobinär Modulationsformates mit FEC für die kosteneffiziente Optimierung faseroptischer Systeme

Stefan Schöllmann, Patrick Faraj, Jochen Leibrich und Werner Rosenkranz

Lehrstuhl für Nachrichten und Übertragungstechnik, Technische Fakultät der Christian Albrechts Universität zu Kiel,
Kaiserstr. 2, D-24143 Kiel
sts@tf.uni-kiel.de

Kurzfassung

In diesem Beitrag wird das Duobinär-Modulationsformat mit dem RZ-DPSK Modulationsformat hinsichtlich eines kosteneffizienten Upgrades mit Hilfe von Forward Error Correction (FEC) untersucht. Dabei steht im Vordergrund der Einfluss der Dispersion auf verschiedene Overheads (OH) des RS-Codes in dispersions- bzw. rauschbegrenzten Systemen. Als aussagekräftiges Vergleichskriterium wird hierzu die Dispersionstoleranz herangezogen. Es wird an Hand der Simulationsergebnisse gezeigt, dass das Duobinär Modulationsformat einen deutlich höheren OH toleriert und somit flexibler ist, als das RZ-DPSK Modulationsformat.

1 Einleitung

Im Bereich der optischen Nachrichtenübertragung wird aufgrund des Kostendrucks dazu übergegangen, sehr kosteneffizient bestehende Systeme zu optimieren. Dies kann durch die Verwendung von neuen Modulationsformaten verwirklicht werden, die bessere Übertragungseigenschaften besitzen als das herkömmlich verwendete ASK-Modulationsformat. Zwei vielversprechendste Formate hinsichtlich des Kosten/Nutzen-Faktors sind dabei das Duobinär-Modulationsformat und das RZ-DPSK Modulationsformat [1,2].

In diesem Beitrag wird ein Vergleich der beiden oben genannten Modulationsformate unter Verwendung der Forward Error Correction (FEC) mit Hilfe von Simulationsergebnissen vorgestellt. Besonderes Augenmerk wird dabei auf die Verwendung des Reed-Solomon Codes (RS) mit unterschiedlichen Overheads in dispersionsbegrenzten 10 Gb/s und 40 Gb/s Systemen gelegt.

Mit Hilfe der FEC ist es möglich, Übertragungsfehler zu korrigieren, indem Redundanz in Form von Prüfbits den zu übertragenden Informationsbits hinzugefügt wird. Dabei gilt allgemein, je größer die Redundanz desto effektiver die Korrekturmöglichkeit des jeweiligen Codes. Andererseits werden die besseren Korrektureigenschaften mit einer erhöhten Datenrate erkauft, die sich in einem breiteren Spektrum widerspiegelt. Damit verbunden ist somit der erhöhte Einfluss der chromatischen Dispersion.

Die Kernproblematik besteht darin, für das jeweilige Modulationsformat den optimalen Overhead für variable empfangene Eingangsleistungen zu finden, der einerseits gute Korrektureigenschaften besitzt und andererseits eine nicht zu starke Störung des Signals aufgrund der Dispersion hervorruft. Als aussagekräftiges Kriterium wird hierzu die Disper-

sionstoleranz bestimmt. Der Beitrag ist daher wie folgt gegliedert. Im zweiten Abschnitt werden die untersuchten Modulationsformate und die Grundlagen der Forward Error Correction vorgestellt. Im dritten Abschnitt werden die Simulationsergebnisse und die Simulationsvorgehensweise präsentiert. Daran anschließend werden in Abschnitt vier die Simulationsergebnisse vorgestellt und diskutiert.

2 Grundlagen

Die Intention dieses Abschnitts besteht darin, einen Überblick hinsichtlich FEC, den untersuchten Modulationsformaten (RZ-DPSK, Duobinär) und den berücksichtigten Systemeinflüssen (Dispersion und Rauschen) zu geben.

2.1 Grundlagen der FEC

FEC bietet die Möglichkeit Übertragungsfehler zu korrigieren, die hauptsächlich durch statistische Systemeinflüsse, wie z.B. Rauschen entstanden sind [3].

Hierzu wird Redundanz in Form von Prüfbits den zu übertragenen Informationsbits hinzugefügt. Das Verhältnis zwischen Prüfbits und Informationsbits wird als Overhead (OH) bezeichnet. Einerseits gilt, dass je mehr OH vorhanden ist desto größer ist die Fehlerkorrekturmöglichkeit. Andererseits bewirkt das Hinzufügen der Prüfbits eine Erhöhung der Datenrate und somit auch eine Verbreiterung des Spektrums. An Hand von Graphik 1 sollen die wichtigsten Begriffe der FEC erläutert werden.

Dabei ist die BER über der empfangenen Eingangsleistung aufgetragen. Die mittlere Kurve stellt dabei den unkodierten Fall dar, sprich sie spiegelt die Systemeigenschaften ohne Verwendung von FEC wieder. Die kodierte Kurve repräsentiert das Sys-

temverhalten mit der erhöhten Datenrate aufgrund der hinzugefügten Prüfbits. Der Abstand zwischen der unkodierten Kurve und der kodierten Kurve wird als Coding Loss (CL) bezeichnet und ist in erster Linie vom Overhead und den Systemeinflüssen abhängig.

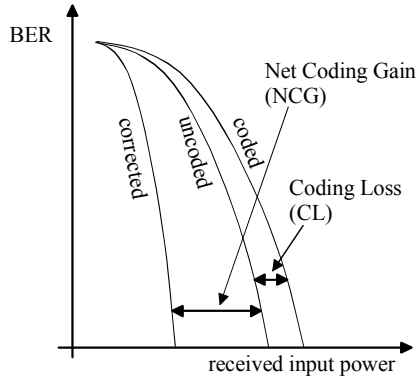


Bild 1: BER in Abhängigkeit der OSNR mit kodierter, unkodierter und korrigierter Kurve, sowie den Definitionen für Net Coding Gain (NCG) und Coding Loss (CL)

Die linke Kurve beschreibt das Systemverhalten unter Berücksichtigung der Korrekturen basierend auf der FEC. Der Abstand zwischen unkodiertem Fall und kodiertem Fall wird als Net Coding Gain (NCG) bezeichnet und ist das aussagekräftigste Kriterium für den Vergleich unterschiedlicher Codes.

2.2 Motivation und Vergleich des Duobinär- und RZ-DPSK Modulationsformates

In den letzten 10 Jahren wurde ein enormer Aufwand betrieben, um robustere Modulationsformate als das weit verbreitete On-Off Keying zu finden. Dabei stellte sich zuerst die Dispersion als limitierender Fasereffekt heraus. Darauf basierend wurde das Duobinärmodulationsformat als effektives Mittel erforscht, welches eine sehr hohe Dispersionstoleranz [1] im Vergleich zum ASK Modulationsformat aufweist. Dieses Verhalten ist durch ein schmaleres Spektrum hervorgerufen.

Durch die Erfindung und einfache Anwendung der dispersionskompensierenden Faser waren im folgenden die nichtlinearen Effekte, wie Kreuzphasenmodulation (XPM) die limitierenden Effekte. Für diese limitierenden Effekte wurde gezeigt, dass das RZ-DPSK Modulationsformat eine signifikant höhere Robustheit besitzt als alle anderen Modulationsformate [2]. Auf der anderen Seite besitzt das RZ-DPSK Format ein deutlich breiteres Spektrum aufgrund der RZ-Pulsformung und des PSK Formates im Vergleich zum Duobinärformat. Dieser deutliche Unterschied ist in folgender Graphik verdeutlicht.

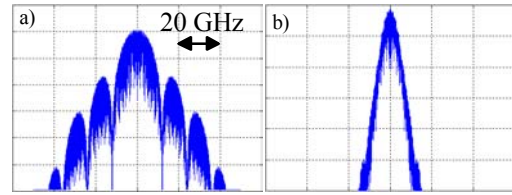


Bild 2: a) Spektrum des RZ-DPSK Signals und b) Spektrum des Duobinär Signals bei gleicher Skalierung

Es ist zu erkennen, dass das Spektrum des Duobinär Formates gegenüber dem RZ-DPSK Format drei mal so schmal ist.

Da die Netzbetreiber mehr und mehr dazu übergehen FEC in ihren Systemen zu verwenden und zusätzlich die Forderung nach hoher Dispersionstoleranz für flexible Netzarchitekturen vorhanden ist, wird in diesem Beitrag die gegenseitige Beeinflussung von Dispersion und FEC (mit variablen OHs) eingehend untersucht.

2.3 Chromatische Dispersion und Rauschen

Der Einfluss der chromatischen Dispersion bewirkt eine Signalverzerrung aufgrund der frequenzabhängigen Gruppenlaufzeit, die auf die Frequenzabhängigkeit des Brechungsindex der Glasfaser zurückzuführen ist. Der Einfluss der chromatischen Dispersion wird mit der linearen Übertragungsfunktion der Glasfaser beschrieben. Diese wird aus der nichtlinearen Schrödinger Gleichung [4] unter der Vernachlässigung der nichtlinearen Fasereffekte und der Dämpfung abgeleitet:

$$H(j\omega) = \exp\left(-j\left(\frac{\beta_2}{2}\omega^2\right) \cdot L\right) \quad (3.1)$$

Dabei steht β_2 für die Dispersionskoeffizienten, ω für die Kreisfrequenz und L für die Länge der Faser. Anhand der Formel 2.1 wird der quadratische Einfluss der Frequenz deutlich.

Neben der Dispersion wird im untersuchten System als limitierender statistischer Effekt das Amplified Spontaneous Emission (ASE) Rauschen eines Erbium Doped Fibre Amplifiers (EDFA) berücksichtigt, dessen Leistungsdichtespektrum durch die folgende Formel beschrieben wird:

$$N_{ASE} = n_{sp} \cdot h \cdot f_T \cdot (G-1) \quad (3.2)$$

Dabei steht n_{sp} für den spontanen Emissionsfaktor (proportional der Rauschzahl), G für den Gewinn, h für die Planck Konstante und f_T für die Trägerfrequenz des empfangenen Signals.

3 Simulationsumgebung und Simulationsvorgehensweise

Im ersten Abschnitt wird die Simulationsumgebung mit den zwei limitierenden Fasereffekten Dispersion und Rauschen detailliert beschrieben. Daran anschließend wird in Abschnitt zwei die Simulationsvorgehensweise vorgestellt.

3.1 Simulationsaufbau

Für die Untersuchungen bezüglich der Dispersionstoleranz des RZ-DPSK und des Duobinär Modulationsformates mit FEC wurde folgender Simulationsaufbau verwendet. Dabei beziehen sich sämtliche Simulationen auf ein Einkanalssystem.

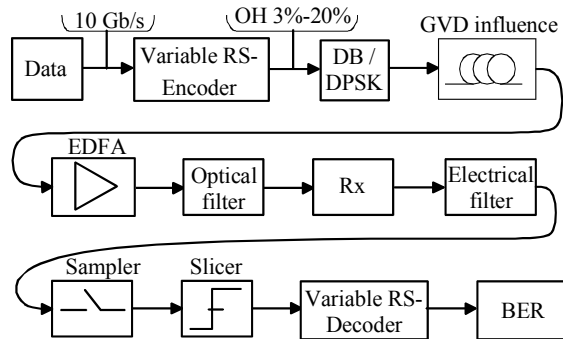


Bild 3: Simulationsaufbau zur Untersuchung der maximalen Dispersionstoleranz

Es wird ein Informationsstrom von 10Gb/s angenommen, der abhängig vom untersuchten OH nach der RS-Codierung sich auf maximal 12Gb/s erhöht. An die Codierung schließt sich die Modulation an, die abhängig vom gewählten Format ist [1,2].

Im weiteren Verlauf werden die Daten über die dispersive Glasfaser übertragen und im Empfänger sowohl optisch verstärkt als auch optisch gefiltert (40 GHz). Dabei besitzt der verwendete Verstärker eine Rauschzahl von 5 dB. Nach der Filterung schließt sich die optisch/elektrische Wandlung mit Hilfe einer einzelnen Photodiode beim Duobinärformat und einem „Balanced Detection“ Aufbau beim DPSK Modulationsformat an. Nach elektrischer Filterung (7 GHz) wird das Signal abgetastet und nach einem Entscheider mit Hilfe einer variablen RS-Dekodierers dekodiert. An Hand dieser Daten wird letzt endlich die BER mit Hilfe von Monte Carlo Simulationen bestimmt.

3.2 Simulationsvorgehensweise

Dieser Unterabschnitt gliedert sich in zwei Abschnitte. Im ersten wird eine neue sogenannte Semi-Monte-Carlo Simulation vorgestellt und mit der bekannten Monte-Carlo-Simulation verglichen. Im zweiten Abschnitt wird detailliert beschrieben, wie die maximale Dispersionstoleranz bestimmt wird.

3.2.1 Semi-Monte-Carlo Simulation

Aufgrund der Tatsache, dass Monte Carlo Simulationen (im folgenden konventionelle Methode genannt) sehr zeitaufwendig für niedrige Fehlerwahrscheinlichkeiten (proportional 10^{-15}) sind, wird in diesem Paper ein Semi-Monte-Carlo Ansatz gewählt, der Theorie und Simulationen miteinander verknüpft. Sie wird im Folgenden in zwei Schritten beschrieben.

Im ersten Schritt wird die unkodierte und kodierte Kurve (siehe Bild 1) durch konventionellen Monte Carlo Simulationen bestimmt.

Im zweiten Schritt wird aus den vorher bestimmten kodierten Werten die korrigierte Kurve mathematisch berechnet. Hierzu werden die folgenden Formeln benutzt, die in [5] standardisiert sind:

$$\left. \begin{aligned} P_{UE} &= \sum_{i=1}^N \frac{i}{N} \binom{N}{i} \cdot P_{SE}^i \cdot (1 - P_{SE})^{N-i} \\ BER_{Output} &= 1 - (1 - P_{UE})^{1/8} \end{aligned} \right\} (3.3)$$

Dabei steht P_{ue} für einen nicht korrigierbaren Fehler, N für die Codewortlänge (im betrachteten Fall 255), t für die Korrekturfähigkeit des Codes (Abhängigkeit vom OH), P_{SE} für Symbolfehler und BER_{output} für die korrigierte Fehlerwahrscheinlichkeit. Es wird somit sehr zeiteffizient die korrigierte Kurve anhand der obigen Formeln berechnet und damit der NCG bestimmt.

Um die Gültigkeit und Richtigkeit dieses Ansatzes zu beweisen, wurden konventionelle Monte-Carlo Simulationen für die korrigierten Kurven durchgeführt und mit den berechneten Kurven verglichen. Exemplarisch sind diese Simulationsergebnisse für einen RS-Code mit einem OH von 6,7 % und einem Dispersionseinfluss von 850 ps/nm für das Duobinärmodulationsformat in der folgenden Graphik dargestellt.

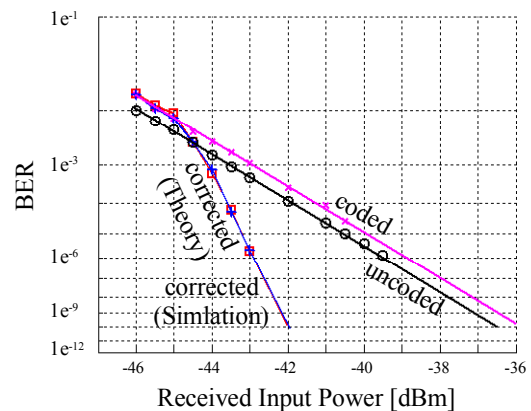


Bild 4: Vergleich der korrigierten berechneten Kurve nach Semi-Monte-Carlo Simulation und korrigierter Kurve nach konventioneller Monte-Carlo Simulation

Es sind die Fehlerwahrscheinlichkeiten über der empfangenen Eingangsleistung für die konventionell simulierte unkodierte Kurve, die konventionell simulierte kodierte Kurve, die berechnete korrigierte und die konventionell simulierte korrigierte Kurve aufgetragen. Es ist eine deutliche Übereinstimmung zwischen der konventionell simulierten korrigierten Kurve und der berechneten korrigierten Kurve zu erkennen. Diese Vergleichssimulationen sind für beide Modulationsformate und mehrere Dispersionswerte gemacht worden. In allen Fällen wurden vergleichbare Übereinstimmungen, wie in Bild 4 erzielt.

Auf diesen Ergebnissen basierend, kann nun mehr der Schluss gezogen werden (ohne Beschränkung der Allgemeinheit), dass die Semi-Monte-Carlo Simulationen für das hier vorgestellte System und die untersuchten Modulationsformate Gültigkeit besitzen.

3.2.2 Bestimmung der maximalen Dispersionsstoleranz

Die in Abschnitt 3.2.1 vorgestellte Semi-Monte-Carlo Methode ermöglicht nun eine sehr zeiteffiziente Bestimmung der maximalen Dispersionsstoleranz in Abhängigkeit des untersuchten Modulationsformates und des gewählten OHs in drei Schritten.

Um einen aussagekräftigen Vergleich zwischen den Modulationsformaten und den untersuchten RS-Codes zu machen, wird im ersten Schritt die korrigierte Fehlerwahrscheinlichkeit ohne Beschränkung der Allgemeinheit auf 10^{-9} festgesetzt.

Im zweiten Schritt wird die gerade noch tolerierbare Eingangsfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des gewählten OHs bestimmt, um die festgesetzte Ausgangsfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-9} erreichen zu können. Die berechneten Ergebnisse (siehe obige Formeln) sind in der folgenden Graphik zusammengefasst worden.

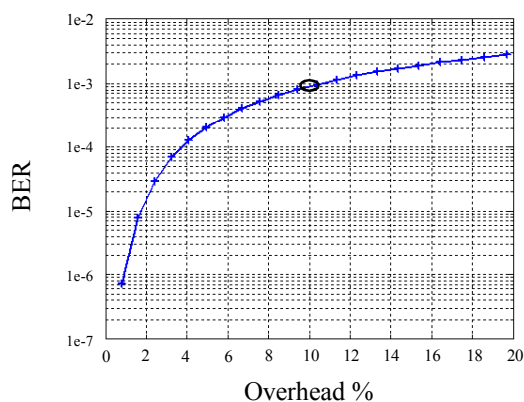


Bild 5: Erforderliche Eingangsfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des OHs für eine konstante korrigierte Ausgangsfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-9}

In obiger Graphik ist die benötigte Eingangsfehlerwahrscheinlichkeit über dem OH aufgetragen. Exemplarisch kann dieser Kurve entnommen werden, dass die maximal erlaubte Eingangsfehlerwahrscheinlichkeit für einen Code mit 10 % OH $BER_{\text{eingang}} = 8 \cdot 10^{-4}$ betragen darf, um eine korrigierte BER von 10^{-9} zu erhalten.

Im dritten und letzten Schritt wurde durch ein iteratives Verfahren der maximale Dispersionswert bestimmt, bei dem die Eingangsfehlerwahrscheinlichkeit gerade noch kleiner als der in Schritt zwei ermittelte Wert war. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind im folgenden Abschnitt vier dargestellt.

4 Ergebnisse und Diskussion

Dieser Abschnitt unterteilt sich in zwei Unterabschnitte. Zuerst wird die Dispersionsstoleranz für beide Modulationsformate bei unterschiedlichen empfangenen Eingangsleistungen bei Verwendung des RS-Codes mit einem OH von 6,7 % und mit 20 % untersucht. Basierend auf diesen Ergebnissen wird der Einfluss der Dispersion und des Rauschens analysiert. Abschließend wird der optimale OH für beide Modulationsformate für eine feste empfangene Eingangsleistung bestimmt und erläutert.

4.1 Bestimmung der Dispersionsstoleranz für konstante OHs

In der folgenden Graphik sind die Dispersionsstoleranzen für das Duobinärformat und das RZ-DPSK Modulationsformat bei Verwendung des Standard RS-Codes (255/239) mit einem OH von 6,7 % über variablen empfangenen Eingangsleistungen dargestellt.

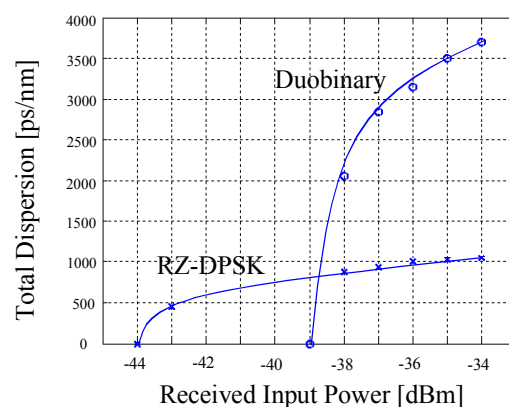


Bild 6: Vergleich der Dispersionsstoleranz für verschiedene Eingangsleistungen bei Verwendung des RS (255/239) Codes mit 6,7 % OH

Erstens ist in der Graphik zu entnehmen, dass sich die Dispersionsstoleranz unabhängig vom Modulationsformat für ansteigende empfangene Eingangsleistungen erhöht.

Des Weiteren ist zu erkennen, dass das RZ-DPSK Modulationsformat im b2b Fall (total dispersion gleich null) einen Gewinn von ca. 5 dB gegenüber dem Duobinärformat besitzt.

Als dritter Aspekt ist in Bild 6 zu sehen, dass das Duobinärformat ab einer empfangenen Eingangsleistung von $-38,5$ dBm eine deutlich höhere Dispersionstoleranz als das RZ-DPSK Format aufweist. Für geringere empfangene Eingangsleistung als -39 dBm ist beim Duobinär Format keine Dispersionstoleranz mehr vorhanden. Im Gegensatz wird beim RZ-DPSK Format eine Dispersionstoleranz von 500 ps/nm bis zu einer empfangenen Eingangsleistung von -44 dBm gewährleistet ist.

Die Ergebnisse können mit Hilfe des unterschiedlich starken Einflusses von Dispersion und Rauschen in Abhängigkeit der empfangenen Eingangsleistung erklärt werden. Allgemein gilt, dass durch eine Steigerung der empfangenen Eingangsleistung der Rauscheinfluss vermindert wird und somit mehr Dispersion toleriert werden kann. Dadurch sind die monoton ansteigenden Kurven für beide Modulationsformate erklärbar.

Das signifikant bessere b2b Verhalten des RZ-DPSK Formates ist zum einen durch die Verwendung eines „balanced detection“ Empfängers und zum anderen durch die Verwendung der RZ- Pulsformung zu erklären. Dieses Verhalten ist in [6] detailliert beschrieben worden.

Das deutlich bessere Verhalten des Duobinärformates bezüglich der Dispersionstoleranz für höhere empfangene Eingangsleistungen ist durch den verminderten Einfluss des Rauschens erklärbar. Damit verbunden ist, dass mehr Dispersion toleriert werden kann und somit die Signale durch diesen Einfluss stärker beeinflusst werden. Dies beinhaltet aber gleichzeitig, dass das in Bild 2 gezeigte schmalere Spektrum des Duobinärformates weniger stark durch Dispersion beeinflusst wird (siehe Formel 3.1, Frequenz geht quadratisch ein) als das RZ-DPSK Modulationsformat mit dem deutlich breiteren Spektrum. Somit werden bei letzter genannter Format nur geringere Werte an Restdispersion erzielt.

Zusammenfassend sollte zwischen den Bereichen unterschieden werden, in denen Dispersion und in denen Rauschen dominiert. Für rauschbegrenzte Systeme besitzt das phasenmodulierte Signal deutliche Vorteile, während im Dispersion dominierten Bereich das Duobinärformat deutliche Vorteile aufweist.

Im nächsten Schritt wurde die Dispersionstoleranz der beiden Formate hinsichtlich eines OHs von 20% untersucht, was eine deutliche Verbreiterung des Spektrums beinhaltet. Die entsprechenden Ergebnisse sind in der folgenden Graphik mit den Ergebnissen bei $6,7\%$ OH zum Vergleich dargestellt.

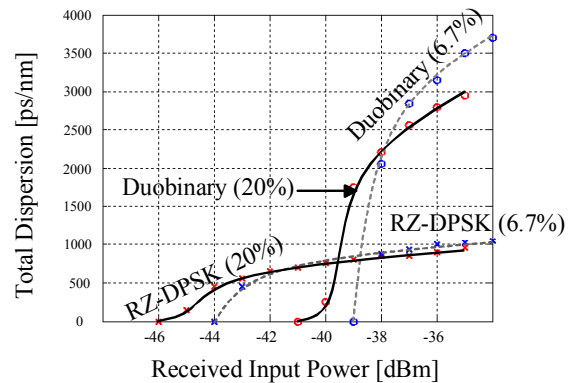


Bild 7: Vergleich der Dispersionstoleranz bei Verwendung unterschiedlicher OHs von $6,7\%$ und 20%

Erstens ist zu erkennen, dass die Verwendung des höheren OHs sich nicht grundsätzlich auf die Verläufe der Kurven ausgewirkt hat. Dennoch ist sowohl beim Duobinär- als auch beim RZ-DPSK Format eine Verbesserung hinsichtlich Dispersionstoleranz in rauschbegrenzten Systemen von 2 dB zu erkennen.

Auf der anderen Seite ist durch die Verwendung des höheren OHs eine Verschlechterung der Dispersionstoleranz für höhere empfangene Eingangsleistung verbunden.

Die Verschlechterung ist durch das verbreiterte Spektrum aufgrund des höheren OHs zu erklären. Der Dispersionseinfluss nimmt zu, und die Dispersionstoleranz verringert sich für beide Formate im Verhältnis zum OH von $6,7\%$ gleich.

Die Verbesserung der Dispersionstoleranz im rauschbegrenzten System ist durch die Steigerung des OHs zu erklären. Wie in Graphik 7 zu erkennen ist, besitzt ein OH von 20% eine deutlich höhere Korrekturfähigkeit als der Code mit $6,7\%$ OH. Aufgrund dieser Tatsache werden die Übertragungsfehler, die durch Rauschen verursacht wurden, effektiver korrigiert.

4.2 Bestimmung des optimalen OHs bezüglich der Dispersionstoleranz für eine konstante empfangene Eingangsleistung

In diesem Abschnitt wird der optimale OH für das RZ-DPSK Modulationsformat und das Duobinärformat bei einer konstanten empfangenen Eingangsleistung untersucht. Als aussagekräftiges Vergleichskriterium wird hierzu wiederum die Dispersionstoleranz herangezogen. In der folgenden Graphik sind die Ergebnisse für das Duobinärformat bei einer Eingangsleistung von -35 dBm und variablem OH dargestellt. Somit wird ein System untersucht, bei dem die Dispersion der limitierende Effekt ist.

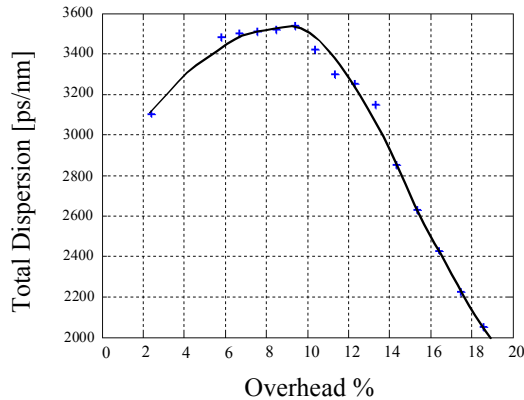


Bild 8: Bestimmung des optimalen OHs für das Duobinärformat bei einer konstanten empfangenen Eingangsleistung von -35 dBm

Es ist in obiger Graphik eine Kurve zu erkennen, die ihr Maximum bei ca. 10 % OH besitzt. Für höhere OHs fällt die Kurve steiler ab, als für niedrigere OHs. Des weiteren ist der Graphik zu entnehmen, dass im Bereich zwischen 5 % OH und 10 % OH kein signifikanter Verlust bezüglich der Dispersionstoleranz besteht.

Vergleichbare Untersuchungen sind für das RZ-DPSK Modulationsformat unternommen worden, die in der folgenden Graphik dargestellt sind.

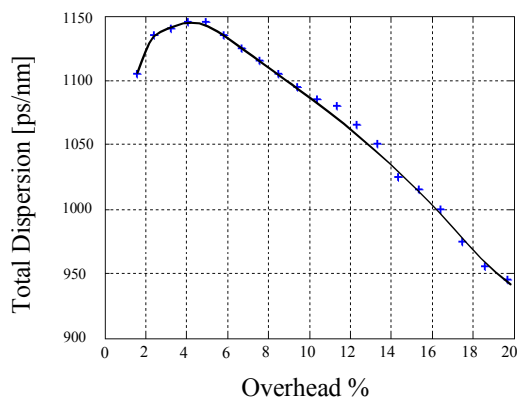


Bild 9: Bestimmung des optimalen OHs für das RZ-DPSK Format bei einer konstanten empfangenen Eingangsleistung von -35 dBm

Diese Kurve ist ebenfalls durch ein Maximum gekennzeichnet, welches jedoch bei ca. 5 % OH liegt. Ebenfalls ist nicht so ein breites Maximum, wie bei Duobinärformat zu erkennen, da die Kurve für höhere und niedrigere OH steil abfällt.

Die Begründung für das Verhalten der Dispersionstoleranz der beiden untersuchten Modulationsformate ist wiederum an Hand der Spektren zu erklären. Da die oben gezeigten Untersuchungen bei einer Eingangsleistung stattfinden, wo die Dispersion dominiert, wird das Duobinärformat weniger stark durch die Dispersion negativ beeinflusst als das RZ-DPSK Format mit dem breiteren Spektrum.

Es wird somit zusammengefasst, dass das Duobinärformat eine deutlich bessere Toleranz bezüglich des OHs besitzt als das RZ-DPSK Format. Diese Aussage besitzt allerdings nur Gültigkeit für Eingangsleistungen, bei denen Rauscheinflüsse geringen Einfluss besitzen. Weitere Untersuchungen sind daher für variable Eingangsleistungen zu machen, bei denen auch Rauschen einen signifikanten Einfluss besitzt.

5 Zusammenfassung

In diesem Beitrag ist das Duobinärmodulationsformat mit dem RZ-DPSK Format hinsichtlich der Dispersionstoleranz bei Verwendung von FEC mit unterschiedlichen OHs untersucht worden.

Es konnte an Hand von Simulationen erstens gezeigt werden, dass abhängig vom limitierenden Systemparameter (Rauschen oder Dispersion), hohe bzw. moderate OHs von Vorteil sind. Abschließend konnte gezeigt werden, dass das Duobinärmodulationsformat in einem System mit niedrigem Rauscheinfluss eine signifikant höhere Toleranz (ca. 5 %) bezüglich des OHs besitzt als das RZ-DPSK Modulationsformat.

Referenzen

- [1] Wichers, M.; Kaiser, W.; Rosenkranz, W.: Improved dispersion tolerance of duobinary optical transmission considering the influence of duobinary filters and optical input power, Proc. Int. Conf. on Transparent Optical Networks (ICTON 2000), 05.-08.06.2000, Gdansk, Poland, pp. 5-8
- [2] Leibrich, J.; Wree, C.; Rosenkranz, W.: "Phase-Shift-Keying (PSK & DPSK) Techniques for Long-Haul Wavelength-Division-Multiplexing Systems over Standard Single-Mode Fiber", APOC 2002, Proceedings of SPIE, 14-18.10.2002, paper 4906-01, Shanghai, China
- [3] M. Bossert, Channel Coding for Telecommunications, Wiley, Chichester 1998
- [4] G.P. Agrawal, Fiber-Optic Communication Systems, John Wiley & Sons, New York, 1997
- [5] ITU-T G.975 Standard, "Forward Error Correction for Submarine Systems", November 1996
- [6] Leibrich, J.; Dochhan, A.; Wree, C.: "Implementierung und Anwendung optimierter Blockverarbeitungsalgorithmen zur BER-Schätzung per Monte-Carlo-Simulation bei niedrigen Fehlerraten", ITG Workshop Fachgruppe 5.3.1, 20.-21.11.2003, Backnang, Germany