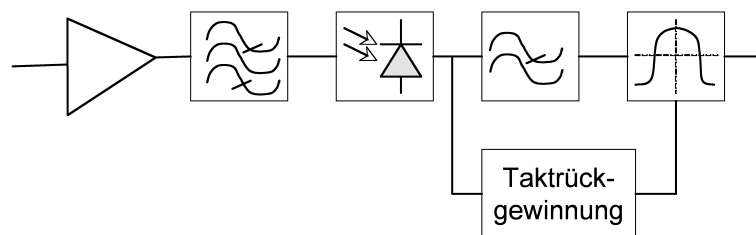


## Optische Empfänger

In diesem Kapitel werden die Grundkonzepte von Empfängern in optischen Übertragungssystemen vorgestellt. Ausgehend von direkter Detektion von amplitudenmodulierten Signalen werden auch Konzepte für den Empfang von differentiell phasenmodulierten Formaten beschrieben. Unabhängig vom Modulationsformat ist die Taktrückgewinnung ein essentieller Bestandteil eines jeden Empfängers. Es sollen die Grundzüge von schmalbandiger Filterung und Phasenregelkreis erläutert werden. Abschließend werden Verfahren vorgestellt, die Übertragungs- und Signalqualität zu beschreiben.

### 1 Empfänger

In heutigen optischen Übertragungssystemen werden vor allem zwei Modulationsarten verwendet: Amplitudenmodulation als eine der ältesten Formate und differentielle Phasenmodulation, die in den letzten Jahren stark an Bedeutung zugenommen hat und verbesserte Übertragungseigenschaften aufweist. Für diese Formate werden verschiedene Arten von Empfängern verwendet. Da bei Amplitudenmodulation nur die momentane Intensität des Signals gemessen werden muss, verwendet man dafür einfach aufgebaute Empfänger die nach dem Prinzip der direkten Detektion arbeiten. Für differentielle Phasenmodulation müssen die Phasenlagen auf einander folgender Bits verglichen werden. Da geschieht durch eine Phasen-Amplituden-Wandlung und möglichst balanciertem Empfang.



**Bild 1:** Blockschaltbild eines Empfängers

#### 1.1 Direkte Detektion

Für den Empfang von amplituden-/intensitätsmodulierten Signalen benötigt man einen einfachen *direct detection* Empfänger. Dieser besteht im Wesentlichen aus einer Fotodiode, die die momentane Intensität in Fotostrom umwandelt. Der Fotostrom wird anschließend meist mittels eines Transimpedanzverstärkers verstärkt und einem Entscheider zugeführt. Ein Anteil des elektrischen Signals wird einer Taktrückgewinnung bereitgestellt, die ihrerseits das Taktsignal aus dem Datensignal extrahiert und dem Entscheider zur Verfügung stellt. Durch das Taktsignal kann der Entscheiderzeitpunkt innerhalb des Bitlots fest eingestellt werden.

##### 1.1.1 Optischer Vorverstärker

Das ankommende optische Signal wird vor der optoelektrischen Wandlung meist breitbandig, optisch vorverstärkt. Dadurch lassen sich alle Wellenlängenkanäle gleichzeitig verstärken, und das optische Ein-

gangssignal in die Fotodiode ist anschließend so groß, dass nur noch geringe elektrische Verstärkung notwendig ist. Dadurch lässt sich das thermische Rauschen in den elektrischen Empfängern verringern. Allerdings wird durch die optische Verstärkung ein gewisser Anteil an Rauschen durch verstärkte spontane Emission (ASE-Rauschen) erzeugt. Da das ankommende Signal i. A. entlang der Strecke schon durch optischen Zwischenverstärker gegangen ist, weist es am Empfänger schon einen beträchtlichen Anteil an ASE-Rauschen auf. Dieses Rauschen kann als mittelwertfrei, breitbandig (nahezu weiß) und normalverteilt angenommen werden, was später für die Berechnung der Bitfehlerrate wichtig ist.

### 1.1.2 Optisches Filter

Anschließend an den optischen Vorverstärker wird das optische Signal gefiltert. Diese Filterung hat zwei Aufgaben: Bei WDM-Übertragung wird der Wellenlängenkanal aus dem optischen Signal herausgefiltert und anschließend optoelektrisch gewandelt. Das optische Eingangssignal  $x(t)$  wird durch Rausch  $n(t)$  überlagert und optisch mit Übertragungsfunktion  $H_o(f)$  bzw. Impulsantwort  $h_o(t)$  gefiltert:

$$\tilde{x}(t) = [x(t) + n(t)] \otimes h_o(t) \quad (1)$$

Das Filter hat dabei die Aufgabe, die Signalanteile der benachbarten Wellenlängenkanäle heraus zu filtern, die ansonsten zu linearem *Crosstalk* führer würden. Gerade bei sehr engem Kanalabstand  $\Delta f$  zwischen den Wellenlängenkanälen müssen die optischen Filter sehr steile Flanken haben, damit zum Einen die benachbarten Kanäle zuverlässig herausgefiltert werden, gleichzeitig aber der eigentliche Wellenlängenkanal möglichst unverzerrt durchgelassen wird. Meist muss bei schmaler Filterung ein Kompromiss zwischen linearem Crosstalk und Filter-Penalty durch Signalverzerrung eingegangen werden.

Zusätzlich dazu kann man nur den Teil des optischen Spektrums herausfiltern, in dem die Information enthalten ist, so dass man das Rauschen unterdrückt. Da das ASE-Rauschen sehr breitbandig ist, kann man am Empfänger von weißem (also frequenzunabhängigem) Rauschen mit Rauschleistungsdichte  $S_{ASE}$  ausgehen, so dass die Rauschleistung  $P_{ASE}$  proportional zur Rauschbandbreite  $\Delta f_{Rausch}$  ist:

$$P_{ASE} = S_{ASE} \cdot \Delta f_{Rausch} \quad (2)$$

Hier muss man also auch einen Kompromiss zwischen möglichst schmaler Filterbandbreite zur Rauschunterdrückung und breiter Filterung zur Erhaltung der Signalform eingegangen werden.

### 1.1.3 Fotodiode

Die Fotodiode erlaubt die optoelektrische Wandlung des Signals und überführt es ins Basisband. Sie erzeugt einen Fotostrom  $i_{ph}(t)$ , der proportional zur eingestrahlten Leistung  $P(t)$  ist:

$$i_{ph}(t) = E_p \cdot P(t) \quad (3)$$

Der Proportionalitätsfaktor  $E_p = e\eta/(h\nu)$  mit  $e$  Elektronenladung,  $\eta$  Quantenwirkungsgrad,  $h$  Plancksches Wirkungsquantum und  $\nu$  Frequenz wird Empfängerempfindlichkeit genannt. Da die Leistung  $P(t)$  proportional zu  $|E(t)|^2$  ist, lässt sich das elektrische Signal  $u(t)$  nach der Fotodiode folgendermaßen

schreiben, wobei wir zwischen dem Rauschen parallel zum elektrischen Signal  $n_{\parallel}(t)$  und orthogonal dazu  $n_{\perp}(t)$  unterscheiden wollen. Das thermische Rauschen der Fotodiode wird dabei vernachlässigt:

$$u(t) = |[x(t) + n_{\parallel}(t)] \otimes h_o(t)|^2 + |n_{\perp}(t) \otimes h_o(t)|^2 \quad (4)$$

Durch die Quadrierung des optischen Signals ergeben sich zwei Dinge: Erstens wird das ursprünglich zweiseitige Spektrum im Elektrischen zu einem einseitigen Spektrum im Basisband mit ausschließlich positiven Frequenzen. Zweitens geht die Phaseninformation bei diesem Prozess verloren, da ja nur das Quadrat der Amplitude des Signals detektiert wird. Aus diesem Grunde kann man mit Direktdetektion keine phasenmodulierten Signale empfangen.

#### 1.1.4 Elektrisches Filter

Das elektrische Filter soll das Signal nach der Fotodiode weiter filtern und Rauschen im Elektrischen vermindern. Das entsprechende, elektrisch gefilterte Signal  $\tilde{u}(t)$ , das dem Entscheider zugeführt wird, kann man folgendermaßen beschreiben:

$$\tilde{u}(t) = \{|[x(t) + n_{\parallel}(t)] \otimes h_o(t)|^2 + |n_{\perp}(t) \otimes h_o(t)|^2\} \otimes h_e(t) \quad (5)$$

Hierbei beschreibt  $h_e(t)$  die Impulsantwort des elektrischen Filters.

#### 1.1.5 Entscheider

Der letzte Baustein eines Empfängers ist der Entscheider, der anhand des analogen, zeitkontinuierlichen Signals  $\tilde{x}(t)$  einen digitalen Wert Null oder Eins entscheidet. Dazu wird zu einem bestimmten Zeitpunkt  $\tau_B$  innerhalb der Bitdauer, oft genau in der Mitte nach  $\tau_B = T_B/2$ , der Instantanwert  $x_k$  für das k-te Bit ermittelt. Dieser Vorgang wird mit *Sampling* bezeichnet:

$$\tilde{x}_k = \tilde{x}(t - k \cdot T_B) \otimes \delta(\tau_B) = \tilde{x}(k \cdot T_B + \tau_B) \quad (6)$$

Hierbei bezeichnet  $\delta(t)$  die *Dirac-Distribution*. Die Faltung mit  $\delta$  entspricht dabei der Abtast-Funktion,  $\tilde{x}(t - k \cdot T_B)$  beschreibt die Pulsform des k-ten Bits. Der so abgetastete Wert wird nun mit der Entscheidungsschwelle  $x_{th}$  verglichen, ist der Wert größer oder gleich der Schwelle, handelt es sich um eine Eins, sonst um eine Null:

$$q_k = \begin{cases} 1 & \text{für } \tilde{x}_k \geq x_{th}, \\ 0 & \text{für } \tilde{x}_k < x_{th}, \end{cases} \quad (7)$$

Hier beschreibt  $q_k \in [0, 1]$  den logischen Wert des k-ten Bits. Bei diesem Wert handelt es sich um einen digitalen Wert, der gespeichert oder weiter verarbeitet werden kann.

## 1.2 Empfang differentiell phasenmodulierter Signale

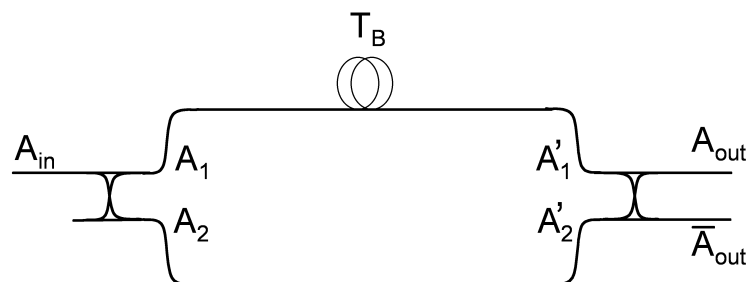
Bei phasenmodulierten Signalen trägt die aufmodulierte Information in der Phase. Wenn man diese Signale mittels Direktdetektion empfangen würde, ergäbe sich eine konstante Folge von Einsen: Bei Direktdetektion empfängt man die Leistung, die der Einhüllenden der Pulse bzw. Signale entspricht. Die Phaseninformation geht bei diesem Vorgang verloren. Um die differentielle Phaseninformation aus

dem Datenstrom wieder zu gewinnen, muss der Empfänger modifiziert werden.

Wir wollen uns im Folgenden auf den Empfang von NRZ- und RZ-DPSK-Formaten beschränken, bei denen die Phase differentiell moduliert und die Daten binär durch Phasensprünge um  $\pi$ , also durch ein Wechsel des Vorzeichens, kodiert werden. Ein solcher Datenstrom wird zuerst so vorverarbeitet, dass die differentielle Phasenmodulation in eine Amplitudenmodulation umgewandelt wird, die dann klassisch detektiert werden kann. Da die Phasen-Amplituden-Wandlung durch einen interferometrischen Aufbau bewerkstelligt wird, erhält man man Empfänger zwei komplementäre Signale, die man balanciert empfangen und dadurch das Extinktionsverhältnis erhöhen kann.

### 1.2.1 Verzögerungsleitungs-Interferometer (Delay-Line Interferometer, DLI)

Die erste Aufgabe eines DPSK-Empfängers ist es, aus dem differentiell phasenmodulierten Signal eine amplitudenmodulierte Datenfolge zu generieren. Da die Information durch Phasensprünge auf einander folgender Bits kodiert ist, müssen jeweils zwei auf einander folgende Bits mit einander verglichen werden und ein dem Phasenunterschied entsprechendes Signal generiert werden. Dazu wird am Eingang des DPSK-Empfängers ein sog. *Delay-Line-Interferometer (DLI)* geschaltet, das im Wesentlichen die Differenz zweier auf einander folgende Bits bildet. Es besteht aus einem Mach-Zehnder-Interferometer, dessen einer Arm eine Verzögerung um eine Bitdauer  $T_B$  erfährt. Dadurch werden am Ende des DLI



**Bild 2:** *Delay-Line-Interferometer* für die Phasen-Amplituden-Wandlung am Anfang eines DPSK-Empfängers

das aktuelle Bit und das vorher gehende Bit mit einander überlagert. Im Gegensatz zu den bisherigen Mach-Zehnder-Interferometern für die Amplituden und Phasensteuerung bestehen die beiden Koppler am Anfang und am Ende des DLI aus  $2 \times 2$ -Richtkopplern anstelle der  $3\text{ dB}$ -Koppler. Wegen der Bausymmetrie ergeben sich andere Phasenbeziehungen zwischen den beiden Ausgängen, die in die beiden Arme koppeln:

$$\underline{A}_1(t) = \frac{\underline{A}_{in}(t)}{\sqrt{2}} \quad (8)$$

$$\underline{A}_2(t) = \frac{\underline{A}_{in}(t) \cdot e^{j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}} \quad (9)$$

Daraus ist ersichtlich, dass die optische Welle, die am Ausgang über Kreuz ausgekoppelt wird, eine zusätzliche Phasendrehung von  $\pi/2$  erfährt. Die beiden Wellen breiten sich dann in den beiden Armen

der Länge  $L$  aus und erreichen den zweiten Richtkoppler als  $\underline{A}'_1(t)$  und  $\underline{A}'_2(t)$ :

$$\underline{A}'_1(t) = \underline{A}_1(t - T_B) \cdot e^{j(\omega T_B - \beta L)} \quad (10)$$

$$\underline{A}'_2(t) = \underline{A}_2(t) \cdot e^{-j\beta L} \quad (11)$$

Die beiden Ausgänge  $\underline{A}_{out}(t)$  und  $\overline{\underline{A}}_{out}(t)$  ergeben sich aus der phasenrichtigen Überlagerung von  $\underline{A}'_1(t)$  und  $\underline{A}'_2(t)$ :

$$\underline{A}_{out}(t) = \frac{\underline{A}'_1(t) + \underline{A}'_2(t) \cdot e^{j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}} \quad (12)$$

$$\overline{\underline{A}}_{out}(t) = \frac{\underline{A}'_1(t) \cdot e^{j\frac{\pi}{2}} + \underline{A}'_2(t)}{\sqrt{2}} \quad (13)$$

Wenn man nun sukzessive alle obigen Gleichungen einsetzt, erhält man für die beiden Ausgänge:

$$\underline{A}_{out}(t) = \frac{e^{-j\beta L}}{2} (\underline{A}_{in}(t - T_B) \cdot e^{j\omega T_B} - \underline{A}_{in}(t)) \quad (14)$$

$$\overline{\underline{A}}_{out}(t) = \frac{e^{j(\frac{\pi}{2} - \beta L)}}{2} (\underline{A}_{in}(t - T_B) \cdot e^{j\omega T_B} + \underline{A}_{in}(t)) \quad (15)$$

Da die Frequenz  $\omega$  sehr hoch ist und in eine Bitdauer  $T_B$  sehr viele Periodendauern passen, muss die Verzögerung und damit der Phase so angepasst werden, dass  $\omega T_B = 2m\pi$  mit  $m \in \mathbb{N}_0$ . Die Amplitudenform aller Pulse wird als gleich angenommen, so dass  $A(t) = A(t - mT_B)$  mit  $m \in \mathbb{N}_0$  gilt und sich nur die Phasen ändern. Dann lässt sich Gleichungen ?? und ?? folgendermaßen umschreiben:

$$\underline{A}_{out}(t) = \left[ A_{in}(t) \cdot e^{-j\beta L} \right] \cdot \frac{e^{j\phi(t - T_B)} - e^{j\phi(t)}}{2} \quad (16)$$

$$\overline{\underline{A}}_{out}(t) = \left[ A_{in}(t) \cdot e^{j(\frac{\pi}{2} - \beta L)} \right] \cdot \frac{e^{j\phi(t - T_B)} + e^{j\phi(t)}}{2} \quad (17)$$

Der Term  $e^{j\phi(t)}$  lässt sich auch noch vor die Summe ziehen, so dass man

$$\underline{A}_{out}(t) = \left[ A_{in}(t) \cdot e^{j(\phi(t) - \beta L)} \right] \cdot \frac{e^{j\Delta\phi(t)} - 1}{2} \quad (18)$$

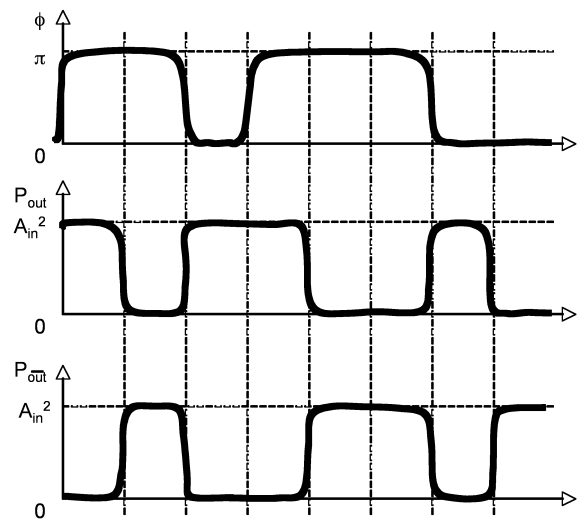
$$\overline{\underline{A}}_{out}(t) = \left[ A_{in}(t) \cdot e^{j(\frac{\pi}{2} - \beta L + \phi(t))} \right] \cdot \frac{e^{j\Delta\phi(t)} + 1}{2} \quad (19)$$

erhält mit  $\Delta\phi(t) = \phi(t - T_B) - \phi(t)$ , das den Phasensprung zwischen zwei auf einander folgenden Bits beschreibt. Die Leistung an beiden Ausgängen ergibt sich dann zu

$$P_{out}(t) = \underline{A}_{out} \underline{A}_{out}^* = \frac{A_{in}^2(t)}{4} \cdot (e^{j\Delta\phi(t)} - 1)(e^{-j\Delta\phi(t)} - 1) = \frac{A_{in}^2}{2} (1 - \cos(\Delta\phi(t))) \quad (20)$$

$$P_{\overline{out}}(t) = \overline{\underline{A}}_{out} \overline{\underline{A}}_{out}^* = \frac{A_{in}^2(t)}{4} \cdot (e^{j\Delta\phi(t)} + 1)(e^{-j\Delta\phi(t)} + 1) = \frac{A_{in}^2}{2} (1 + \cos(\Delta\phi(t))) \quad (21)$$

Hier erkennt man, dass bei einem Phasensprung  $\Delta\phi(t) = \pi$  am oberen Ausgang des DLI die Leistung  $P_{out}(t) = A_{in}^2$  einstellt, während der komplementäre untere Ausgang keine Leistung führt  $P_{\overline{out}} = 0$ . Im Falle, dass sich die Phase nicht ändert ( $\Delta\phi(t) = 0$ ) ergibt sich am oberen Ausgang Auslöschung ( $P_{out} = 0$ ), und die gesamte Leistung wird auf den unteren Ausgang geschaltet ( $P_{\overline{out}}(t) = A_{in}^2$ ). Die Phaseninformation wird somit in eine Amplitudenmodulation umgewandelt.



**Bild 3:** Beispielhafte Leistungsverläufe der beiden Ausgänge eines DLI

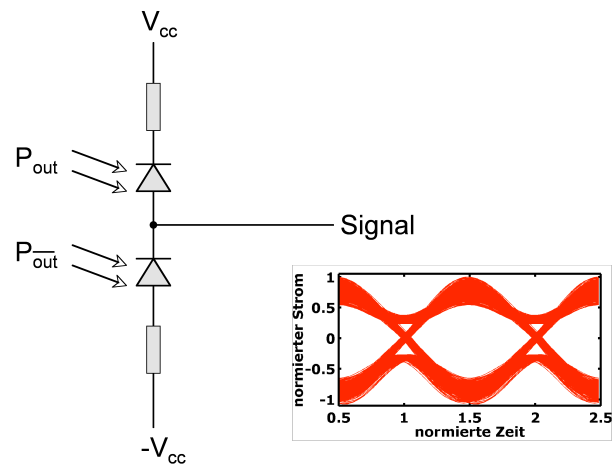
### 1.2.2 Balanced Receiver

Das amplitudengewandelte Signal kann nun von einem konventionellen Empfänger mit Direktdetektion ermittelt werden. Dazu kann man eine Fotodiode an einen der beiden Ausgangsports des DLI schalten, die je nach Phaseninformation am Anfang ein amplitudenmoduliertes Signal empfängt. Man kann den Empfang jedoch noch verbessern, indem man beide, komplementäre Ausgänge des DLI nutzt. Dazu verwendet man einen balancierten Empfänger oder *balanced receiver*, der aus zwei gegengetakteten Fotodioden besteht, die die beiden Ausgänge des DLI vorzeichenrichtig detektieren. Siehe dazu Abbildung ?? . Da entweder die Ausgangsleistung ohne Phasensprung vollständig auf den unteren Ausgang oder bei einem Phasensprung vollständig auf den oberen Ausgang geschaltet wird, kann man durch zwei im Gegentakt betriebene Fotodioden das Extinktionsverhältnis des empfangenen Signals erhöhen, weil nun der Empfänger entweder positive oder negative Fotoströme erzeugt und somit das Extinktionsverhältnis im Elektrischen verdoppelt. Mit dieser Form des Empfangs kann man die Empfängerempfindlichkeit bei DPSK-Übertragung ungefähr verdoppeln ( $+3 \text{ dB}$ ).

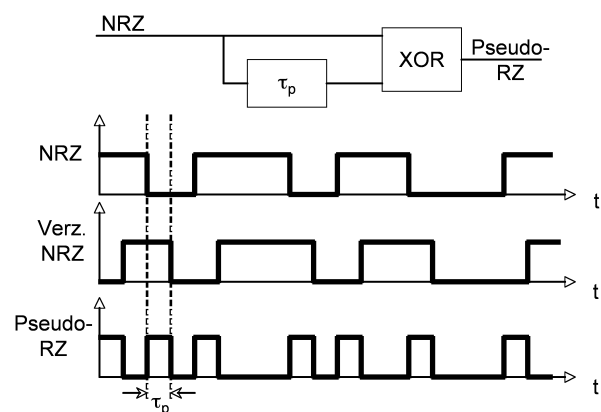
## 2 Taktrückgewinnung

Damit ein Signal sicher empfangen werden kann, muss man den Takt aus der Bitfolge extrahieren und danach gemäß dem Takt den Entscheiderzeitpunkt möglichst ideal wählen. Der Takt ist also dazu nötig, dem Entscheider im Empfänger den Zeitpunkt vorzugeben, wann das empfangene Signal abgetastet und entschieden wird, ob es sich um eine Eins oder eine Null handelt.

Die Taktrückgewinnung erfolgt gewöhnlich im Elektrischen. Das durch die Fotodiode empfangene Signal wird der Taktrückgewinnung zugeführt, wobei zu beachten ist, dass das Signal nun ein einseitiges Spektrum besitzt. Im Falle einer NRZ-Kodierung kann eine weitere Vorverarbeitung notwendig sein, da NRZ-Signale nicht automatisch eine Frequenzkomponente bei der Bitrate  $f_B$  aufweisen müssen. Das kann durch eine Verzögerung des NRZ-Signals um einen Zeitdauer  $\tau_p$ , die kürzer als die Bitdauer  $T_B$



**Bild 4:** Prinzipschaltung eines balancierten Empfängers mit Beispielaugendiagramm (rechts)

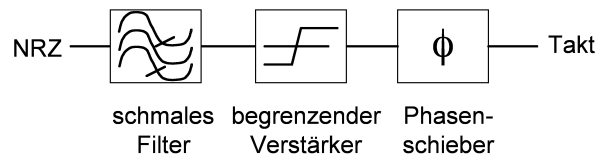


**Bild 5:** Vorverarbeitung von NRZ-Signalen zur besseren Taktrückgewinnung

ist, und anschließender Verknüpfung des ursprünglichen mit dem verzögerten Signal erfolgen. Das entstehende Pseudo-RZ-Signal hat mehr Signalübergänge und erlaubt so eine einfachere Rückgewinnung des Taktsignals. Es gibt eine Reihe gebräuchlicher Verfahren, den Takt aus dem elektrischen Signal wieder zurück zu gewinnen. Im Folgenden sollen zwei wichtige Methoden vorgestellt werden.

## 2.1 Schmalbandfilterung

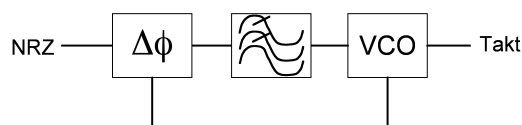
Das Prinzip der Schmalbandfilterung ist, die Frequenzkomponente bei der Bitrate  $f_B$  herauszufiltern. Dazu wird das eingehende elektrische Signal evtl. vorverarbeitet, danach schmal um die Frequenz des Takts  $f_B$  herum per Bandfilter ausgefiltert und mit einem begrenzenden Verstärker auf ein festen Leistungspegel verstärkt. Um den richtigen Abtastzeitpunkt einzustellen, muss anschließend noch eine Phasenverschiebung vorgenommen werden. Der Entscheiderzeitpunkt ist fest mit der Phase des Signals verbunden, eine Phasenverschiebung entspricht einer Verschiebung des Entscheiderzeitpunkts im Zeitbereich.



**Bild 6:** Taktrückgewinnung durch schmalbandige Filterung der Taktfrequenz

## 2.2 Phasenregelkreis (Phase-Locked Loop, PLL)

Die Arbeitsweise eines Phasenregelkreises ist im Skript zu Hochfrequenztechnik II genau beschrieben. Grundsätzlich besteht er aus einem Phasendetektor, der den relativen Phasenunterschied zwischen dem Eingangssignal und einem rückgekoppelten Signal detektiert, einem Schleifenfilter, das das Ausgangssignal des Phasendetektors tiefpassfiltert, und einem spannungsgesteuerten Oszillator (*Voltage-Controlled Oscillator*, VCO), der je nach Eingangsspannung mit einer festen Frequenz schwingt und ein Referenzsignal an den Phasendetektor zurückgibt. Der Phasendetektor misst den Phasenfehler zwischen Datensignal und VCO-Signal und gibt eine dem Phasenfehler entsprechende Steuerspannung an das Schleifenfilter. Dieses filtert das Steuersignal mit einem Tiefpass und gibt das gefilterte Steuersignal an den VCO weiter, der mit einer dem Steuersignal entsprechenden Frequenz schwingt. Im eingerasteten Zustand ist die VCO-Frequenz gleich der Taktfrequenz des Datensignals und die Phasendifferenz zwischen Daten- und VCO-Signal ist konstant. Das Schleifenfilter verlangsamt den Einrastprozess, sorgt im eingerasteten Zustand aber dafür, dass auch bei Schwankungen des Taktsignals die PLL eingerastet bleibt.



**Bild 7:** Taktrückgewinnung durch Phasenregelkreis

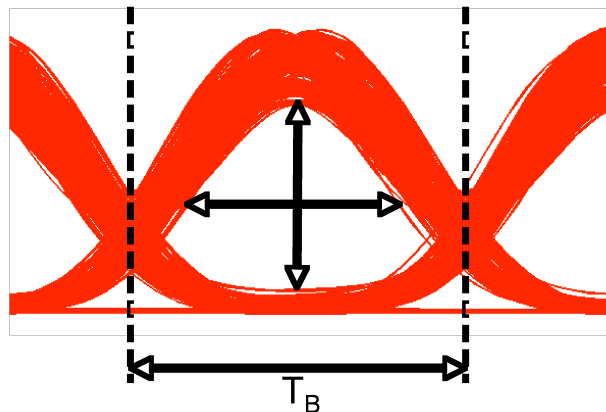


### 3 Übertragungsqualität

Die Übertragungsqualität einer Strecke kann man durch charakterisieren, wie sehr die empfangenen Signale verzerrt oder degradiert sind. Es gibt einige Kenngrößen, die die Übertragungsqualität einer Strecke beschreiben sollen. Wir wollen im Folgenden die Augenöffnung und das benötigte optische Signal-zu-Rauschverhältnis betrachten.

#### 3.1 Augenöffnung

Insbesondere bei intensitätsmodulierten Signalen wird das Augendiagramm am Ende der Strecke zur Qualitätsbewertung herangezogen. Beim Augendiagramm werden die am Empfänger ankommenden Signale immer wieder über einander geschrieben, so dass man am Ende hunderte oder mehr Bits über einander im Augendiagramm betrachten kann. Dabei wird eine sog. *PRBS-Folge* (*Pseudo-Random Bit Sequence*) verwendet, in der alle Bitkombinationen und vor allem alle Übergänge zwischen aufeinander folgenden Bits vorkommen, um den Einfluss von Bitmustern mit zu berücksichtigen. Der Bitmustereinfluss entsteht dadurch, dass benachbarte Bits sich gegenseitig beeinflussen. Ein System hat eine gewisse Gedächtnislänge, die besagt, wie viele Bits noch auf einander Einfluss üben. Eine Gedächtnislänge von zehn Bit z. B. besagt, dass zehn benachbarte Bits sich beeinflussen. Um eine sorgfältige Untersuchung des Systems durchführen zu können müssen dann PRBS-Folgen untersucht werden deren Länge mindestens  $2^n$  ( $n = 10$  in unserem Beispiel) Bits lang sind. Ein Beispiel für ein Augendiagramm ist in Abbildung ?? dargestellt. Für die Abschätzung der Übertragungsgüte betrachtet man dann die sog. *Augenöffnung*. Das ist der Bereich innerhalb des Diagramms, der nicht durch



**Bild 8:** Augendiagramm eines 33%-RZ-Signals mit Augenhöhe und -breite

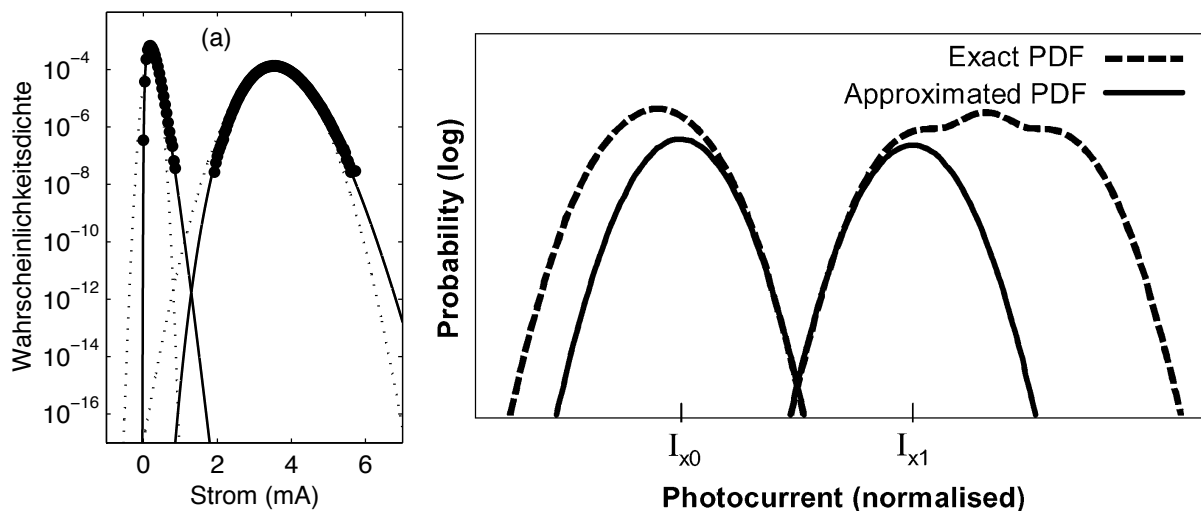
Signallinien durchkreuzt wird. Der maximale Abstand zwischen kleinstem Wert für die Eins (unterste Linie des oberen Niveaus) und größtem Wert für die Null (oberste Linie des unteren Niveaus) nennt man die Augenhöhe. Sie beschreibt den Bereich, in dem die Entscheidungsschwelle liegen kann, um zuverlässig die Einsen von den Nullen zu unterscheiden. Die Augenhöhe kann durch starke Signalverbreiterung bzw. -verzerrung beeinträchtigt werden. Zusätzlich dazu besagt die Breite des Auges, wie groß der Bereich für den Abtastzeitpunkt ist, zu dem die Entscheidung zuverlässig möglich ist. Die Auge wird durch sog. *Jitter* verringert. Unter *Jitter* versteht man das zeitliche Schwanken des Signals, d. h. das Signal

erreicht den Empfänger zu unterschiedlichen Zeitpunkten innerhalb des Bitintervalls.

### 3.2 BER-Abschätzungen

Wie schon im Abschnitt über die Systemeigenschaften erwähnt ist die eigentliche Übertragungsqualität eines Systems seine Bitfehlerrate. Die BER entsteht durch das stochastische Verhalten des empfangenen Signals, das nicht nur aus dem deterministischen Anteil, der durch Pulsform und Übertragungseffekte beschrieben ist und jederzeit reproduzierbar ist, sondern auch durch Rauschen bestimmt ist. Entlang der Strecke und auch im Empfänger addiert sich zum eigentlichen Datensignal noch zusätzliche, i. A. kleine, Rauschbeiträge die die Signalhöhe und die Phase des Signals schwanken lassen. Mit gewissen Wahrscheinlichkeiten sind dadurch alle Werte am Empfänger möglich, jedoch nimmt die Wahrscheinlichkeit mit zunehmendem Abstand vom deterministischen, durchschnittlichen Wert schnell ab. Ein Fehler wird immer dann detektiert, wenn mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit der empfangene Wert so weit vom Erwartungswert abweicht, dass im Falle einer Eins, der Wert unter der Entscheidungsschwelle liegt und im Falle einer Null oberhalb. Die Bitfehlerrate hängt also davon ab, wie breit die Wahrscheinlichkeitsverteilung für die empfangenen Werte ist (wie sehr die Werte schwanken) und wie weit die beiden Signallevel von einander entfernt sind. Daher kann man durch Erhöhung der Empfangsleistung die Bitfehlerrate verringern. Das entspricht einer Vergrößerung des Abstandes beider Signalniveaus. Des weiteren wird die Bitfehlerrate vom Abtastzeitpunkt und besonders von der Wahl der Entscheidungsschwelle beeinflusst.

In amplitudenmodulierten Systemen mit optischer Verstärkung ist das ASE-Rauschen meist der domi-



**Bild 9:** Wahrscheinlichkeitsverteilung der Signallevel für Eins und Null nach der Fotodiode im Elektrischen [?] und bei hohen Signalpegeln für die Null [?]

nierende Rauscheffekt. ASE-Rauschen ist normalverteilt (gaußförmige Wahrscheinlichkeitsverteilung) und behält in linearen Systemen, in denen Nichtlinearitäten nicht dominieren, seine Form bis zum Empfänger bei. In der Fotodiode werden die optischen Felder quadriert und ergeben einen Fotostrom, durch die Quadrierung transformiert sich die Normalverteilung in eine  $\chi^2$ -Verteilung, die jedoch einer Gaußfunktion sehr ähnelt, so dass häufig für die Bitfehlerratenabschätzung eine Gaußverteilung ange-

nommen wird. Man sollte aber gerade bei der Verteilung der Werte für die Null beachten, dass z. T. große Fehler auftreten können. Ein Beispiel für Wahrscheinlichkeitsverteilungen ist in Abbildung ?? dargestellt.

In phasenmodulierten Systemen verhalten sich die Wahrscheinlichkeitsverteilungen anders. Insbesondere wenn nichtlineares Phasenrauschen (*Gordon-Mollenauer-Noise*) auftritt, d. h. dass das Rauschen entlang der Strecke selbst signifikante nichtlineare Phasendrehungen durch I-SPM und I-XPM erzeugt, kann die Bitfehlerrate nicht mehr unter der Annahme normalverteiltem Rauschens bestimmt werden.