

# Rozdział 10

## Cyfrowe łącza optyczne

### 10.1. Wiadomości podstawowe

#### 10.1.1. Wprowadzenie

Cyfrowe łącza optyczne jest najważniejszym, elementarnym modułem współczesnego systemu telekomunikacyjnego na świecie. Wniosło ono do starych systemów telekomunikacyjnych, których działanie oparte było na transmisji sygnałów kablami współosiowymi, kilka bardzo ważnych cech:

- ogromną, niewyobrażalną do niedawna przepustowość,
- znacznie mniejszą wrażliwość na szумы i tym samym lepszą wierność transmisji,
- uniwersalność, jaką daje cyfryzacja wszelkiego rodzaju informacji.

Zatem łączem cyfrowym możemy z powodzeniem transmitować rozmowę, piosenkę, obraz, film, a także program komputerowy, bilans płatniczy firmy itp. Jakkolwiek ilość informacji transmitowanych drogą radiową ciągle rośnie, to cyfrowe łącza światłowodowe nie utraci prymatu przez długie dekady.

Rozdział 10 tej książki jest najważniejszym jej rozdziałem. Opiszemy w nim zasady działania łączy światłowodowych, którymi transmitowane są ogromne ilości bitów informacji na odległości porównywalne z obwodem naszej planety. Aby dojść do niego, poznaliśmy w kolejnych rozdziałach zasady pracy i parametry jego składników: światłowodu, laserów, fotodiod, modulatorów i wzmacniaczy. W tym rozdziale poznamy sposoby modulacji sygnału optycznego po stronie nadawczej, jego regeneracji „po drodze”, efekty dyspersji i sposoby przeciwdziałania, zapoznamy się z rolą wzmacniaczy optycznych i technikami detekcji po stronie odbiorczej. Przeanalizujemy także przyczyny ograniczenia zasięgu łączy światłowodowych.

Jestem przekonany, że Czytelnik po zapoznaniu się z materiałem tego rozdziału zachowa podziw dla ludzi, którzy mrówczą pracą opanowali umiejętność projektowania i budowy tych wspaniałych systemów telekomunikacyjnych, bez których trudno wyobrazić sobie współczesny świat.

#### 10.1.2. Sygnał analogowy i cyfrowy

Sygnał elektryczny niosący informację może mieć formę sygnału analogowego bądź cyfrowego. Typowe sygnały analogowe to głos z mikrofonu czy obraz z kamery wideo. Sygnały

transmisji danych między komputerami są sygnałami cyfrowymi. Sygnały cyfrowe przyjmują kilka z możliwych wartości. Sygnały binarne, dwustanowe, przyjmują jedną z dwu wartości „1” lub „0”. Bardziej złożone systemy modulacji wielostanowej przedstawione zostaną w drugiej części tego rozdziału.

Sygnał analogowy zamieniamy na cyfrowy przez próbkowanie go w określonym rytmie. Pamiętajmy przy tym o kryterium Nyquista: „jeśli sygnał analogowy zajmuje pasmo  $\Delta f$ , to częstotliwość próbkowania  $f_p$  powinna być na tyle duża, aby spełniony był warunek”:

$$f_p \geq 2\Delta f \quad (10-1)$$

Kwantyzacja próbki to przypisanie jej jednej z  $M$  wartości, na co potrzeba  $m$  bitów:

$$M = 2^m; \quad m = \log_2 M; \quad (10-2)$$

Obie funkcje próbkowania i kwantyzacji wykonuje przetwornik analogowo-cyfrowy ADC (ang. *Analog-to-Digital-Converter*). Wartość próbki zostaje zapisana binarnie przez  $m$  bitów, a prędkość transmisji  $B_0$  jest wtedy równa:

$$B_{0[b/s]} = m f_p \geq (2\Delta f) \log_2 M = 2m\Delta f; \quad (10-3)$$

Na rys. 10.1A pokazano ilustrację kwantyzacji analogowego przebiegu  $V_A(t)$  w zakresie napięć od  $-5V$  do  $+5V$  i podawanie wartości próbkowanego napięcia 16-stanowym, czterobitowym przetwornikiem, z okresem próbkowania  $T$ . Na rysunku zaznaczono punkty dokonywania pomiaru. Każda wartość napięcia podawana jest w kodzie binarnym. Na rysunku pokazano przebieg napięcia  $u(t)$  dla jednej z wartości próbkowanego przebiegu, odpowiadający liczbie „1101”, utworzonej przez ciąg impulsów.

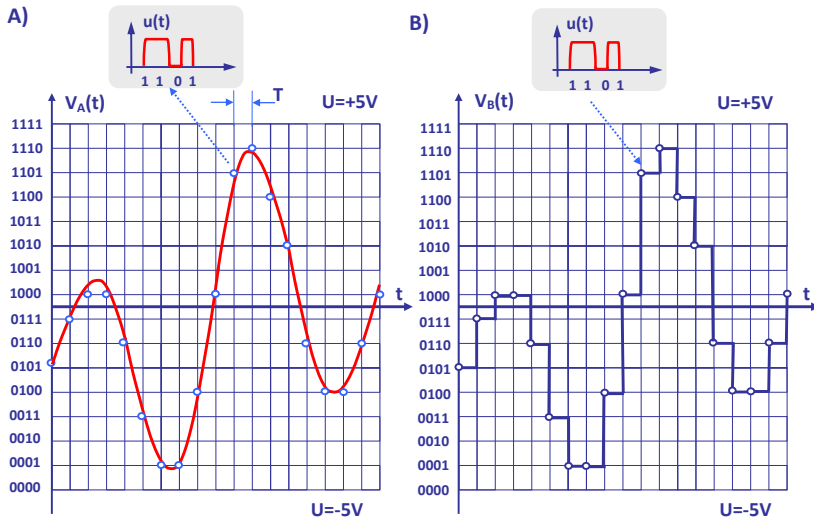
Przetwornik ADC próbkuje sygnał, kwantyzuje go, a system zapamiętuje i/lub transmittuje informację cyfrową o wartości próbki. Należy odnotować, że transmisja wartości napięcia w każdym punkcie próbkowania wymaga przesłania 4 impulsów, ponieważ użyto przetwornik 4-bitowy. W wielu przypadkach koniecznym jest użycie przetwornika 16-bitowego, a wtedy transmisja wartości napięcia próbki wymaga przesłania 16 impulsów.

Po stronie odbiorczej analogową postać sygnału przywraca przetwornik DAC (ang. *Digital-to-Analog Converter*). Przebieg analogowy – jego przebieg  $V_B(t)$  pokazany na rys. 10.1B – nie odtwarza wiernie próbkowanego przebiegu  $V_A(t)$ . Po transmisji odtworzonego sygnału przez filtr dolnoprzepustowy usunięte zostają wyższe harmoniczne i pierwotny kształt próbkowanego sygnału zostaje z dobrą dokładnością przywrócony.

Konkluzją tego punktu jest stwierdzenie, że wszystkie sygnały można ostatecznie zapisać w formie cyfrowej. Transmisja cyfrowa stała się uniwersalnym sposobem na przesyłanie: dźwięku, obrazu i danych cyfrowych. Popatrzmy, jakie pasma transmisji są wymagane przy transmisji rozmaitych danych.

Transmisja rozmowy telefonicznej z użyciem sygnału analogowego zajmuje pasmo 3,4 kHz. Przy próbkowaniu z częstotliwością 8 kHz z rozdzielczością kwantowania 8 bitów otrzymujemy szybkość transmisji 64 kb/s. Nagranie muzyki na dysku CD rejestruje pasmo

do 20 kHz. Przy próbkowaniu z częstotliwością 44,1 kHz i rozdzielczości kwantowania 16 bitów wymagana szybkość transmisji rośnie do 706 kb/s.



**Rys. 10.1.** Ilustracja działania układów ADC i DAC. A) Przebieg analogowy  $u(t)$  próbkowany z okresem  $T$  4-bitowym przetwornikiem ADC, przypisuje wartościom napięcia 1 z 16 wartości liczbowych zapisanych 4 bitami. B) Przetwornik DAC odtwarza próbkowany przez ADC przebieg  $u(t)$ . Filtracja filtrem dolnoprzepustowym usuwa „schodkowy” kształt odtwarzanego przebiegu.

Transmisja cyfrowej telewizji kolorowej, gdy obok dźwięku transmitowany jest obraz o 3 kolorach, wymaga szybkości dochodzących do 10 Mb/s, a dla telewizji wysokiej jakości HDTV (ang. *High Definition Television*) szybkość transmisji bez kompresji dochodzi do 60 Mb/s, a z kompresją przekracza 20 Mb/s.

Porównanie pasma zajętego przez transmisję sygnału analogowego z pasmem zajęтым przez sygnał cyfrowy odwzorowujący przebieg analogowy, wskazuje na konieczność znacznego powiększenia warunków szerokopasmowości. Jest to kolejna przyczyna nacisku na powiększanie szybkości transmisji łączami światłowodowymi.

### 10.1.3. Twierdzenie Shannona-Hartleya

Jak wspomniano wyżej, transmisja sygnału cyfrowego zajmuje pewne pasmo częstotliwości. Intuicyjnie wyczuwamy, że powiększenie liczby przesyłanych informacji wymaga zwiększenia szybkości transmisji mierzonej w bitach na sekundę, a z tym związana jest konieczność zajęcia szerszego pasma częstotliwości. Problem ten podjął Claude E. Shannon w słynnym dziele *Matematyczna teoria komunikacji*. W oparciu o jego rozważania sformułowano twierdzenie Shannona-Hartleya dotyczące przepustowości kanału komunikacyjnego.

Zgodnie z tym twierdzeniem, przepustowość maksymalną  $B_0$ , mierzoną w bitach na sekundę [b/s], zapisać można zależnością (10-4).

$$B_{0[b/s]} = B_{[Hz]} \log_2 \left( 1 + \frac{S_{[W]}}{N_{[W]}} \right); \quad (10-4)$$

W zależności powyższej  $B$  jest pasmem częstotliwości dostępnym do transmisji w danym kanale, natomiast  $S$  i  $N$  to moce sygnału i szumu mierzone w tych samych jednostkach mocy. Z zależności tej, którą można traktować jako ograniczenie, wynika wniosek, że wzrost mocy sygnału i zmniejszenie poziomu mocy szumów pozwala przesać kanałem więcej informacji. Jeżeli stosunek  $S/N < 1$ , to przepustowość kanału  $B_0 < B$  staje się mniejsza od pasma częstotliwości.

#### 10.1.4. Klasyfikacja technik cyfrowej transmisji informacji

Dla rozważań w tym rozdziale przyjęto, że natężenie pola elektrycznego  $E(x,y,z,t)$  sygnału optycznego fali elektromagnetycznej propagowanej w światłowodzie jednomodowym opisuje zespół zależności (10-5). W zapisie przyjęto, że jest to sygnał monochromatyczny, odpowiadający pulsacji  $\omega_0$ , propagowany w kierunku  $z$ , ze stałą propagacji  $\gamma = \alpha + j\beta$ . Jednostkowy wektor  $\hat{e}$  opisuje stan polaryzacji sygnału i w przypadkach, gdy stan polaryzacji nie odgrywa roli, będzie pomijany.

$$\begin{aligned} E(x, y, z, t) &= \hat{e} A_S e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} e^{-\gamma z} = \hat{e} A_S e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 - \beta z)} e^{-\alpha z}; \\ A_S &= A_{SI} + j A_{SQ} = |A_S(t)| e^{j\varphi_S(t)}; \\ |A_S(t)| &= \sqrt{P_S(t)}; \quad P(z) = A_S(t, z) x A_S^*(t, z); \end{aligned} \quad (10-5)$$

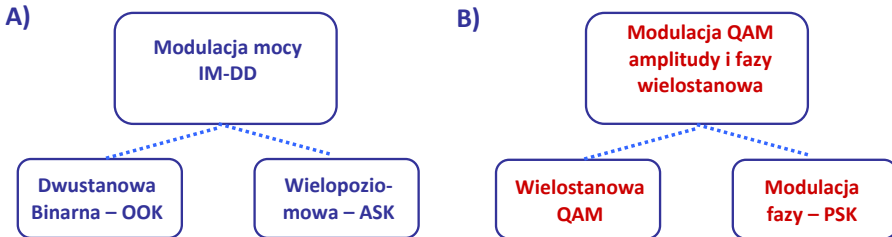
Amplituda  $A_S$  jest wielkością zespoloną. Jej moduł  $|A_S(t)|$  i kąt fazowy  $\varphi_S(t)$  są parametrami poddawany modulacji, aby nanieść na nie pożądaną informację. Moduł  $|A_S(t)|$  związany jest w prosty sposób z mocą, co zapisano także w zależności (10-5). Przebieg  $A_S(t)$  niesie informację zapisaną na nim w procesie modulacji. W tym rozdziale opiszemy rozmaite możliwości przeprowadzenia tego procesu.

Przy najprostszej modulacji IM (ang. *Intensity Modulation*) moc optyczna zmieniana jest w takt sygnału sterującego. Z rozdziału 6 wiemy, że można w tym przypadku zastosować bezpośrednią modulację mocy lasera, bądź zewnętrzne modulatory. Systemy transmisyjne wykorzystujące modulację mocy i bezpośrednią detekcję oznaczane są jako IM-DD.

Na rys. 10.2 pokazano uproszczoną wersję klasyfikacji optycznych systemów transmisji cyfrowej z podziałem na dwie grupy. Pierwszą z grup – rys. 10.2A – stanowią właśnie systemy IM-DD. Opiszemy je w punkcie 10.2. Naturalnym i – rzecz można – oczywistym kierunkiem rozwoju były techniki dwustanowej, binarnej modulacji mocy, oznaczanej często jako modulacja OOK (ang. *On-Off Keying*), dla której obu stanom przyporządkowano liczby „1” i „0”. Pod określeniem kluczowanie amplitudy ASK (ang. *Amplitude-Shift Keying*) mieści się – poza dwustanową modulacją mocy – także wielopoziomowa modulacja mocy (np.

czteropoziomowa), stosowana w bardziej złożonych systemach modulatoryjnych, zwykle w połączeniu z wielostanową modulacją fazy PSK.

Przykład przebiegu sygnału  $A(t)$  o kluczowanej amplitudzie ASK pokazano na rys. 6.8B. Przyjęto tam, że dla cyfry „0” sygnał przyjmuje wartość bardzo małą w porównaniu z cyfrą „1”.



**Rys. 10.2.** Uproszczona klasyfikacja metod modulacji w systemach transmisji cyfrowej. A) Grupa metod modulacji mocy optycznej i bezpośredniej detekcji IM-DD. W grupie tej najpopularniejszą jest modulacja dwustanowa, binarna oraz modulacja wielopoziomowa. B) Grupa metod z modulacją amplitudy i modulacją wielostanową.

Wprowadzając do toru modulator fazy, można modulować argument  $\varphi_s(t)$ . Kluczowanie fazy sygnału optycznego PSK (ang. *Phase-Shift Keying*) jest wysoce skutecznym narzędziem modulacji. W przypadku cyfrowej dwustanowej modulacji fazy, faza sygnału fali nośnej przyjmuje dwie różne wartości dla cyfr „1” i „0”. Zwykle wartości te różnią się o  $180^\circ$ . Przykład przebiegu  $A(t)$  o kluczowanej fazie PSK pokazano na rys. 6.8D. Interesującym rozwiązaniem jest też różnicowa modulacja fazy DPSK (ang. *Differential Phase-Shift Keying*), o której będzie mowa w punkcie 10.3.2.

Można też niezależnie, równolegle modulować części rzeczywistą  $A_{s1}$  i urojoną  $A_{sQ}$ . W ten sposób uzyskuje się wielostanową modulację QAM (ang. *Quadrature Amplitude Modulation*). Techniki te tworzą drugą grupę przedstawioną na rys. 10.2B. Stosując modulację cyfrową, gdy sygnał ma postać binarną, dwustanową, każdy transmitowany sygnał w przedziale czasu  $T$  zawiera 1 bit informacji. Jeśli wykorzystać modulację, w której liczba stanów wynosi  $2^k$ , to w każdym okresie  $T$  przesyłane jest  $k$  bitów informacji. Wtedy szybkość transmisji informacji rośnie  $k$  razy. Na przykład, stosując czterostanową modulację fazy QPSK (ang. *Quadrature-Shift-Keying*), różnice faz między kolejnymi stanami wynoszą  $90^\circ$ , a szybkość transmisji rośnie w tym przypadku dwukrotnie.

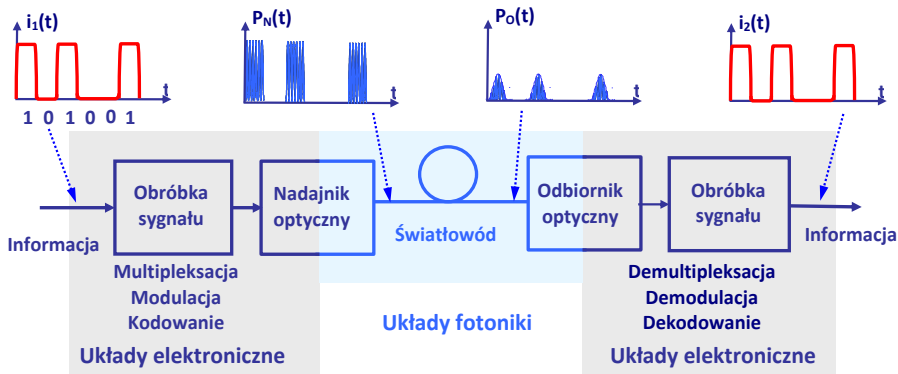
Modulacja wielostanowa typu QAM została z powodzeniem rozwinięta i zastosowana przy transmisji na falach radiowych. W ostatnich latach rozwinięto tę technikę także w pasmach fal transmitowanych światłowodem, co umożliwiło niezwykle intensywny, mierzony w bitach na sekundę b/s, wzrost szybkości transmisji łącza światłowodowego.

Systemy transmisyjne wykorzystujące modulacje QAM przedstawione zostaną w punkcie 10.3.

Istnieje możliwość cyfrowej modulacji częstotliwości FSK (ang. *Frequency-Shift Keying*). Częstotliwość fali nośnej przyjmuje dwie różne wartości  $f_1$  i  $f_2$  odpowiednio dla cyfr „1” i „0”. W tych rozwiązaniach stosowane są zwykle lasery przestrajane. Przykład przebiegu  $A_s(t)$  o kluczowanej częstotliwości FSK pokazano w rozdziale 6 na rys. 6.8C. Ten typ modulacji jest rzadko stosowany i nie uwzględniono go w klasyfikacji z rys. 10.2.

### 10.1.5. Podstawowa struktura łącza

W rozdziale 7 opisano działanie i parametry analogowego łącza optycznego wykorzystującego światłowód jako medium transmisyjne. Podstawowa struktura światłowodowego łącza do transmisji sygnałów cyfrowych jest taka sama. Pokazano ją na rys. 10.3.



**Rys. 10.3.** Podstawowa struktura łącza światłowodowego do transmisji sygnałów cyfrowych, z układami elektronicznymi na początku i końcu łącza.

Zasadniczym zadaniem przedstawionego łącza jest transmisja, jeśli to możliwe bezbłędna, zapisanych elektrycznie sygnałów cyfrowych, czyli strumienia liczb. Zwykle liczby te zapisane są w kodzie binarnym. Na rys. 10.3 sygnał elektryczny w porcie wejściowym reprezentuje przebieg prądu  $i_1(t)$ . Rezultatem transmisji jest sygnał elektryczny  $i_2(t)$  w porcie wyjściowym.

Zalety światłowodu kwarcowego są nam już znane. Światłowód stosujemy w łączu głównie ze względu na znikome tłumienie przy transmisji sygnałów optycznych w wybranych pasmach długości fal. Źródłem fali nośnej w nadajniku optycznym jest odpowiednio skonstruowany laser. Na falę nośną nakładana jest informacja w procesie modulacji, opisanej szczegółowo w rozdziale 6. W porcie wyjściowym nadajnika optycznego pojawi się zmodulowany sygnał optyczny niosący zapisaną informację. Na rys. 10.3 sygnał ten reprezentuje przebieg mocy  $P_N(t)$ .

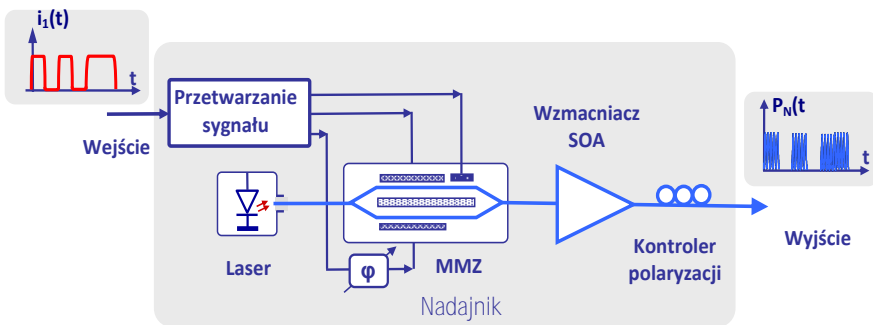
W łączach optycznych, w których sygnał transmitowany jest na odległości nie większe niż kilka czy też kilkadziesiąt kilometrów, tor transmisji jest odcinkiem, bądź sumą kilku spawanych odcinków światłowodu. Gdy odległość rośnie do kilkuset kilometrów w torze światłowodowym wprowadzane są wzmacniacze optyczne, obwody kompensacji dyspersji i układy regeneratorów. Informacja może też być transmitowana do kilku odbiorców, co wymaga wprowadzenia dzielników mocy i sprzęgaczy. Złożone struktury torów optycznych opisane zostaną w kolejnych punktach tego rozdziału.

Oslabiony i często zniekształcony sygnał optyczny dociera do odbiornika optycznego. Na rys. 10.3 reprezentuje go przebieg  $P_o(t)$ . Absorbowane w fotodetektorze fotony generują nośniki elektryczne i sygnał optyczny zostaje przetworzony na elektryczny. Złożony proces elektronicznej obróbki przywraca sygnałowi odpowiedni poziom, kształt i czas trwania, zgodny z rytmem wskazywanym przez zegar. Jak widać z opisu, układy elektroniczne przetwarzające sygnał są niezbędne zarówno po stronie nadajnika, jak i odbiornika. W książce tej poświęca się im istotnie mniejszą uwagę, gdyż opis skupiony jest na elementach i układach optycznych.

## 10.2. Łącza z modulacją mocy i detekcją bezpośrednią (IM-DD)

### 10.2.1. Nadajnik łącza

Źródłem sygnału fali nośnej współczesnych nadajników cyfrowych łączy optycznych, zarówno światłowodowych, jak i wolnej przestrzeni, są lasery półprzewodnikowe. Diody LED stosowane są nadal w łączach wolnej przestrzeni, przy niewielkich szybkościach transmisji. Układ ideowy nadajnika łącza optycznego przedstawiony na rys. 10.4 jest jednym z wielu możliwych rozwiązań.



**Rys. 10.4.** Przykład układu nadajnika optycznego z laserem jako źródłem fali nośnej, z modulatorem MMZ zewnętrznym Macha-Zehndera i półprzewodnikowym wzmacniaczem optycznym SOA.

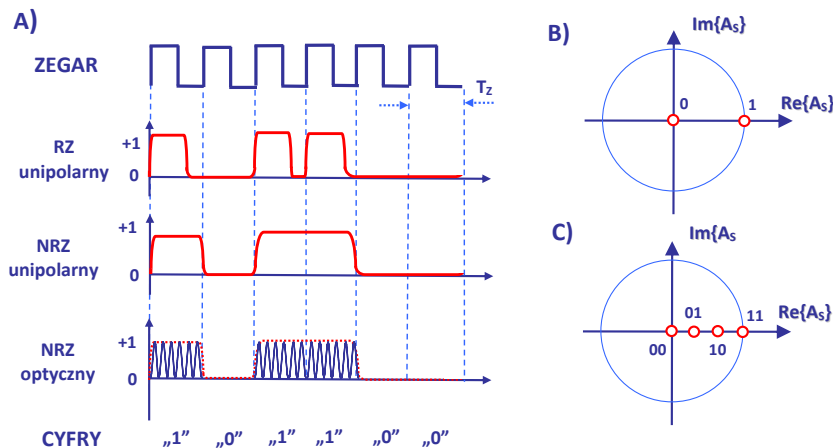
Funkcjonalnie układ nadajnika realizuje trzy istotne zadania:

- laser diodowy jest źródłem optycznej fali nośnej o możliwie najczystszej widmie,
- zewnętrzny modulator MMZ zapewni dwustanową modulację transmitowanej mocy,
- wzmacniacz półprzewodnikowy SOA ustala poziom mocy wyjściowej nadajnika.

Temperatura pracy lasera diodowego w układzie nadajnika jest zwykle stabilizowana, a poziom mocy monitorowany przez umieszczoną w tym celu fotodiode i stabilizowany przez regulację prądu diody laserowej w układzie sprzężenia zwrotnego.

W opisywanym układzie nadajnika wykorzystano zewnętrzny modulator Macha-Zehndera, co jest rozwiązaniem kosztownym, ale zapewniającym najlepsze parametry pracy. Pasma częstotliwości modulacji modulatora umożliwia uzyskanie szybkości transmisji przekraczających 40 Gb/s.

W wielu rozwiązaniach stosuje się bezpośrednią, dwustanową modulację mocy optycznej generowanej przez laser, modulując jego prąd. Jest to rozwiązanie najprostsze, zalecane przy szybkościach transmisji nieprzekraczających 15 Gb/s. W rozdziale 6 przy omawianiu warunków bezpośredniej modulacji mocy lasera zwrócono uwagę na fakt, że modulacji mocy towarzyszy niekontrolowana modulacja częstotliwości. Długość fali generowanej zmienia się ze zmianą prądu  $I_{DL}$  lasera. Wstrzykiwanie prądu powoduje zmianę współczynnika załamania  $n(I_{DL})$ , co powoduje zmianę częstotliwości oscylacji o około 1 GHz/mA. Zjawisko to nazywamy efektem ćwierkania. Zmiana częstotliwości sygnału optycznego w czasie trwania impulsu zwiększa wrażliwość na pojawienie się efektów dyspersji, którym towarzyszy zwiększanie szerokości impulsu. Efekty dyspersji zostaną dokładniej omówione w jednym z kolejnych punktów.



**Rys. 10.5.** Ilustracja procesu modulacji mocy optycznej nadajnika. A) Przebiegi prądu sygnału elektrycznego dla formatu RZ return-to-zero i dla formatu NRZ nonreturn-to-zero przy transmisji liczby 101100. Wykres dolny pokazuje przebieg mocy optycznej. B) Wartości amplitudy  $A_s$  dla modulacji dwustanowej. C) Wartości amplitudy  $A_s$  dla modulacji czterostanowej. Każdemu stanowi odpowiada liczba dwubitowa.



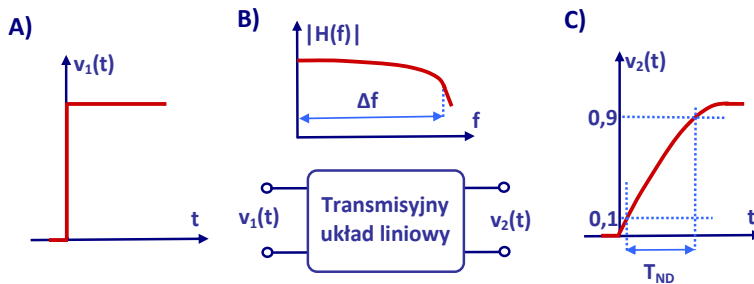
W nadajnikach wykonywanych w technologii fotonicznych układów scalonych stosuje się często modulatory elektroabsorpcyjne EAM. Modulatory EAM pracują przy niewielkich napięciach polaryzacji. Przy odpowiedniej konstrukcji częstotliwościowe pasmo pracy dochodzi do 50 GHz. Wadą modulatorów EAM jest stosunkowo duża zależność parametrów od długości fali sygnału optycznego.

W wielu rozwiązaniach układów nadajników stosuje się wzmacniacze optyczne do podniesienia poziomu wyjściowej mocy optycznej. W fotonicznych układach scalonych wykorzystywane są najczęściej półprzewodnikowe wzmacniacze optyczne SOA. Ich działanie opisano w rozdziale 5.

Na rys. 10.5A pokazano cyfrowy zapis sześciobitowej liczby „101100” w formacie RZ (ang. *Return-to-Zero*) i dla formatu NRZ (ang. *NonReturn-to-Zero*). Należy zauważyć inny kształt impulsów oraz fakt, że impulsy odpowiadające stanowi „1” w formacie RZ są istotnie krótsze od okresu  $T_z$  zegara. Czas trwania impulsu „1” w formacie NRZ jest równy dokładnie  $T_z$ .

Na rys. 10.5B przedstawiono na płaszczyźnie zespolonej wartości amplitudy  $A_s$  dla dwustanowej modulacji amplitudy odpowiadającej cyfrom „1” i „0”. Także na płaszczyźnie zespolonej na rys. 10.5C widać wartości amplitud dla czterestanowej modulacji amplitudy. Każdy stan odpowiada liczbie dwubitowej od „00” do „11”.

Jednym z ważniejszych problemów, które należy wziąć pod uwagę przy projektowaniu systemów transmisji cyfrowej, jest kształt transmitowanych impulsów. Rzecz w tym, że prostokątne impulsy napięcia  $v_1(t)$  doprowadzane do portu wejściowego transmisyjnego układu liniowego zmieniają swój kształt ze względu na skończony czas narastania i opadania impulsu. Problem ten ilustruje rys. 10.6.



**Rys. 10.6.** Ilustracja wpływu szerokości pasma nadajnika na kształt impulsu prostokątnego transmitowanego przez układ liniowy. A) Zbocze prostokątnego impulsu wejściowego  $v_1(t)$ . B) Układ transmisji i charakterystyka  $|H(f)|$  jego funkcji przenoszenia. C) Charakterystyka narastania impulsu  $v_2(t)$  w porcie wyjściowym.

Na rys. 10.6A pokazano przykład zależności  $v_1(t)$ , gdy – w idealnym przypadku – czas narastania impulsu napięcia jest nieskończenie krótki. Napięcie  $v_2(t)$  w porcie wyjściowym nadajnika jest także przebiegiem impulsowym o skończonym czasie narastania  $T_{ND}$  – rys. 10.6C.

Wartość czasu  $T_{ND}$  zależy od charakterystyki  $H(f)$  funkcji przenoszenia układu transmisyjnego, a dokładniej mówiąc – od pasma przenoszenia  $\Delta f$  układu. Im większe pasmo przenoszenia, tym krótszy czas narastania. Wynikiem końcowym prostych rozważań jest zależność (10-6):

$$T_{ND} = \frac{0,35}{\Delta f}; \quad (10-6)$$

Zależność powyższa oznacza, że pasmo transmisji  $\Delta f$  [Hz] ogranicza liczbę przesyłanych w ciągu sekundy impulsów, czyli wartość  $B_0$  [b/s] prędkości transmisji mierzonej w bitach na sekundę. Przyjęto, że dla formatu *return-to-zero* winien być spełniony warunek  $T_{ND}B_0 \leq 0,35$ . Dla formatu *nonreturn-to-zero* warunek jest łagodniejszy. W formacie NRZ impulsy są dłuższe, ich czas trwania jest równy  $1/B_0$ . Oba warunki zapisuje zależność (10-7).

$$T_{ND}B_0 \leq \begin{cases} 0,35 & \text{dla formatu RZ} \\ 0,70 & \text{dla formatu NRZ} \end{cases}; \quad (10-7)$$

W optycznym łączy do transmisji cyfrowej, którego strukturę pokazano na rys. 10.3, każdy z wyodrębnionych układów: nadajnik, układ przesyłu światłowodem i odbiornik mają swoje ograniczone pasmo transmisji. Przeprowadzając dla układu światłowodowego i odbiornika podobne do powyższego rozważania, można określić czasy narastania impulsów  $T_{FIB}$  dla światłowodu i  $T_{OD}$  dla odbiornika, które w portach wejściowych były idealnie strome. Oczywiście dla światłowodu mówimy o obwiedni zmodulowanej fali nośnej.

Każdy z układów wpływa na sumacyjną wartość  $T_L$  czasu narastania impulsu transmitowanego. Można go powiązać z czasami narastania impulsów dla trzech wymienionych układów zależnością (10-8).

$$T_L = \sqrt{T_{ND}^2 + T_{FIB}^2 + T_{OD}^2}; \quad (10-8)$$

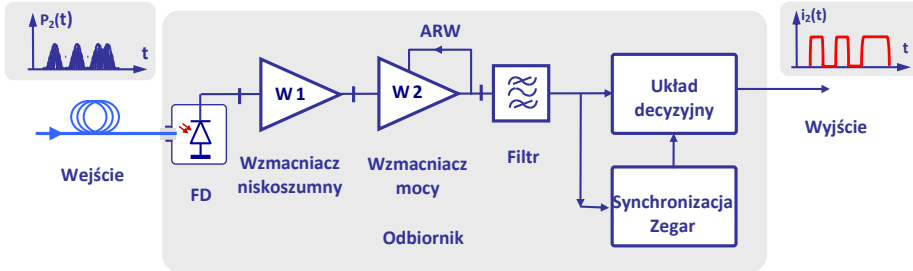
Pasmo przenoszenia odbiornika można opisać stosunkowo prosto, natomiast pasmo przenoszenia toru światłowodowego, w przypadku wprowadzenia do niego wzmacniaczy optycznych, obwodów kompensacji dyspersji czy też regeneratorów jest problemem bardzo złożonym. W tym przypadku czas narastania impulsu wyznaczany jest drogą pomiarów.

Pewną informację o całkowitym czasie narastania impulsu daje wykres oczkowy (ang. *eye diagram*), który zostanie opisany w kolejnym punkcie.

### 10.2.2. Odbiornik łączy w systemach z detekcją bezpośrednią

Kluczowym elementem odbiornika optycznego w systemie IM-DD jest fotodioda. Pełni ona rolę przetwornika docierającego do niej sygnału optycznego na sygnał elektryczny. W rozdziale 4 w punkcie 4.5 omówiono pracę diody p-i-n w układzie odbiornika. W tym rozdziale opisane będą parametry odbiornika.

Podstawową strukturę układu odbiornika z detekcją bezpośrednią pokazuje rys. 10.7. W zasadzie jedna fotodioda FD wystarcza do przetworzenia sygnału optycznego na elektryczny, chociaż można wykorzystać wielodiodowy fotodetektor z falą bieżącą.



**Rys. 10.7.** Podstawowa struktura układu odbiornika optycznego przy transmisji cyfrowej z modulacją mocy i bezpośrednią detekcją IM-DD. ARW – automatyczna regulacja wzmacnienia.

Zależność prądu fotodiody  $i_{FD}(t)$  od mocy optycznej opisuje zależność (4-11). Można ten związek przepisać w prawie identycznej postaci (10-9), jako liniową zależność prądu  $i_{FD}$  od dobiegającej mocy optycznej  $P_O(t)$ , przy czym  $R_{FD}$  jest czułością fotodiody definiowaną zależnością (4-10).

$$i_{FD}(t) = R_{FD}P_O(t); \quad (10-9)$$

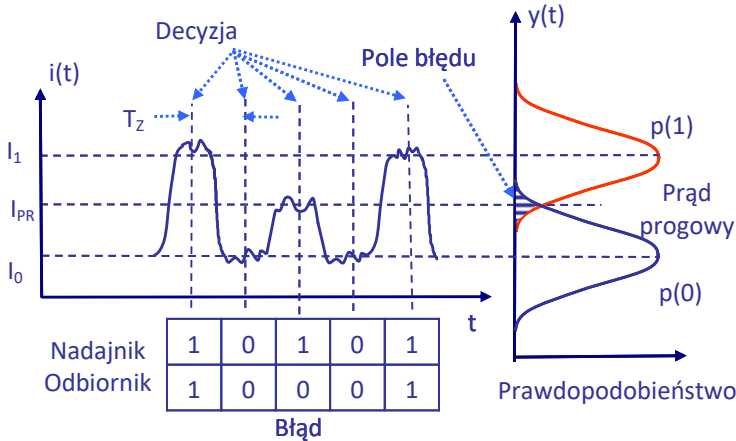
Sygnał fotodetekcji podawany jest do układu wzmacniaczy szerokopasmowych. Układ ARW automatycznej regulacji wzmacnienia ustala wzmacnienie na takim poziomie, aby układ decyzyjny właściwie pracował. Filtr pasmowy usuwa niepotrzebne składniki widma.

Ważnym układem odbiornika jest układ decyzyjny, który podejmuje decyzję o tym, czy w danym przedziale czasu do odbiornika dotarł impuls odpowiadający cyfrze „1” czy też brak sygnału wskazuje na cyfrę „0”. W pierwszym przypadku układ decyzyjny generuje impuls elektryczny o wzorcowym kształcie i czasie trwania, w drugim przypadku  $i_2(t) = 0$  (patrz rys. 10.7).

Bardzo istotnym zadaniem odbiornika jest ustalenie częstotliwości  $B_0$  [b/s], z jaką nadajnik wysyła impulsy, czyli ustalenie okresu  $T_z = 1/B_0$  zegara. W tym celu wzmacniony sygnał kierowany jest do układu synchronizacji, który po odpowiednich filtracjach ustala okres  $T_z$  zegara. Problem rozwiązuje się łatwiej, jeśli użyto formatu *return-to-zero*, trudniej dla formatu *nonreturn-to-zero*. Odfiltrowanie sygnału o częstotliwości  $B_0$  pozwala ustalić moment, w którym układ decyzyjny – raz na okres  $T_z$  – porównuje prąd sygnału  $i(t)$  z prądem progowym  $I_{PR}$ , i ustala, czy w danym okresie do odbiornika dotarł sygnał odpowiadający bitowi „1” czy też bitowi „0”.

Działanie układu decyzyjnego ilustruje rys. 10.8. Do układu dotarła seria zaszumionych impulsów odpowiadających sekwencji cyfr „10101”. Przebieg  $i(t)$  jest obrazem docierającego do odbiornika dwustanowego przebiegu mocy optycznej  $P_O(t)$ . Osłabienie sygnału

optycznego i obecność szumów powodują, że stosunek mocy odpowiadającej bitowi „1” do mocy odpowiadającej bitowi „0”, duży w porcie wyjściowym nadajnika, maleje istotnie po doływie sygnału do odbiornika. Wartość tego stosunku nazywana jest współczynnikiem ekstynkcji  $EX$ .



**Rys. 10.8.** Ilustracja warunków podejmowania decyzji przez układ decyzyjny.

Wykorzystując oznaczenia z rys. 10.8, zgodnie z którymi średnie wartości prądu  $i(t)$  odpowiadającej bitom „1” i „0” oznaczono odpowiednio jako  $I_1$  i  $I_0$ , można współczynnik ekstynkcji zapisać następującą zależnością.

$$EX = \frac{P_{O(1)}}{P_{O(0)}} = \frac{I_1}{I_0}; \quad (10-10)$$

Jest oczywiste, że duże wartości współczynnika ekstynkcji ułatwiają odróżnienie bitu „1” od bitu „0”. Jednakże rezultaty procesu decyzyjnego wymagają głębszej analizy.

Układ decyzyjny w określonym momencie porównuje chwilową wartość prądu  $i(t)$  z wartością progową  $I_{PR}$ . Jeżeli  $i(t) > I_{PR}$ , to układ odczytuje cyfrę „1”, jeśli natomiast  $i(t) < I_{PR}$ , to układ odczytuje cyfrę „0”. Decyzje „1” czy „0” będą podejmowane bezbłędnie, jeżeli sygnał elektryczny będzie czysty. Jednakże w łączach o wielokilometryowych transmisjach sygnał optyczny zostaje znacząco osłabiony i – po wzmocnieniu – staje się porównywalny z szumami. W obecności szumów prawdopodobieństwo popełnienia błędu przy podejmowaniu decyzji „1” czy „0” jest większe od zera. Na rys. 10.8 zaznaczono sytuację, gdy układ decyzyjny błędnie odczytał cyfrę „1”, gdyż w momencie podejmowania decyzji chwilowa wartość prądu  $i(t)$  miała wartość poniżej prądu progowego  $I_{PR}$ .

Ważnym parametrem, wprowadzonym w rozdziale 4, punkt 4.4.3, jest prawdopodobieństwo popełnienia błędu, mierzone stopą błędów  $BER$ . Wartość  $BER$  opisuje czułość odbiorników cyfrowych w systemie transmisji OOK. Zgodnie z definicją jest to minimalna moc

optyczna – np. liczba fotonów – dla której stopa błędów jest mniejszą od  $10^{-9}$  (średnio 1 błąd na  $10^9$  bitów). Jeśli  $p(1/0)$  to prawdopodobieństwo potraktowania „1” jako „0”, a  $p(0/1)$  to prawdopodobieństwo wzięcia „0” za „1”, to wartość stopy błędu *BER* zapisze się następująco:

$$BER = \frac{p(1/0) + p(0/1)}{2} < 10^{-9}; \quad (10-11)$$

W ogólnym przypadku przyjmuje się, że wartość sygnału  $i(t)$  na wejściu układu decyzyjnego jest wynikiem procesu przypadkowego, który charakteryzuje się wartością średnią i wariancją. W rozdziale 4 opisano źródła szumów odbiornika optycznego. Wyodrębniono dwa główne źródła szumów: szumy śrutowe i szumy termiczne jako składniki  $i_{SR}(t)$  i  $i_T(t)$  całkowitego prądu fotodiody opisanego równaniem (4-23).

Równanie (4-31) opisuje wariancję  $\sigma^2$  obu tych składników. Tak więc dla bitu „1” wartość średnia prądu to  $I_1$  i wariancja  $\sigma_1$ , a dla bitu „0” odpowiednio  $I_0$  i wariancja  $\sigma_0$ . Należy odnotować, że dla bitu „1” i dużego prądu  $I_1$  wartość wariancji  $\sigma_1$  jest inna niż  $\sigma_0$  dla bitu „0” i małego prądu  $I_0$ . Można wprowadzić dwa parametry  $Q_1$  i  $Q_0$ , opisujące jakość sygnału dopływającego do układu decyzyjnego. Ich wartości wpływają na prawdopodobieństwo popełnienia błędu, a więc na wartość stopy błędu *BER*.

$$Q_1 = \frac{I_1 - I_{PR}}{\sigma_1}; \quad Q_0 = \frac{I_{PR} - I_0}{\sigma_0}; \quad (10-12)$$

W licznikach obu wyrażeń umieszczono różnice prądów  $I_1 - I_{PR}$  i  $I_{PR} - I_0$ , widocznych na rys. 10.8. Im większą wartość ma współczynnik ekstynkcji, tym większe są różnice prądów i tym większą wartość mają parametry  $Q_1$  i  $Q_0$ .

Wartości prądów szumu, zarówno śrutowego, jak i termicznego są zmiennymi losowymi opisanymi rozkładem normalnym, czyli rozkładem Gaussa. Wykres funkcji prawdopodobieństwa tego rozkładu jest krzywą w kształcie dzwonu (zwaną krzywą dzwonową). Taki charakter mają funkcje  $p(1)$  i  $p(0)$  opisujące prawdopodobieństwo podjęcia bezbłędnej decyzji o odczycie cyfry „1” lub „0”. Prawdopodobieństwa te są funkcjami parametrów  $Q_1$  i  $Q_0$ . Zależność definicyjna (10-11) może być zapisana w postaci (10-13):

$$BER = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \frac{Q_1}{\sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{Q_0}{\sqrt{2}} \right) \right]; \quad (10-13)$$

W zależności powyższej funkcja  $\operatorname{erfc}(x)$  jest tzw. uzupełniającą funkcją błędu Gaussa. Sama funkcja  $\operatorname{erfc}(x)$  opisana jest zależnością (10-14).

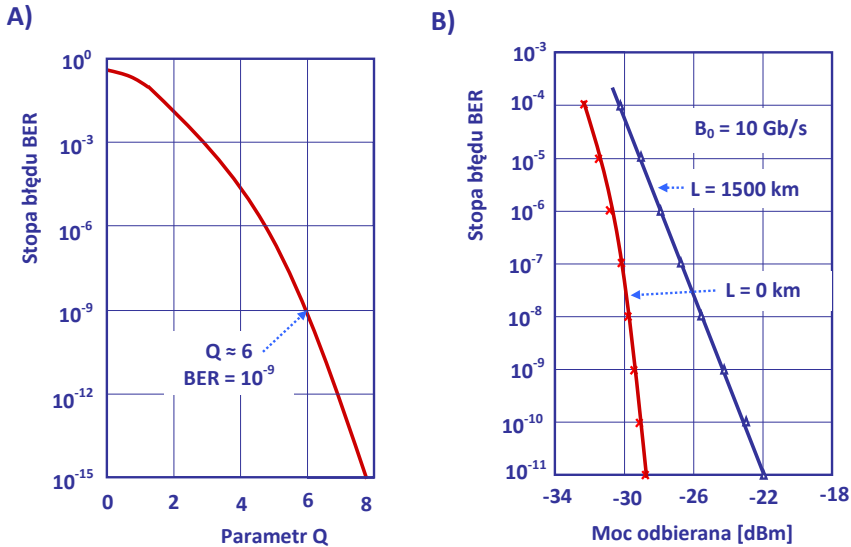
$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\pi} \int_x^\infty e^{-y^2} dy \approx \frac{e^{-x^2}}{x\sqrt{\pi}}; \quad (10-14)$$

Należy zauważyć, że właściwie dobierając wartość prądu progowego  $I_{PR}$ , można uzyskać równość  $Q_1 = Q_0$  obu parametrów równania (10-12). Dla tego przypadku można obliczyć parametr  $Q$  według zależności (10-15). Teraz parametr  $Q$  uwzględnia obydwa prądy  $I_1$  i  $I_0$ .

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}; \quad (10-15)$$

Stopa błędów BER wyraża się teraz uproszczoną zależnością (10-16).

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \frac{e^{-Q^2/2}}{Q\sqrt{2\pi}}; \quad (10-16)$$



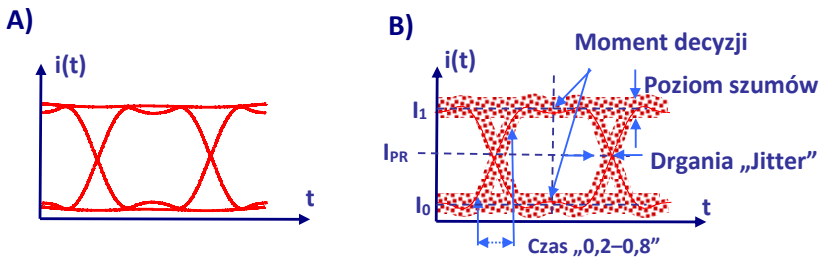
**Rys. 10.9.** Stopa błędów BER odbiornika optycalnego. A) Zależność  $BER(Q)$ . Należy zauważyć, że dla  $Q = 6$ , wartość  $BER \approx 10^{-9}$ . B) Przykładowe, wyznaczone pomiarami, przebiegi BER od średniej mocy optycalnej docierającej do odbiornika. Krzywa czerwona dla  $L = 0$  km, moc zmniejszono tłumikiem. Krzywa granatowa dla  $L = 1500$  km; w torze światłowodowym wprowadzono wzmacniacze optycalne i regeneratory.

Wykorzystując zależność (10-16), obliczono teoretyczny przebieg funkcji  $BER(Q)$ . Pokazano go na rys. 10.9A. Wykres dobrze ilustruje wpływ rosnącego poziomu mocy szumów na wartość stopy błędów. Charakterystyczny jest punkt na wykresie dla  $Q = 6$ , gdyż wtedy  $BER(6) \approx 10^{-9}$ .

Na rys. 10.9B pokazano przykłady przebiegu zmierzonych stóp błędów dla łącza długiego dystansu. Jedna z charakterystyk została zmierzona w układzie, w którym między nadajnikiem a odbiornikiem wprowadzono jedynie tłumik zmniejszający moc. W drugim przypadku między nadajnikiem a odbiornikiem umieszczono tor światłowodowy, w którym poza światłowodem umieszczono wzmacniacze, obwody kompensacji dyspersji i regeneratory (układ taki zostanie opisany w punkcie 10.2.6). Szumy wprowadzone w trakcie transmisji torem oraz zniekształcenia impulsów spowodowały, że uzyskanie tej samej wartości  $BER = 10^{-9}$  wymaga doprowadzenia czterokrotnie (6 dB) większej mocy optycalnej.

Wizualną ocenę jakości odbieranego sygnału umożliwia wykres oczkowy przedstawiony na rys. 10.10. Wykres jest obserwowanym na oscyloskopie obrazem sygnału docierającego w odbiorniku optycznym do układu decyzyjnego.

Na rys. 10.10A pokazano przebieg czystych impulsów napięcia bez zniekształceń wywołanych obecnością szumów. Rzeczywiście oglądany obraz odebranych impulsów ilustruje rys. 10.10B. Kolejne obrazy impulsów nie nakładają się na siebie, obrazy linii przebiegu rozmywają się. W rezultacie obserwujemy znaczące poszerzenie linii, co pokazuje rys. 10.10B. Rysunek rejestrowanego przebiegu przypomina oko. Im bardziej zaszumiony jest sygnał, tym bardziej zamknięte jest oko, tym większe jest prawdopodobieństwo popełnienia błędu przy podejmowaniu decyzji „1” czy „0”.



**Rys. 10.10.** Wykres oczkowy na ekranie oscyloskopu sygnału doprowadzonego w odbiorniku optycznym do układu decyzyjnego. A) Przypadek idealny sygnału czystego. B) Sygnał wraz z szumami i timing jitter.

Wykorzystując wykres oczkowy, można wykonać kilka istotnych obliczeń. Na przykład określić wartości prądów  $I_0$  i  $I_1$  oraz ustalić wartość prądu progowego  $I_{PR}$ , co pokazano na rys. 10.10B. Korzystając ze skali czasu, łatwo określić okres  $T_z$  oraz czas narastania impulsów np. od wartości 0,2 do wartości 0,8 amplitudy. Szerokość linii prądów  $I_0$  i  $I_1$  jest miarą poziomu szumów. Szerokość linii mierzonych na poziomie prądu progowego  $I_{PR}$  pokazuje zmiany długości czasu trwania impulsów, ich losowe wydłużanie i skracanie. Zjawisko to w nomenklaturze angielskiej nazywane jest *timing jitter*.

Z parametrem stopy błędu  $BER$  związana jest czułość kwantowa cyfrowego odbiornika optycznego, mierzona minimalną liczbą fotonów lub odpowiadającą im energią, gwarantującą, że stopa błędów  $BER \leq 10^{-9}$ . Wykazano, że w idealnym przypadku monochromatycznego źródła sygnału i braku szumów, gdy każdy docierający do fotodetektora foton wygeneruje 1 elektron, czułość idealnego odbiornika równa jest 10 fotonów/bit, aby stopa błędów  $BER \leq 10^{-9}$ . Ponieważ przy transmisji bitu „0” nie docierają do odbiornika fotony, to przy transmisji bitu „1” powinno ich dotrzeć 20. Oczywiście w obecności szumów liczba docierających fotonów powinna być znacznie większa.

Oznaczając mierzoną w liczbie fotonów czułość przez  $\bar{n}_0$ , możemy wyznaczyć minimalną moc  $P_{OM}$  zmodulowanego impulsowo sygnału optycznego, który powinien dotrzeć do odbiornika.

$$P_{OM} = hf\bar{n}_0B_0; \quad (10-17)$$

W zależności powyższej  $h$  jest stałą Plancka,  $hf$  jest energią fotonu, a  $B_0$  liczbą bitów w sekundzie. Należy odnotować, że minimalna moc sygnału wymagana w porcie wejściowym odbiornika rośnie proporcjonalnie do szybkości transmisji  $B_0$ .

### 10.2.3. Transmisja światłowodem – bilans mocy

Ważnym parametrem cyfrowego łącza światłowodowego z dwustanową modulacją mocy jest maksymalna liczba transmitowanych w ciągu sekundy bitów  $B_0$  [b/s]. Z wielu powodów konstruktorzy łączy optycznych chcą powiększać liczbę transmitowanych bitów. W tym punkcie wskażemy czynniki ograniczające wartość  $B_0$ <sup>1</sup>.

Drugim z grupy ważnych parametrów jest maksymalna długość  $L$  [km] łącza światłowodowego. W rozdziale 8, omawiając transmisję sygnałów analogowych, wskazano na dwa najważniejsze czynniki ograniczające długość łącza: tłumienie światłowodu i jego dyspersja. Oba te czynniki zostaną kolejno omówione. Dodajmy jeszcze, że w pewnych przypadkach podawany jest iloczyn parametrów  $LB_0$ , gdyż wartości obu parametrów są w pewnym stopniu wymienne.

Tak więc strategia projektowania łącza światłowodowego powinna wziąć pod uwagę dwa zasadnicze warunki:

- Pierwsze uwarunkowania wynikają z bilansu mocy. Dla założonej prędkości transmisji  $B_0$  [b/s] i mocy optycznej  $P_N$  nadajnika należy określić moc  $P_O$ , która dotrze do odbiornika. Moc ta nie powinna być mniejsza od minimalnej mocy  $P_{OM}$  odbiornika, by stopa błędów  $BER$  nie przekraczała założonego poziomu. Poziom minimalnej mocy należy powiększyć o margines  $P_{MR}$  (zwykle przyjmuje się  $P_{MR} = 6\text{dB}$ ). Przeprowadzony bilans mocy prowadzi do wyznaczenia maksymalnej długości światłowodu. Aby zwiększyć długość łącza światłowodowego, należy wprowadzić do toru wzmacniacze.
- Kolejny warunek wynika z wpływu dyspersji na warunki transmisji. Transmisji impulsu towarzyszy powiększenie czasu jego trwania. Jeżeli czas trwania impulsu  $\tau_1$  będzie dłuższy od okresu określonego prędkością transmisji, czyli  $\tau_1 > T_z = 1/B_0$ , to znacznie wzrośnie stopa błędów. Z przeprowadzonego bilansu skutków dyspersji może wynikać konieczność wprowadzenia do toru specjalnych obwodów kompensujących efekty dyspersji. To zagadnienie zostanie omówione w kolejnym punkcie.

Aby ocenić zasięg łącza, przeprowadzimy analizę budżetu mocy. Oznaczmy dla potrzeb analizy następujące wielkości:

- moc nadajnika laserowego  $P_N$  [dBm],
- stała tłumienia światłowodu  $\alpha$  [dB/km],

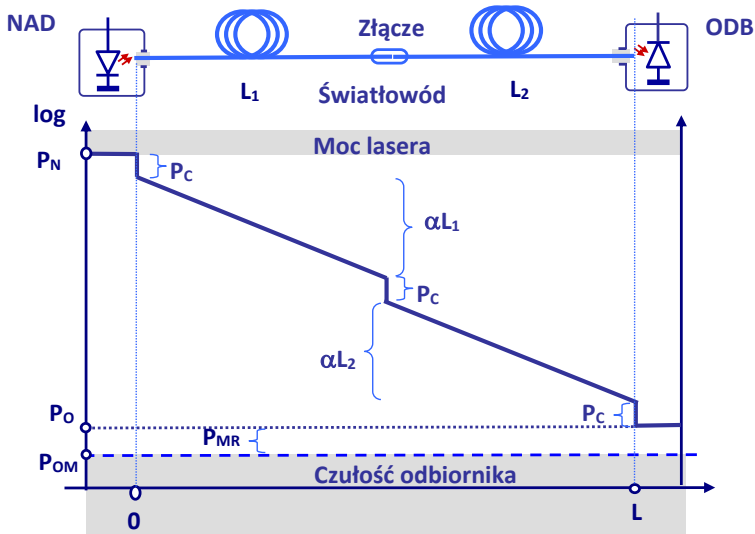
<sup>1</sup> Należy zwrócić uwagę, że w rozdziale 4 posłużono się oznaczeniem  $B$  [Hz], oznaczając nim pasmo wzmacniacza, bądź układu elektronicznego przetwarzającego sygnał elektryczny.



- dla długości światłowodu  $L$  [km] daje to tłumienie toru  $\alpha L$  [dB],
- straty wywołane połączeniami i sprzężeniami, łącznie  $P_c$  [dB],
- czułość odbiornika określona poziomem mocy  $P_{OM}$  [dBm],
- margines mocy  $P_{MR}$  [dB], zwykle przyjmuje się 6 dB.

Równanie opisujące poziom mocy docierającej do odbiornika przyjmuje postać (10-18). Graficzną ilustrację budżetu mocy przedstawiono na rys. 10.11.

$$P_O = P_N - \left( \sum_n \alpha_n L_n + \sum_m P_{Cm} \right) \geq P_{OM} + P_{MR}; \quad (10-18)$$



**Rys. 10.11.** Graficzna ilustracja budżetu mocy sygnału w łączy optycznym w funkcji odległości  $L$  od nadajnika.

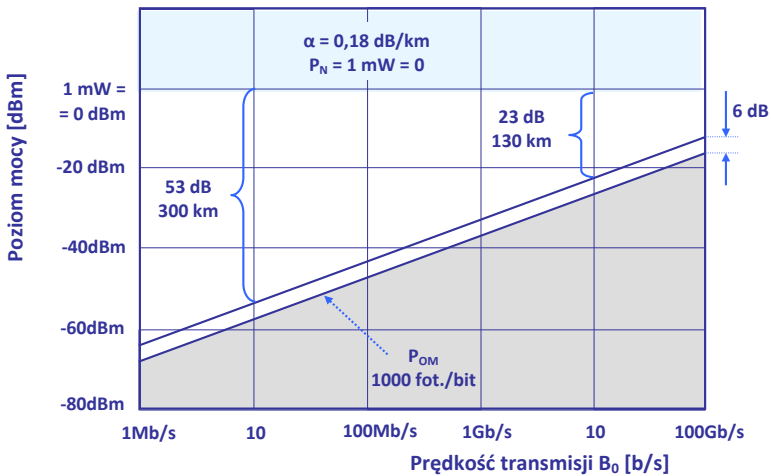
Zmodulowany sygnał optyczny o mocy  $P_N$  traci moc w miarę przepływu do odbiornika. Transmisja odcinkami światłowodu o długościach  $L_1$  i  $L_2$  obniża poziom mocy o  $\alpha(L_1+L_2)$ . W wielu układach łączy światłowodowych tor światłowodu tworzą odcinki o różnych tłumieniach. Wtedy trzeba zsumować tłumienia  $\alpha_n L_n$ , zgodnie z zależnością (10-18).

Połączenia odcinków światłowodów i złącza spawane powodują odbicia i straty mocy. Ich miarą jest parametr  $P_c$ , szacowany w decybelach. Przyjmuje się, że typowe złącze obniża moc o  $P_c = 1,5$  dB. Suma strat mocy na  $m$  złączach i połączeniach światłowodu stanowi istotny składnik prawej strony zależności (10-18).

Równanie (10-17) pozwala obliczyć minimalną moc  $P_{OM}$ , która powinna dotrzeć do odbiornika. Dla bezpieczeństwa poziom minimalnej mocy podnosi się o margines  $P_{MR}$ , zwykle pozostawia się na to 6 dB.

Tak przeprowadzony budżet mocy prowadzi do prostego i czytelnego warunku. Na rys. 10.11 pokazano w skali logarytmicznej obniżanie poziomu mocy w miarę transmisji sygnału od nadajnika do odbiornika.

Bilans mocy w łączy światłowodowym zależy od szybkości  $B_0$  transmisji impulsów. Powiększanie liczby bitów nie wpływa na średnią moc nadajnika, natomiast powoduje zmniejszenie liczby fotonów w impulsie. W równaniu (10-17) znajdujemy iloczyn liczby fotonów, które powinny dotrzeć do odbiornika by rozpoznać impuls „1”, przez liczbę  $B_0$  impulsów. Na rys. 10.12 przedstawiono ilustrację omawianej zależności w łączy światłowodowym pracującym przy  $\lambda = 1550$  nm, mocy nadajnika  $P_N = 1$  mW, marginesie  $P_{MR} = 6$  dB, czułości odbiornika  $P_{OM} = 1000$  [fot./bit] i stałej tłumienia  $\alpha = 0,18$  dB/km.



**Rys. 10.12.** Budżet mocy w łączy optycznym w zależności od prędkości transmisji  $B_0$  [b/s]. Obliczenia przeprowadzono dla: łączy o mocy nadajnika  $P_N = 1$  mW, czułości odbiornika  $P_{OM} = 1000$  [fot./bit] i stałej tłumienia  $\alpha = 0,18$  dB/km.

Aby określić zależność długości  $L$  łączy światłowodowego od prędkości  $B_0$  transmisji, należy wykorzystać zależność (10-18). Można to zrobić, korzystając z zależności (10-19).

$$L = L_{0[B_0=1\text{Mb/s}]} - \frac{10}{\alpha} \log B_{0[\text{Mb/s}]}; \quad (10-19)$$

W zależności (10-19) wprowadzono długość  $L_0$  obliczoną dla  $B_0 = 1$  Mb/s. Można ją wyznaczyć, korzystając z zależności (10-20). Dla tej prędkości transmisji obliczana jest minimalna moc  $P_{OM}$  odbiornika, dodawany margines  $P_{MR}$  i zwykle pomijane straty  $P_C$ .

$$L_{0[\text{km}]} = \frac{1}{\alpha} (P_N - P_C - P_{MR} - P_{OM[1\text{Mb/s}]}); \quad (10-20)$$

Zgodnie z zależnością (10-19) długość  $L$  maleje liniowo z logarytmem prędkości  $B_0$  mierzonej w [Mb/s]. Na wykresie przedstawionym na rys. 10.12 pokazano, jak ze wzrostem  $B_0$  maleje liniowo mierzony w decybelach zakres mocy, o który może zmaleć moc optyczna nadajnika.

Inną ilustrację zależności (10-19) pokazano na rys. 10.14, co omówione zostanie w następnym punkcie.

#### 10.2.4. Transmisja światłowodem – efekty dyspersji

Efekt dyspersji wnosi istotne ograniczenia prędkości transmisji informacji cyfrowym łączem optycznym. Jak zaznaczono wyżej, transmisji impulsu sygnału optycznego przez światłowód towarzyszy powiększenie czasu trwania impulsu  $\tau_1$ . Za wydłużenie czasu trwania impulsu odpowiedzialny jest efekt dyspersji. Jeżeli  $\tau_1$  będzie dłuższy od okresu określonego prędkością transmisji  $\tau_1 > T_Z = 1/B_0$ , to znacznie wzrośnie stopa błędów.

Analizie skutków efektu dyspersji poświęcono wielką liczbę prac teoretycznych i eksperymentalnych. W pewnym okresie popularnym było przekonanie, że rozwiązaniem problemu dyspersji jest transmisja solitonów, specjalnie uformowanych impulsów transmitowanego sygnału optycznego, które w określonych warunkach nie zmieniają swojego kształtu. Właściwości solitonów omówione zostaną w kolejnym punkcie. Jednakże trudności w utrzymaniu warunków propagacji solitonów (stosunkowo duży poziom mocy) zmusiły konstruktorów do szukania nowych rozwiązań.

W często wykorzystywanym 3. oknie transmisji światłowodowej (rys. 2.6) tłumienie jest najmniejsze, natomiast współczynnik dyspersji światłowodu standardowego ma stosunkowo dużą wartość,  $D = 16\text{--}18$  ps/km-nm. Jednym z rozwiązań tego problemu było opracowanie technologii światłowodu o przesuniętej charakterystyce dyspersji. Innym rozwiązaniem jest struktura światłowodu o ujemnym współczynniku dyspersji. Odcinki takiego światłowodu wprowadzane na przemian z odcinkami światłowodu standardowego kompensują w znacznym stopniu efekty dyspersji całego toru.

W wielu publikacjach opisano stosunkowo złożone matematycznie modele opisujące efekt powiększania szerokości impulsów sygnałów optycznych podczas propagacji w środowisku dyspersyjnym. Opis zamieszczony w tym punkcie oparty będzie na stosunkowo prostym modelu, jednak wystarczająco dokładnym, by zasygnalizować najważniejsze problemy.

Efekty i parametry dyspersji modowej i chromatycznej opisano w rozdziale 2. Wpływ efektu dyspersji chromatycznej na transmisję sygnału optycznego o zmodulowanej amplitudzie omawiany był szczegółowo w rozdziale 7, poświęconym analogowym łączom optycznym. Dla przypomnienia należy zauważyć, że efektem modulacji amplitudy jest pojawienie się obok fali nośnej dwóch wstęg bocznych.

Te trzy składniki mają nieco różne częstotliwości, dlatego ich prędkości propagacji światłowodem są także różne. W rezultacie obserwujemy w miarę propagacji zamianę modu-

lacji amplitudy na modulację fazy. Należy oczekiwać, że propagacji sygnału zmodulowanego impulsowo będą towarzyszyły efekty utrudniające transmisję. Efektem takim jest powiększanie czasu trwania impulsu.

Oddzielną uwagę poświęcić należy skutkom dyspersji modowej w światłowodach wielomodowych. W ich przypadku powiększanie czasu trwania impulsów, zwane często rozmywaniem, jest rezultatem różnych prędkości propagacji modów. W światłowodzie o skokowym profilu współczynnika załamania efekt ten jest najsilniej obserwowany. Pomijając wyprowadzenie, końcowa zależność pozwalająca obliczyć wartość iloczynu  $LB_0$  jest następująca:

$$LB_0 = \frac{c}{2n_1\Delta} = \frac{c}{2(n_1 - n_2)}; \quad (10-21)$$

We wzorze powyższym  $c$  jest prędkością światła w próżni,  $n_1$  i  $n_2$  są współczynnikami załamania rdzenia i płaszczka, a parametr  $\Delta = (n_1 - n_2)/n_1$ . Dla przykładu, gdy  $n_1 = 1,46$ ,  $\Delta = 0,01$  otrzymujemy niewielką wartość iloczynu  $LB_0 \approx 10 \text{ km}\cdot\text{Mb/s}$ .

W światłowodach wielomodowych o profilu gradientowym efekt dyspersji modowej jest znacznie mniejszy. Wartość iloczynu  $LB_0$  można obliczyć z zależności (10-22):

$$LB_0 = \frac{c}{n_1\Delta^2}; \quad (10-22)$$

Dla identycznych danych jak wyżej w przypadku światłowodu o profilu gradientowym otrzymuje się istotnie większą wartość iloczynu  $LB_0 \approx 2000 \text{ km}\cdot\text{Mb/s}$ .

Wpływ dyspersji chromatycznej na transmisję impulsów, obserwowany jest jako poszerzanie impulsów. Uzasadnieniem tego efektu jest fakt, że widmo zmodulowanego impulsowo sygnału optycznego, obserwowane w dziedzinie częstotliwości, zajmuje określoną szerokość. Składniki widma o częstotliwościach większych poruszają się nieco szybciej, niż składniki o częstotliwościach mniejszych. W rezultacie rośnie czas trwania impulsu.

W rozdziale 2 zdefiniowano współczynnik dyspersji  $D$  [ps/km·nm]. Punktem wyjścia była zależność (2-24) stałej fazowej  $\beta(\omega)$  opisanej szeregiem Taylora wokół pulsacji  $\omega_0$ . Zależność tą przepisujemy w nieco innej formie.

$$\beta = \beta_0 + \beta_1(\Delta\omega) + \frac{\beta_2}{2}(\Delta\omega)^2 + \frac{\beta_3}{6}(\Delta\omega)^3 + \dots; \quad (10-23)$$

Występujące w powyższej zależności współczynniki  $\beta_k$  i zmienna  $\Delta\omega$  opisane są następująco:

$$\beta_k = \frac{\partial^k \beta}{\partial \omega^k}; \quad \Delta\omega = \omega - \omega_0 \quad (10-24)$$

Kluczem do naszych rozważań jest fakt, że prędkość grupowa  $v_g$  propagowanego światłowodem sygnału optycznego jest funkcją długości fali  $\lambda$ .

$$v_g = \frac{1}{\beta_1}; \quad (10-25)$$

Można wprowadzić istotny do opisu efektu dyspersji współczynnik  $D$ , zdefiniowany zgodnie z zależnością (10-26):

$$D[\text{ps/km} \cdot \text{nm}] = \frac{d}{d\lambda} \left( \frac{L}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2; \quad (10-26)$$

Wartość współczynnika  $D(\lambda)$  mówi o tym, o ile pikosekund poszerzy się impuls transmitowanego światłowodem sygnału optycznego, o szerokości widmowej  $\Delta\lambda$  równej 1 nanometr, po transmisji na długość 1 kilometra. Obok zależności tłumienia  $\alpha(\lambda)$  światłowodu zależność współczynnika dyspersji od długości fali  $D(\lambda)$  jest najważniejszym parametrem światłowodu przy analizie warunków transmisji na duże odległości.

Jak okaże się w dalszych rozważaniach, istotnym parametrem jest także nachylenie  $S(\lambda)$  charakterystyki  $D(\lambda)$  definiowane następująco:

$$S = \frac{dD}{d\lambda} = \frac{4\pi c}{\lambda^3} \beta_2 + \left( \frac{2\pi c}{\lambda^2} \right)^2 \beta_3; \quad (10-28)$$

Parametr ten ma duże znaczenie przy formułowaniu warunku kompensacji dyspersji.

Można wymienić kilka przyczyn mających wpływ na szerokość widmową modulowanego impulsowo sygnału optycznego, a tym samym na warunki propagacji impulsów.

- Widmo sygnału generowanego przez laser diodowy ma określoną szerokość, zależną od struktury lasera. W typowych laserach  $\Delta\lambda = 1-3$  nm, w lepszych rozwiązaniach ze studniami kwantowymi  $\Delta\lambda = 0,1-0,8$  nm.
- Długość fali generowanej przez laser zależy od wartości prądu. Modulując bezpośrednio – przez zmianę prądu – moc lasera, zmieniamy także jego częstotliwość, co istotnie poszerza widmo sygnału. Efekt ten nazywamy migotaniem. Aby uniknąć skutków migotania, stosuje się zewnętrzne modulatory, np. Macha-Zehndera.
- Jak przedstawiono w rozdziale 6, modulacja amplitudy sygnału optycznego powoduje pojawienie się wstęg bocznych po obu stronach częstotliwości fali nośnej. Im większa jest częstotliwość modulacji, tym większe pasmo zajmuje sygnał zmodulowany. Podobny efekt powoduje modulacja impulsowa.

Pierwsza z wymienionych wyżej przyczyn związana jest z niedoskonałością procesu generacji lasera. Oznaczając przez  $\Delta\lambda_L$  szerokość widma lasera, a przez  $\tau_I$  czas trwania impulsu prostokątnego, można obliczyć powiększenie  $\Delta\tau_I$  czasu trwania impulsu.

$$\Delta\tau_I = \frac{d}{d\lambda} \left( \frac{L}{v_g} \right) L \Delta\lambda_L = DL \Delta\lambda_L; \quad (10-29)$$

W tych rozważaniach przyjmujemy, że poszerzenie impulsu nie powinno przekraczać 1/4 okresu  $T$ . Granica  $T/4$  jest przyjęta arbitralnie, ale jest akceptowana w wielu publikacjach.

$$\Delta\tau_I = \frac{T}{4} = \frac{1}{4B_0}; \quad (10-30)$$

Można teraz napisać formułę określającą graniczną wartość iloczynu  $LB_0$ :

$$LB_0 = \frac{1}{4|D|\Delta\lambda_L}; \quad (10-31)$$

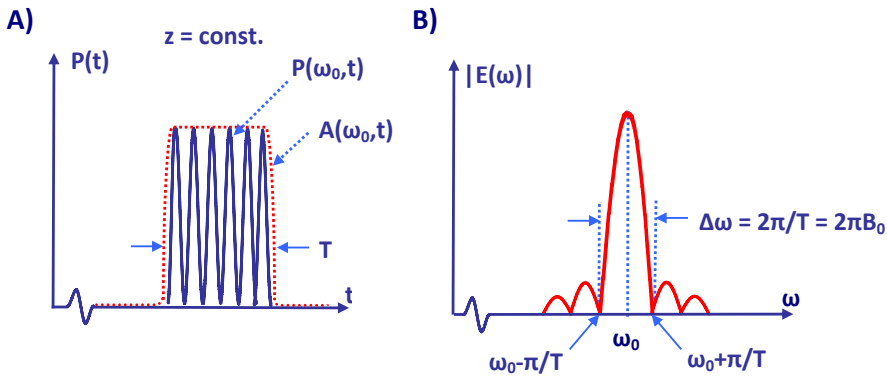
Forma warunku wskazuje na wymiennosc obu parametrów, dwukrotne zwiększenie prędkości transmisji  $B_0$  skraca czas trwania impulsów, co wymusza dwukrotne zmniejszenie długości  $L$ .

Druga z omawianych przyczyn poszerzenia widma sygnału generowanego przez laser związana jest z efektem migotania. Zmiana generowanej częstotliwości przy narastaniu i opadaniu impulsu prądu lasera poszerza widmo lasera o 1–2 nm. Wynikiem tego jest zwiększenie wartości  $\Delta\lambda_L$  w mianowniku zależności (10-31). W wielu układach łączy stosuje się modulatory zewnętrzne i stabilizację mocy lasera, co usuwa problem migotania.

Analiza widma modulowanego impulsowo, monoczęstotliwościowego sygnału, oparta o transformację Fouriera, prowadzi do wniosku, że im krótszy jest czas  $T$  trwania impulsu, tym szersze jest widmo sygnału. Związek ten ilustrują rysunki: rys. 10.13A i rys. 10.13B.

Jeśli przyjmiemy, że czas  $T$  trwania impulsu związany jest prędkością  $B_0$  transmisji zależnością  $T = 1/B_0$  (modulacja w formacie NRZ), to transformata Fouriera wskazuje, że szerokość widma impulsu pokazanego na rys. 10.13B równa jest  $\Delta f = B_0/2$ . Mierzona długością fali  $\Delta\lambda_M$  szerokość widma zmodulowanego impulsowo sygnału zapisuje się zależnością (10-32).

$$\Delta\lambda_M = \frac{\lambda^2}{2c} B_0; \quad (10-32)$$



**Rys. 10.13.** Charakterystyki sygnału optycznego modulowanego impulsowo. A) Zależność mocy optycznej  $P(t)$  od czasu dla pojedynczego impulsu. B) Charakterystyka widmowa impulsu. Im krótszy czas  $T$  trwania impulsu, tym szersze widmo  $\Delta\omega$ .

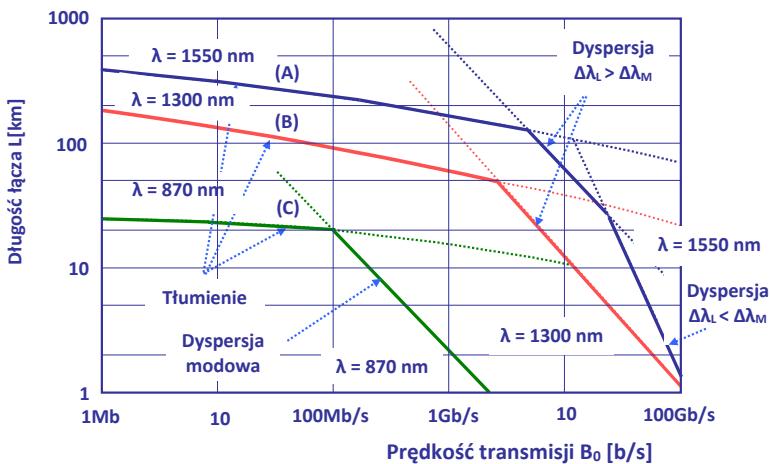
Wykorzystując zależność (10-31), można napisać kolejny warunek ograniczający wartość iloczynu  $LB_0$ .

$$LB_0^2 = \frac{c}{2|D|\lambda^2}; \quad (10-33)$$

Czystość widmowa sygnału lasera nie zależy – w przypadku modulacji zewnętrznej – od częstotliwości modulacji, w tym przypadku określonej wartością  $B_0$ . Dla popularnych laserów wartość  $\Delta\lambda_L$  jest na tyle duża, że poszerzenie widma wywołane modulacją nie odgrywa istotnej roli. Natomiast w przypadku laserów o czystym widmie, dla przykładu gdy  $\Delta\lambda_L = 0,1$  nm, szerokość widma  $\Delta\lambda_M$  zrówna się z  $\Delta\lambda_L$  dla  $B_0 \approx 25$  Gb/s.

Na rys. 10.14 przedstawiono dla ilustracji trzy często spotykane przypadki charakterystyk cyfrowego łącza optycznego. Przypadek oznaczony jako (A) – kolor niebieski – to łącze pracujące w 3. oknie, przy  $\lambda = 1550$  nm i tłumieniu  $\alpha = 0,18$  dB/km. Przyjęto czułość odbiornika na poziomie  $P_{OM} = 1000$  fotonów/bit, co dla mocy nadajnika  $P_N = 1$  mW,  $P_C = 0$  i marginesie  $P_{MR} = 6$  dB dało dla  $B_0 = 1$  Mb/s długość łącza  $L_0 = 350$  km. Zgodnie z równaniem (10-19) wzrost  $B_0$  powoduje zmniejszenie długości  $L$  łącza. W łączy użyto standardowy światłowód o stosunkowo dużym współczynniku dyspersji  $D = 17$  ps/km·nm.

Aby zmniejszyć wpływ efektu dyspersji zastosowano laser o czystym widmie, dla którego  $\Delta\lambda_L = 0,1$  nm. Dzięki temu efekty dyspersji zaczęły być widoczne, gdy  $B_0 > 4$  Gb/s. Wpływ modulacji na poszerzenie szerokości widma i spotęgowanie efektów dyspersji stał się widoczny dopiero powyżej  $B_0 > 15$  Gb/s. Łącza z wymienionymi parametrami mogą pracować w sieciach długodystansowych z prędkością transmisji  $B_0 = 10$  Gb/s, pod warunkiem wprowadzenia do nich układów kompensacji dyspersji. Działanie układów kompensacji dyspersji omówione zostanie w kolejnym punkcie.



**Rys. 10.14.** Tłumienie i dyspersja jako czynniki ograniczające prędkość transmisji łącza światłowodowego. (A)  $L(B_0)$  (niebieski) dla łącza o  $\lambda = 1550$  nm,  $\alpha = 0,18$  dB/km,  $P_{OM} = 1000$  fotonów,  $P_C = 0$ ,  $P_{MR} = 6$  dB,  $D = 17$  ps/km·nm,  $\Delta\lambda = 0,1$  nm,  $L_0 = 350$  km. (B)  $L(B_0)$  (czerwony) dla łącza o  $\lambda = 1300$  nm,  $\alpha = 0,36$  dB/km,  $P_{OM} = 400$  fotonów,  $P_C = 0$ ,  $P_{MR} = 6$  dB,  $D = 1$  ps/km·nm,  $\Delta\lambda = 2$  nm,  $L_0 = 185$  km. (C)  $L(B_0)$  (zielony) dla łącza o  $\lambda = 870$  nm,  $\alpha = 2,4$  dB/km,  $P_{OM} = 400$  fotonów,  $P_C = 0$ ,  $P_{MR} = 6$  dB, światłowód wielomodowy, gradientowy,  $L_0 = 28$  km.

Przypadek oznaczony jako (B) – kolor czerwony – prezentuje łącze pracujące w 2. oknie przy  $\lambda = 1300$  nm, zaprojektowane ze światłowodem standardowym. Przy mocy nadajnika  $P_N = 1$  mW i czułości odbiornika  $P_{OM} = 400$  fotonów/bit obliczono dla  $B_0 = 1$  Mb/s wartość  $L_0 = 185$  km (przyjęto jak wyżej  $P_C = 0$  i  $P_{MR} = 6$  dB). Współczynnik dyspersji w paśmie pracy ma niewielką wartość  $D = 1$  ps/km·nm.

Z tego względu charakterystyka widma użytego lasera jest zaledwie dobra. Przyjęto  $\Delta\lambda_L = 2$  nm. Mimo małej wartości współczynnika  $D$  efekty dyspersji zaczynają być widoczne, gdy  $B_0 > 3$  Gb/s, a długość łącza wynosi jeszcze  $L = 50$  km. łącza tego rodzaju stosowane są w sieciach miejskich i lokalnych.

Przypadek oznaczony jako (C) – kolor zielony – to łącze, w którym użyto światłowód wielomodowy, gradientowy, pracujący w 1. oknie przy  $\lambda = 870$  nm. Dla tego przypadku obliczono efekty dyspersji modowej. Tłumienie światłowodu jest stosunkowo duże,  $\alpha = 2,4$  dB/km. Mimo nienajlepszych parametrów zastosowanie czułego odbiornika pozwala pracować z prędkością transmisji  $B_0 = 2$  Gb/s na odległościach do 2 km. łącza tego typu stosowane są z powodzeniem w sieciach domowych i osiedlowych, w systemach przemysłowych, w samolotach i samochodach. Nie ma powodu, by stosować modulatory zewnętrzne, modulowany jest bezpośrednio prąd lasera. Przy mniejszych prędkościach transmisji stosowane są jako źródła sygnału optycznego diody LED. W łączach tego typu można także z powodzeniem użyć światłowód plastikowy.

W rozdziale 2 w punkcie 2.3.5 opisano efekt dyspersji polaryzacji. W światłowodzie jednomodowym stan polaryzacji nie jest określony. Światłowód jest strukturą całkowicie symetryczną. Propagowany sygnał można traktować jako dwa ortogonalne mody, wzajemnie sprzężone. Jeżeli jednak struktura światłowodu zostaje rozsymetryzowana, na przykład w procesie wytwarzania bądź w rezultacie występujących naprężeń mechanicznych, to oba mody mogą poruszać się z różnymi prędkościami. Rezultatem jest rozmycie propagowanego impulsu jako rezultat występującej dyspersji polaryzacji. Z tego względu o efekcie tym należy wspomnieć w punkcie opisującym ograniczenia szybkości transmisji spowodowane dyspersją. Technologia wykonania światłowodów jest na tyle opanowana, że efekty dyspersji polaryzacji są pomijalne w porównaniu do skutków dyspersji chromatycznej.

### 10.2.5. Solitony

Poszerzanie rozmiarów impulsów propagowanych światłowodem jako skutek efektu dyspersji chromatycznej utrudnia transmisje sygnałów optycznych na duże odległości. Konstruktorzy, szukając sposobów przeciwdziałania, zwrócili uwagę na efekt Kerra. Opisano go w rozdziale 2, w punkcie 2.3.6. Efekt Kerra polega na tym, że wartość współczynnika załamania kwarcu, z którego wykonano rdzeń światłowodu, zależy od poziomu gęstości mocy propagowanego sygnału optycznego, co opisuje zależność (2-41), powtórzona niżej.

$$n'_1 = n_1 + n_p \frac{P_0}{A_{\text{eff}}}; \quad (10-34)$$



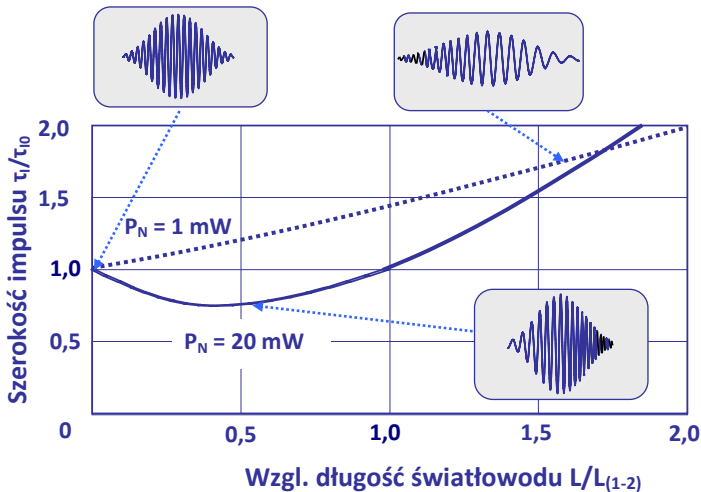
Moc sygnału optycznego  $P_0$  [W] modyfikuje współczynnik załamania  $n_1$  rdzenia światłowodu kwarcowego do wartości  $n'_1$ . Zmienia także swoją wartość współczynnik załamania  $n_2$  płaszczka, choć w mniejszym stopniu, gdyż gęstość mocy optycznej jest w płaszczku mniejsza.

Moce sygnałów optycznych propagowanych światłowodem są niewielkie, rzadko przekraczają 10mW. Jednakże średnica rdzenia  $A_{\text{eff}}$  jest także niewielka i natężenie pola elektrycznego może osiągać wartości, przy których efekty nieliniowe będą widoczne.

W zależności (10-34)  $n_P$  jest współczynnikiem proporcjonalności o wartości równej w przybliżeniu  $n_P \approx 3 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$  (źródła podają różne wartości). Zmiana wartości współczynnika załamania wywołuje zmianę stałej fazowej z wartości  $\beta$  do wartości  $\beta'$ , co opisuje zależność (10-35).

$$\beta' = \beta + \frac{2\pi n_P P_0}{\lambda A_{\text{eff}}}; \quad (10-35)$$

W rozdziale 2 wspomniano, że zależność  $\beta'(P_0)$  wyjaśnia mechanizm samomodulacji fazy. Efekty nieliniowe obserwowane w światłowodzie są wielorakie, a ich mechanizm jest bardzo złożony. Poza samomodulacją fazy i mieszaniami czterofalowym znaczącym efektem jest możliwość propagacji solitonów. Teoretyczny opis zjawiska powstawania i propagacji solitonów jest złożony i wychodzi poza ramy tej książki. Czytelnik zainteresowany znajdzie bez trudności wiele opracowań.



**Rys. 10.15.** Wyniki symulacji wpływu mocy sygnału na efekty dyspersji w światłowodzie standardowym z tłumieniem dla różnych poziomów mocy nadajnika.  $L_{(1-2)}$  – długość toru transmisji, po której impuls małej mocy poszerzył się dwukrotnie. Na rysunku pokazano wpływ samomodulacji fazy na rozkład częstotliwości w czasie trwania impulsu.

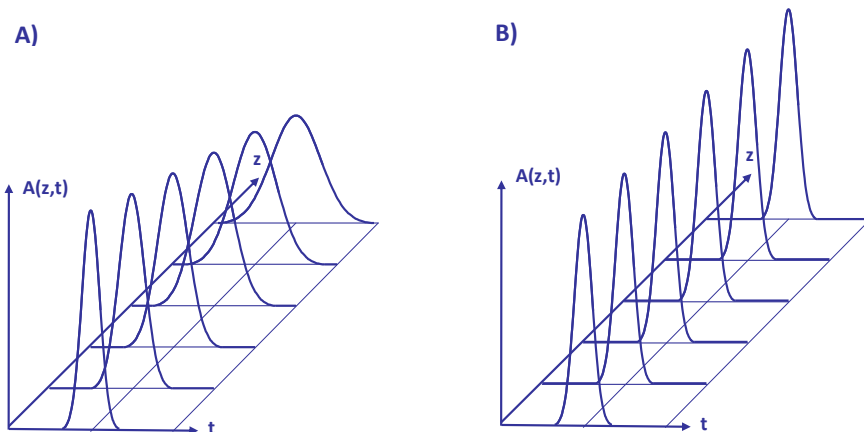
W poprzednim punkcie opisano wywołany dyspersją proces poszerzania się impulsu propagowanego światłowodem. Uzasadnienie tego zjawiska oparte jest na argumentach, że

krótki impuls sygnału optycznego zajmuje pewną szerokość widmową. Składniki widma poruszają się z różnymi prędkościami (dyspersja), impuls poszerza się.

Na rys. 10.15 pokazano ilustrację tego zjawiska dla mocy nadajnika  $P_N = 1$  mW. Impuls opisany charakterystyką Gaussa w miarę propagowania ulega modyfikacji w takim kierunku, że składowe o najmniejszych częstotliwościach tworzą czoło impulsu i poruszają się z nieco większą prędkością niż składowe o częstotliwościach większych, pozostające w tyle. Rezultat tego procesu jest znany: impuls poszerza się, jego czas trwania rośnie. Poszerzenie obwiedni impulsu pokazano także na rys. 10-16A.

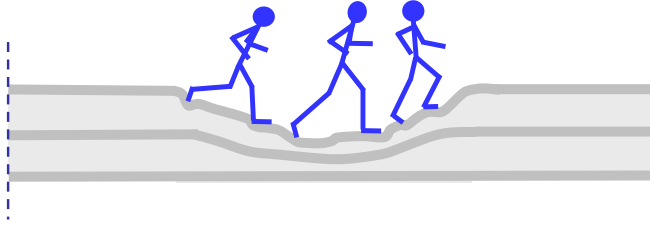
Efekte nieliniowe opisane równaniem (10-35) modyfikują – przy odpowiednio dużym poziomie energii impulsu – warunki propagacji w jego sąsiedztwie. Czoło impulsu tworzą składowe o dużych prędkościach, a składowe o częstotliwościach mniejszych pozostają w tyle. Skutki tego efektu pokazuje krzywa na rys. 10.15 obliczona dla mocy nadajnika  $P_N = 20$  mW. Impuls w pierwszym odcinku toru światłowodowego może ulec skurczeniu. Formuje się kształt solitonu: impuls o profilu Gaussa porusza się bez zmiany kształtu. Efekt ten uwidoczni także rys. 10.16B.

Obliczenia symulacyjne, których wyniki pokazano na rys. 10.15 ilustrują efekty różnicowania prędkości składowych impulsu o różnych częstotliwościach. Różnicowanie to przebiega inaczej w warunkach propagacji sygnału o małej mocy i inaczej, przy takim poziomie niesionej przez impuls mocy, by wystąpił efekt Kerra. Obliczenia prowadzono przy założeniu światłowodu stratnego. Zmniejszanie mocy impulsu w miarę propagacji zmienia warunki, soliton zanika i rozpoczyna się proces poszerzania impulsu. Aby zachować możliwość propagacji solitonu, należy w torze transmisyjnym wprowadzić wzmacniacz, który podniesie poziom mocy impulsu i podtrzyma obecność warunków nieliniowych.



**Rys. 10.16.** Ilustracja propagacji impulsu wzdłuż bezstratnego światłowodu z dyspersją. A) Propagacja impulsu Gaussa z wydłużeniem jego czasu trwania. B) Propagacja solitonu bez zmiany kształtu.

Na rys. 10.17 przedstawiono „grawitacyjną” interpretację efektu tworzenia solitonu. Grupa biegaczy podejmuje bieg. Biegacze biegną z różnymi prędkościami. Grupa wystartowała razem, ale po pewnym dystansie szybsi wysforowali się do przodu, wolniejsi pozostają z tyłu. Na podłożu twardym szybsi przybiegną wcześniej, wolniejsi później. Im dłuższy dystans, tym większa odległość między najszybszym i najwolniejszym. Grupa rozciąga się, impuls poszerza się.



Rys. 10.17. Ilustracja wyjaśniająca proces formowania i „podróżowania” solitonu.

Na podłożu miękkim, nieliniowym, następuje ugięcie podłoża pod ciężarem biegnących. Grupa nie może się rozbiec, ponieważ szybsi biegną stale „pod górę”, wolniejsi nabywają większej prędkości biegnąc stale „z góry”. Jeśli tylko ciężar biegnących jest odpowiednio duży, to grupa biegnie razem jako „soliton”.

Eksperymenty potwierdziły możliwości wytwarzania i propagacji solitonów, a opracowanie wzmacniaczy optycznych pozwoliło podtrzymać taki poziom energii impulsów (pamiętamy o tłumieniu), aby efekty nieliniowe tworzyły warunki ich kompresji.

Należy dodać, że efekty powstawania *solitary waves*, samotnych fal, w zbiornikach wodnych o ustabilizowanych warunkach przepływu wody, zaobserwowano i opisano już w XIX wieku. Uzasadnienie teoretyczne powstało kilkadziesiąt lat później.

### 10.2.6. Łącza długiego dystansu

Przedstawiony w poprzednich punktach opis warunków propagacji światłowodem modulowanego impulsowo sygnału optycznego wskazuje na dwie przyczyny ograniczające długość łącza: tłumienie i dyspersja. Tłumienie powoduje stopniowe zmniejszanie liczby fotonów propagowanych w impulsie, aż staną się niewykrywalne w procesie fotodetekcji z powodu szumów. Dyspersja wywołuje powiększanie czasu trwania impulsów. W czasie, w którym transmitowany jest bit „0”, pojawia się sygnał z sąsiednich „jedynek”, układ decyzyjny popełnia błędy. Na rys. 10.18 pokazano prosty układ łącza światłowodowego, w którym rozwiązano oba wymienione problemy.

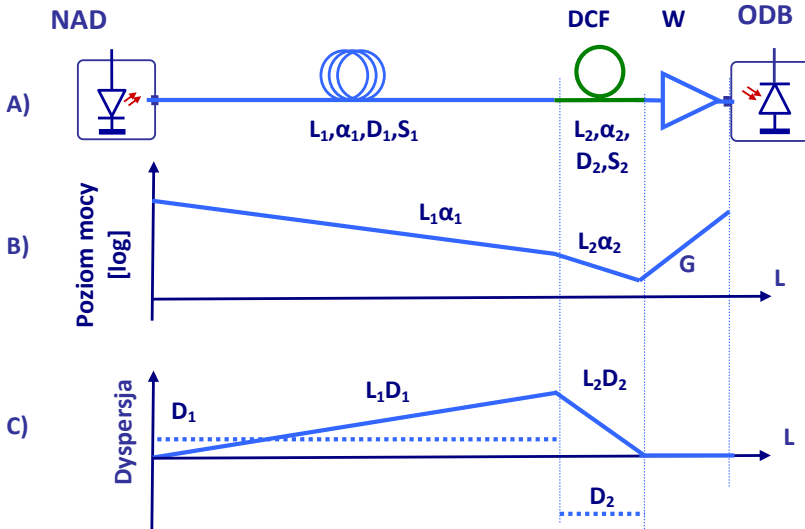
Do układu łącza wprowadzono dwa elementy kompensujące wymienione efekty: wzmacniacz W sygnałów optycznych o wzmacnieniu  $G_w$  i odcinek światłowodu DCF (ang. *Dispersion Compensated Fiber*), kompensującego efekt dyspersji. Na rys. 10.18B pokazano wykres poziomu mocy propagowanego sygnału. Jest to uproszczony wykres z rys. 10.11,

na którym pominięto straty mocy wprowadzane przez złącza i połączenia światłowodów. Równanie (10-18) opisujące poziom mocy docierającej do odbiornika przyjmuje teraz postać (10-36). Wzmocnienie wzmacniacza istotnie podnosi poziom mocy sygnału optycznego i tym samym umożliwia wydłużenie toru światłowodowego.

$$P_O = P_N - \left( \sum_n \alpha_n L_n + \sum_m P_{Cm} \right) + G_W \geq P_{OM} + P_{MR}; \quad (10-36)$$

Na rys. 10.18B zaznaczono fakt, że tłumienie  $\alpha_2$  odcinka światłowodu DCF kompensującego dyspersję jest większe (np. 0,4 dB/km) niż światłowodu standardowego (0,17 dB/km). Światłowody kompensujące DCF, a opracowano kilkanaście różnych struktur, mają mniejsze średnice rdzenia, większy współczynnik tłumienia i efekty nieliniowe występują przy niższym poziomie mocy.

Kolejność włączenia trzech elementów toru: światłowodu standardowego, światłowodu kompensującego dyspersję i wzmacniacza może być różna. Umieszczenie wzmacniacza za nadajnikiem podnosi poziom mocy w pierwszym odcinku toru, co może skutkować wystąpieniem niechcianych efektów nieliniowych. Także oba odcinki światłowodu mogą mieć inną kolejność. Kolejność przedstawiona na rys. 10.18A jest optymalna z punktu widzenia uniknięcia wystąpienia efektów nieliniowych.



**Rys. 10.18.** Kompensacja tłumienia i dyspersji w łączy optycznym. A) Uproszczony układ łączy z włączonym odcinkiem światłowodu kompensującego DCF i wzmacniaczem W. B) Wykres poziomu mocy w układzie łączy.  $L_1 \alpha_1$  oraz  $L_2 \alpha_2$  reprezentują tłumienia odcinków światłowodów,  $G_W$  – wzmocnienie wzmacniacza. C) Odcinek światłowodu DCF o ujemnym współczynniku  $D_2$  dyspersji kompensuje dyspersję  $D_1$  odcinka standardowego.

W układzie pokazanym na rys. 10.18A efekt dyspersji w światłowodzie standardowym, którego miarą jest iloczyn  $D_1L_1$ , kompensowany jest parametrami światłowodu DCF. Proste rozważania prowadzą do warunku (10-37), który powinien być spełniony.

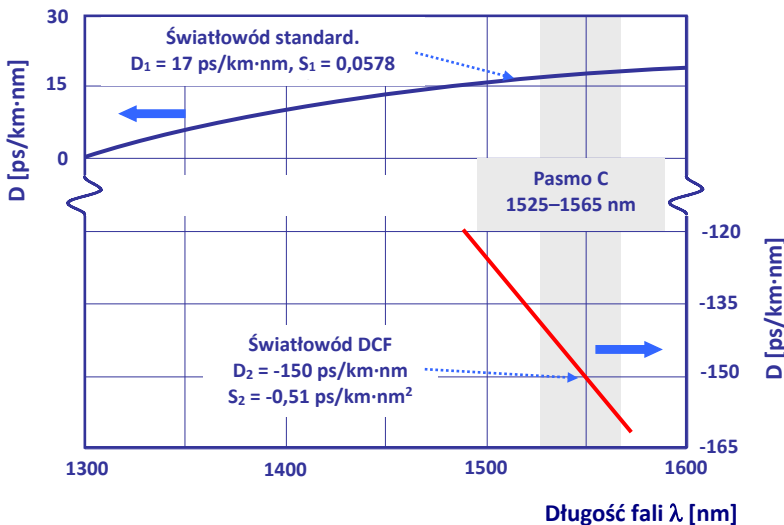
$$L_1D_1 + L_2D_2 = 0; \quad (10-37)$$

Dokładna analiza warunków kompensacji efektu dyspersji prowadzi do wniosku, że obok wartości współczynników dyspersji  $D_1$  i  $D_2$  należy uwzględnić wartości nachyleń  $S_1$  i  $S_2$  obu charakterystyk  $D(\lambda)$ .

Na rys. 10.19 pokazano charakterystykę  $D_1(\lambda)$  światłowodu standardowego i odcinek charakterystyki  $D_2(\lambda)$  światłowodu kompensującego DCF. Oba światłowody zostały tak dobrane, że po spełnieniu warunku (10-37) przez dobór długości  $L_1$  i  $L_2$  obu odcinków spełniony jest także z dobrym przybliżeniem warunek (10-38).

$$L_1S_1 + L_2S_2 \cong 0; \quad (10-38)$$

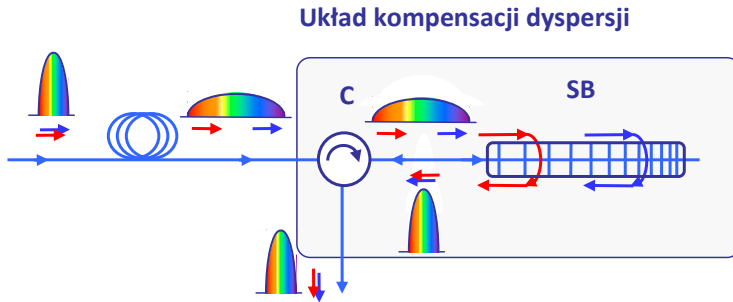
Spełnienie warunków (10-37) i (10-38) pozwala uzyskać kompensację dyspersji dla każdej długości fali nośnej w paśmie C (1525–1565 nm).



**Rys. 10.19.** Porównanie charakterystyk i parametrów światłowodu standardowego i kompensującego DCF pracujących w paśmie C o długościach fali 1525–1565 nm.

Ciekawym i użytecznym rozwiązaniem problemu dyspersji jest układ z siatką Bragga, pokazany na kolejnym rysunku. Impuls docierający do cyrkulatora został w trakcie propagacji światłowodem zniekształcony z powodu dyspersji. Poszerzony trafia do ramienia z siatką Bragga. Jest ona reflektorem skonstruowanym dla promieniowania w paśmie częstotliwości, w którym pracuje łącze. W tym reflektorze profil zmian współczynnika załamania w rdzeniu

światłowodu zmienia się sinusoidalnie z okresem rosnącym liniowo. W rezultacie promieniowanie o różnych długościach fali wnika głębiej lub płycej do obszaru siatki. Głębiej wnika promieniowanie o większych długościach fali – czoło impulsu, płycej promieniowanie o mniejszych długościach fali – tył impulsu. Tak więc reflektor Bragga można tak zaprojektować, by uzyskać kompresję odbitego impulsu.

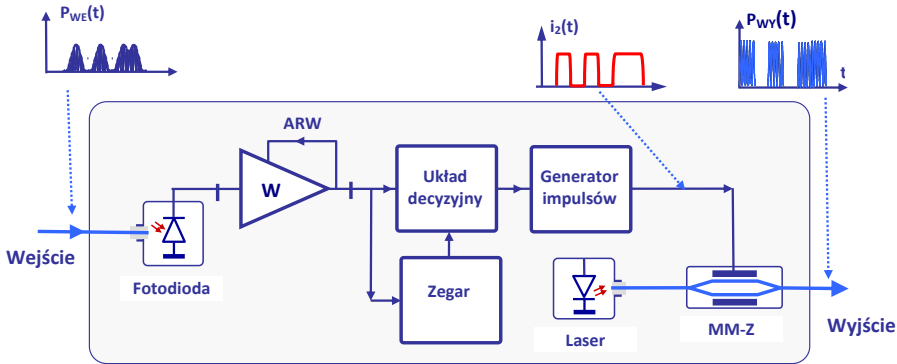


**Rys. 10.20.** Układ kompensacji dyspersji wykorzystujący siatkę Bragga SB o zmiennym skoku i cyrkulator C. Na rysunku pokazano efekt kompresji impulsu.

Układ kompensacji z reflektorem Bragga ma, w porównaniu z użyciem kompensującego światłowodu DCF, kilka korzystnych właściwości. Jego rozmiary są niewielkie w porównaniu do wielokilometrowych odcinków światłowodu, wnoszone straty istotnie mniejsze, możliwość pracy przy większych poziomach mocy optycznej, i wreszcie – co jest często istotnym argumentem – mniejsza cena.

W układzie łączy z rys. 10.18A można tak dobrać wzmocnienie wzmacniacza, że wyjściowy poziom mocy będzie równy mocy nadajnika. Wynika z tego wniosek, że ten trójelementowy układ można kilkakrotnie powtórzyć, by powiększyć długość łącza. Jednakże po każdym dołączeniu kolejnego układu rośnie poziom szumów i psuje się wykres oczkowy. W rezultacie rośnie wartość parametru *BER*. Dalsze powiększanie długości łącza wymaga wprowadzenia do toru regeneratora. Układ regeneratora, w wersji klasycznej, pokazano na rys. 10.21.

Układ regeneratora jest połączeniem odbiornika i nadajnika. Odbierany sygnał kierowany jest do fotodetektora. W niektórych układach scalonych przed fotodetektorem umieszczony jest wzmacniacz optyczny SOA. Sygnał elektryczny z wyjścia fotodetektora jest wzmacniany przez wzmacniacze szerokopasmowe. Układ automatycznej regulacji ustala wzmocnienie tak, aby poziom wzmocnionego sygnału pozwalał możliwie bezbłędnie pracować układowi decyzyjnemu. Sygnał skierowany jest równoległe do toru odzyskania częstotliwości zegara, aby układ decyzyjny pracował w precyzyjnie określonym rytmie. Umieszczony kolejno generator impulsów generuje impulsy elektryczne o wzorcowym kształcie i w rytm zegara.

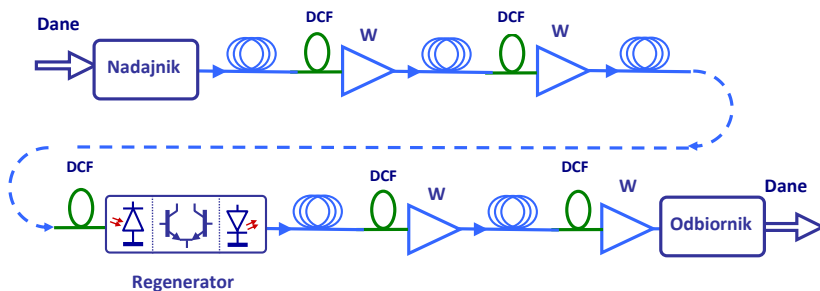


**Rys. 10.21.** Układ tradycyjnego regeneratora 3R impulsów (3R – Reamplifying, Reshaping, Retiming).

W układzie na rys. 10.21 wprowadzono zewnętrzny modulator Macha-Zehndera. W niektórych rozwiązaniach stosowane są modulatory elektroabsorpcyjne. Sygnał wyjściowy może być także wzmacniany przez kolejny wzmacniacz półprzewodnikowy SOA.

Opisany układ nazywany jest często regeneratorem 3R (ang. *Reamplifying, Reshaping, Retiming*). Oznacza to, że poza wzmocnieniem (*Reamplifying*) mocy sygnału optycznego zostaje odbudowany kształt (*Reshaping*) impulsów, a także impulsy generowane są rytmicznie, z precyzją określoną przez zegar (*Retiming*).

Łącza optyczne długiego dystansu są kombinacjami opisanych wyżej składników: światłowodów standardowych bądź o przesuniętej charakterystyce dyspersji, układów/światłowodów DCF kompensujących dyspersję, wzmacniaczy i regeneratorów. Strukturę takiego łącza pokazuje w uproszczeniu rys. 10.22.



**Rys. 10.22.** Struktura łącza optycznego długiego dystansu z odcinkami światłowodów DCF kompensujących dyspersję, ze wzmacniaczami optycznymi oraz z regeneratorem.

Długodystansowe łącza optyczne można komponować w różnorodny sposób. Elementarne odcinki złożone ze standardowego światłowodu, układu kompensacji dyspersji i wzmacniacza

mogą mieć długości w granicach 30–120 km. Łącza o długości do 600 km można konstruować bez regeneratorów. W łączach transoceanicznych o długościach do 9000 km umieszcza się okresowo regeneratory w odstępach 120–600 km.

Światłowody współczesnych łączy długiego dystansu transmitują równocześnie sygnały optyczne o różnych długościach fal, generowane przez różne lasery. Technikę jednoczesnego transmitowania sygnałów optycznych pochodzących z kilkunastu, a nawet kilkadziesiątu nadajników pracujących na różnych długościach fali nazywamy multipleksacją w dziedzinie długości fali WDM (ang. *Wavelength Division Multiplexing*). Multipleksacja WDM pozwala wielokrotnie zwiększyć szybkość transmisji informacji. W takich warunkach problemy kompensacji dyspersji, jednoczesnego wzmocnienia tych sygnałów i ich regeneracji stają się wielokrotnie trudniejsze. W rozdziale 11 poświęconym problemom multipleksacji wrócimy do omówienia zagadnienia łączy długiego dystansu.

## 10.3. Łącza z wielostanową modulacją fazy i amplitudy

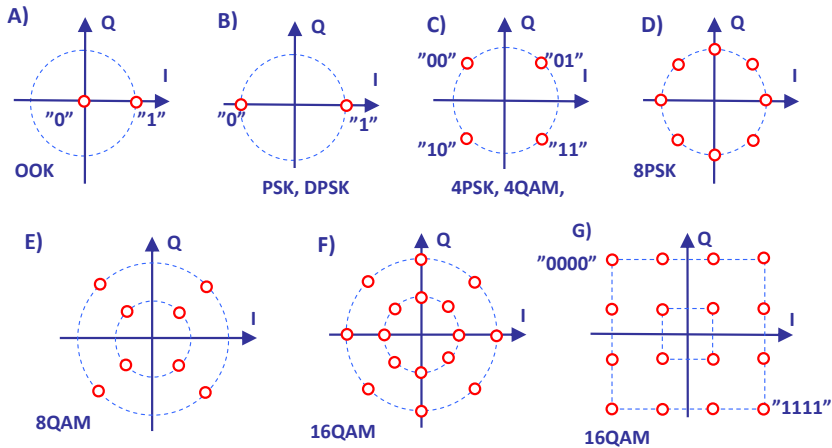
### 10.3.1. Więcej o formatach modulacji

W światłowodzie jednomodowym pole elektryczne transmitowanego sygnału optycznego może nieść informację po zmodulowaniu jego amplitudy, fazy (częstotliwości) lub polaryzacji. Łącza optyczne określone jako IM-DD, opisane w punkcie 10.2, wykorzystywały jedynie modulację amplitudy/mocy. Mimo prostoty procesów modulacji i detekcji łącza IM-DD umożliwiają transmisję informacji z wielką prędkością. Kontynuując badania nad dalszym powiększaniem szybkości transmisji, zwrócono w pierwszej kolejności uwagę na możliwość wykorzystania modulatorów fazy sygnału optycznego. Analogowe łącza wykorzystujące modulację fazy opisano w rozdziale 9. Ten typ modulacji można z powodzeniem wykorzystać przy transmisji sygnałów cyfrowych.

Odnotowano także, że w tradycyjnych systemach transmisji w pasmach radiowych opanowano technikę modulacji wielostanowej. Okazało się, że przesyłając jeden impuls, można przesłać informację o liczbie np. ośmiobitowej. Modulacja wielostanowa umożliwiła wielokrotne zwiększenie szybkości transmisji informacji. Podjęto pracę nad wykorzystaniem techniki modulacji wielostanowej także przy transmisji światłowodami. Opracowano techniki modulacji wielostanowej sygnałów optycznych i szybkość transmisji wzrosła kilkakrotnie. W tym punkcie opisane zostaną techniki transmisji sygnałów cyfrowych oparte na wykorzystaniu modulacji amplitudy i fazy. W części końcowej opisane zostaną układy wykorzystujące polaryzację przesyłanego sygnału optycznego do podwojenia szybkości transmisji.

Na rys. 10.23 przedstawiono ilustracje różnych formatów modulacji cyfrowej sygnału optycznego na płaszczyźnie zespolonej. Pokazują one jak bardzo można wzbogacić technikę modulacji w porównaniu do pierwotnej, dwustanowej modulacji amplitudy.





**Rys. 10.23.** Graficzne ilustracje różnych typów modulacji cyfrowej. A) Popularny rodzaj dwustanowej modulacji amplitudy OOK. B) Dwustanowa modulacja fazy PSK bądź DPSK (ang. Differential Phase Shift Keying). C) Czterostanowa modulacja 4PSK, 4QAM bądź DQPSK. D) Ośmiostanowa modulacja fazy 8PSK. E) Ośmiostanowa modulacja 8QAM. F) i G) Dwie odmiany szesnastostanowej modulacji 16QAM.

W rozważaniach przyjmujemy, że pole elektryczne  $E(z,t)$  monochromatycznego sygnału przesyłanego jednomodowym światłowodem opisane jest zależnością (10-39):

$$E(z,t) = A_S e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} e^{-\gamma z} = A_S e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 - \beta z)} e^{-\alpha z}; \quad (10-39)$$

Sygnał o pulsacji  $\omega_0$ , propagowany jest w kierunku  $z$ , ze stałą propagacji  $\gamma = \alpha + j\beta$ . Stan polaryzacji pominiemy w tej części rozważań, wrócimy do niego w punkcie 10.3.5.

Amplituda  $A_S$  w powyższej zależności jest wielkością zespoloną, co pokazują zapisy (10-40).

$$A_S = A_{SI} + jA_{SQ} = |A_S(t)| e^{j\varphi_S(t)} = I(t) + jQ(t);$$

$$|A_S(t)| = \sqrt{P_S(t)}; \quad (10-40)$$

$$P(z) = A_S(t,z) \cdot A_S^*(t,z) = (I + jQ)(I - jQ);$$

Moduł  $|A_S(t)|$  związany jest w prosty sposób z mocą, co zapisano także w zależności (10-40). Użycie symboli  $I + jQ$  ma na celu uzyskanie większej przejrzystości wyprowadzanych zależności.

Zapis zespolonej amplitudy  $A_S$  zależnością (10-40) wskazuje, że fizycznymi wielkościami, które można uzależnić od przesyłanej informacji są moduł  $|A_S|$  i kąt fazowy  $\varphi_S$ . W praktyce modulacja amplitudy/mocy i fazy są najczęściej wykorzystywane w systemach transmisji światłowodem. Z kilku ważnych względów modulacja częstotliwości wy-

korzystywana jest rzadko (problem dyskutowano w rozdziale 6). Polaryzacja propagowanej światłowodem fali jest wielkością, która także może być wykorzystana w procesie transmisji informacji.

Na rys. 10.23 pokazano graficzną ilustrację wybranych rodzajów modulacji amplitudy i fazy. Przedstawiono tam położenie wskazów amplitudy  $A_S$  na płaszczyźnie zespolonej ( $I, Q$ ). Na rys. 10.23A widać położenia wskazów amplitudy w przypadku dwustanowej modulacji amplitudy OOK, a rys. 10.23B ilustruje położenie wskazów dla dwustanowej modulacji fazy PSK bądź różnicowej modulacji fazy DPSK (ang. *Differential Phase Shift Keying*). Łąca wykorzystujące modulację różnicową opisane zostaną w kolejnym punkcie 10.3.2.

Czterostanową modulację fazy 4PSK/4QAM bądź odmianę różnicową DQAM pokazano na rys. 10.23C. Amplituda  $A_S$  sygnału optycznego przyjmuje jedną z czterech wartości. Każdej z nich przyporządkowana jest dwubitowa liczba.

Na rys. 10.23D pokazano położenie wskazów  $A_S$  dla przypadku ośmiostanowej modulacji 8PSK, a na rys. 10.23E – dla przypadku ośmiostanowej modulacji 8QAM. Oba przypadki są różne i układy realizujące ten typ modulacji są różne. Przy ośmiostanowej modulacji każdej wartości  $A_S$  przyporządkowana jest liczba trzybitowa.

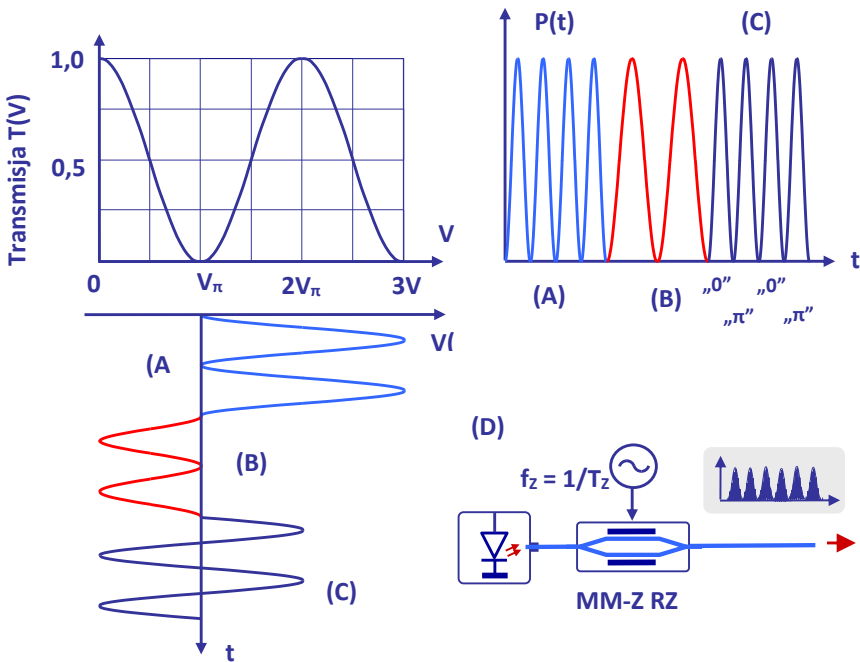
Ostatnie dwa rysunki F) i G) to dwie odmiany szesnastostanowej modulacji 16QAM. Każdej wartości amplitudy  $A_S$  odpowiada liczba czterobitowa. Biorąc przykład z opisanych przypadków, łatwo zaproponować wartości amplitud  $A_S$  dla modulacji 32-stanowej czy 64-stanowej. Jednakże ze wzrostem liczby stanów modulowanego sygnału rośnie złożoność układu modulatora i odbiornika. Rośnie też prawdopodobieństwo popełnienia błędu i poziom mocy, przy której może pracować odbiornik.

Przy modulacji wielostanowej, obliczając prędkość transmisji  $B_0$  [bit/s] cyfrowego łącza optycznego, należy uwzględnić dwie wielkości: wyrażoną w bodach liczbę impulsów  $f_Z = 1/T_Z$ , odbieranych w ciągu sekundy i określoną przez zegar czasem  $T_Z$  [s], oraz liczbę bitów  $N_B$  przesyłanych jednym impulsem.

$$B_{0[\text{bit/s}]} = f_{Z[\text{body}]} N_{B[\text{bit/impuls}]} = \frac{N_B}{T_Z}; \quad (10-41)$$

Proces powiększania przepływności łącza cyfrowego przebiegał dwutorowo. Z jednej strony zwiększano liczbę impulsów w ciągu sekundy, z drugiej powiększano liczbę bitów niesionych przez impuls.

Na zakończenie tego punktu przedstawiony jest poniżej prosty układ laser – modulator Macha-Zehndera, który jest generatorem impulsów o kształcie zbliżonym do rozkładu Gaussa. Układ laser – modulator M-Z może być użyty do formowania impulsów w formacie *return-to zero*, stosowanym w systemach transmisji. Ilustrację sposobu formowania impulsów przedstawiono na rys. 10.24. Układ formowania impulsów oparty na modulatorze M-Z nie wprowadza efektu migotania chwilowej częstotliwości sygnału optycznego, co jest obserwowane przy bezpośredniej modulacji prądu lasera.



**Rys. 10.24.** Generacja impulsów return-to-zero przez układ laser – modulator M-Z (D). A) Polaryzacja w punkcie  $V = 2V_\pi$  umożliwia generację 2 impulsów w okresie  $T_z$ . B) Polaryzacja w punkcie  $V = V_\pi/2$  umożliwia generację 1 impulsu na okres  $T_z$ . C) Polaryzacja w punkcie  $V = V_\pi$  umożliwia generację 2 impulsów w okresie  $T_z$  o kolejno zmiennej fazie „0” i „π”.

Charakterystyka transmisji  $T(V)$  mocy przez modulator M-Z jest sinusoidą, co pokazano na rysunku. Transmisja  $T(V)$  sterowana jest czystym sinusoidalnym sygnałem. W przypadku oznaczonym jako (A) amplituda sygnału równa jest  $V_\pi$ . Liczba generowanych impulsów jest dwa razy większa od częstotliwości sinusoidalnego sygnału sterującego. W przypadku (B) amplituda sinusoidy jest dwukrotnie mniejsza, gdyż w każdym okresie formowany jest jeden impuls. Przypadek (C) jest interesujący dlatego, że w kolejnych impulsach faza sygnału optycznego zmienia się o  $\pi$ .

Układ formowania impulsów nie jest w sensie dostownym modulatorem amplitudy. W trakcie formowania informacja nie jest nanoszona na sygnał optyczny. Uformowane impulsy modulowane są przy transmisji przez następne układy nadajnika. W wielu zastosowaniach użycie formatu RZ zamiast NRZ ułatwia transmisję i detekcję w układzie odbiornika.

### 10.3.2. Łącze z różnicową modulacją fazy DPSK i detekcją bezpośrednią

Modulator fazy oparty na wykorzystaniu efektu elektrooptycznego (patrz w rozdziale 6 punkt 6.4.2) jest prostym przetwornikiem liniowym. Przesunięcie fazy  $\varphi_s$  jest liniowo zależne od przyłożonego napięcia  $V$ , co pokazano zależnością (10-42).

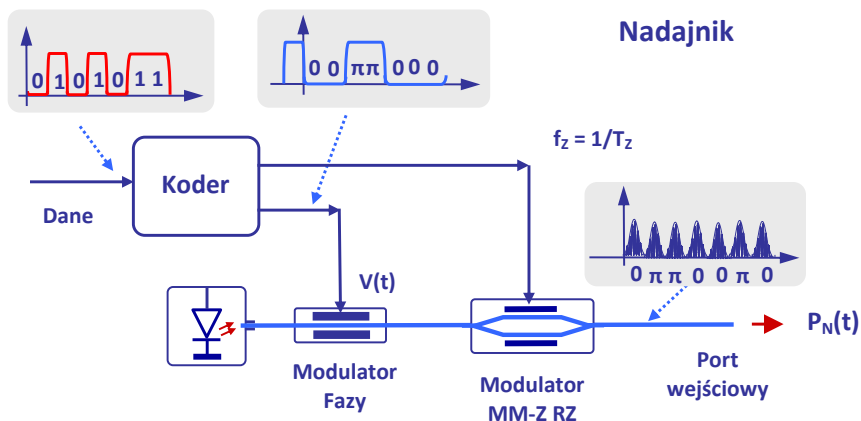
$$\varphi_s = \pi \frac{V}{V_\pi}; \quad (10-42)$$

Charakterystycznym parametrem modulatora jest napięcie  $V_\pi$ , dla którego faza  $\varphi_s$  zmienia się o  $\pi$ .

Na rys. 10.25 pokazano układ nadajnika z cyfrowym modulatorem fazy. W układzie takim można modulować fazę przepływającego sygnału optycznego dwustanowo (modulacja PSK:  $\varphi_s = 0, \pi$  na rys. 10.23B) lub czterostanowo (modulacja 4PSK:  $\varphi_s = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$  na rys. 10.23C). Z modulatorem fazy można zsynchronizować – jeśli to potrzebne – układ formowania impulsów formatu RZ, którym jest odpowiednio wysterowany modulator M-Z – patrz rys. 10.24.

Impulsy wygenerowane przez nadajnik z modulatorem fazy, po dotarciu do odbiornika mają identyczną obwiednię i są nierozróżnialne w procesie bezpośredniej detekcji. Rozwiązaniem problemu jest użycie fazoczułej detekcji koherentnej. Jednakże detekcja koherentna wymaga wprowadzenia do układu odbiornika pomocniczego lasera i dokładnej kontroli jego parametrów. Uciekając przed tymi trudnościami, opracowano dwa interesujące rozwiązania:

- specjalny format modulacji różnicowej,
- układ fazoczułej detekcji polegającej na użyciu interferometru M-Z z odcinkiem linii opóźniającej wprowadzonej do jednego ramienia.



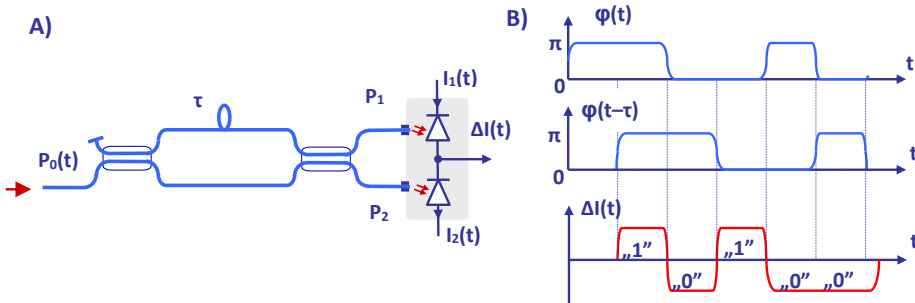
Rys. 10.25. Układ nadajnika z różnicowym modulatorem fazy typu DPSK oraz z modulatorem MM-Z formującym impulsy.

Układ z rys. 10.25 może także pracować jako modulator różnicowy. Zasada działania modulatora różnicowego polega na tym, że informacja o tym, czy transmitowany jest bit „1” czy bit „0” zawarta jest w różnicy faz kolejnych bitów. Jeżeli w kolejnym impulsie faza nie ulega zmianie, (jeśli  $\varphi_s = 0$ , to pozostaje 0, jeśli  $\varphi_s = \pi$ , to pozostaje  $\pi$ ) to znaczy, że transmitowany jest bit „1”. Jeśli natomiast faza zostaje zmieniona (jeśli było  $\varphi_s = 0$ , to staje się zmienione na  $\pi$ , jeśli  $\varphi_s = \pi$ , to zostaje zmienione na 0) to znaczy, że transmitowany jest bit „0”. Transmitowany ciąg danych prowadzony do nadajnika musi zostać przed doprowadzeniem do modulatora fazy zakodowany zgodnie z opisaną regułą. Na rys. 10.25 funkcję tę pełni koder.

Zastosowanie modulatora różnicowego pozwala na użycie w odbiorniku optycznym drugiego z opracowanych przyrządów, mianowicie fazoczułego detektora z interferometrem Macha-Zehndera. W rozdziale 8 w punkcie 8.4.3 opisano – wykorzystując formalizm macierzy transmisyjnych – działanie interferometru Macha-Zehndera z dwoma sprzęgaczami kierunkowymi. W rozdziale 9 w punkcie 9.5.2 przedstawiono analogowe łącze z modulacją fazy, w którym wykorzystano fazoczułość interferometru M-Z. Niektóre z przedstawianych tam zależności zostaną w tym punkcie powtórzone.

Z nadajnikiem przedstawionym na rys. 10.25 może współpracować odbiornik w układzie z interferometrem M-Z pokazanym na rys. 10.26. Jak opisano w poprzednim rozdziale, sygnały w portach wyjściowych interferometru są sumą i różnicą sygnałów z obu ramion lub innymi słowami: są sumą i różnicą sygnałów z dwóch sąsiednich impulsów. Pokazuje to zależność (10-43):

$$P_{1/2}(t) = \frac{1}{4} |A_S(t) \pm A_S(t + T_z)|^2; \quad (10-43)$$



**Rys. 10.26.** Interferometr Macha-Zehndera w układzie fazoczułego detektora. A) Układ interferometru ze sprzęgaczami i linią opóźniającą. B) Fazy  $\varphi(t)$  i  $\varphi(t + \tau)$  sygnałów w portach wyjściowych ramion interferometru oraz przebieg prądu  $\Delta I(t)$  zrównoważonego detektora.

Opisane sygnały kierowane są do pary identycznych fotodiod o czułości  $R_0$ . Prądy obu fotodiod  $I_1$  i  $I_2$  są zależne od mocy  $P_0$  sygnału optycznego docierającego do odbiornika. Można je zapisać następująco:

$$I_{1/2}(t) = \frac{1}{2}R_D P_0 [1 \pm \cos(\Delta\varphi)]; \quad (10-44)$$

Występujący we wzorze kąt  $\Delta\varphi$  jest różnicą faz sygnałów z dwóch sąsiednich impulsów.

$$\Delta\varphi(t) = \varphi_S(t) - \varphi_S(t + \tau) = 0, \pi, -\pi; \quad (10-45)$$

Sygnałem wyjściowym pary fotodiod jest różnica prądów  $\Delta I(t)$  związana prostą zależnością z różnicą faz  $\Delta\varphi$  sygnałów z dwóch sąsiednich impulsów.

$$\Delta I(t) = I_1 - I_2 = R_D P_0 \cos(\Delta\varphi); \quad (10-46)$$

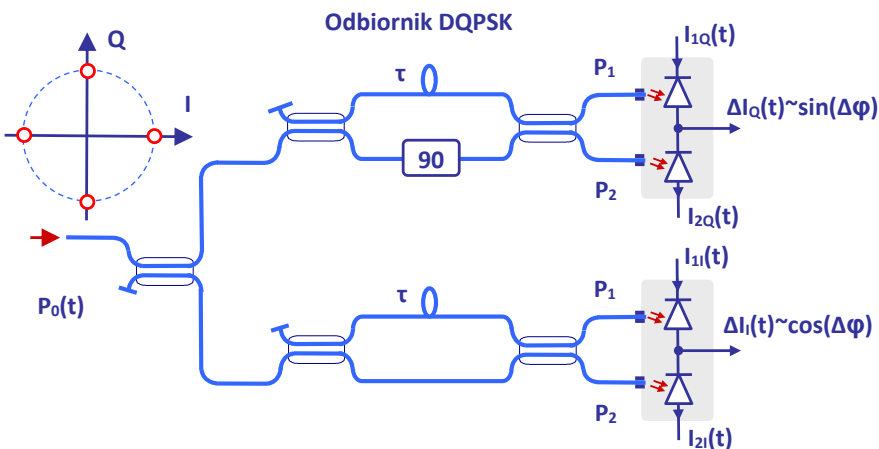
Na rys. 10.26B pokazano przykładowe przebiegi kątów  $\varphi_S(t)$  i  $\varphi_S(t + \tau)$  oraz przebieg różnicy prądów  $\Delta I(t)$  dla kilku kolejnych impulsów. Kształt wyjściowych impulsów prądu będzie zależał od kształtu impulsów, które opuszczają nadajnik, czyli od pracy generatora formującego impulsy RZ.

Fazoczuły detektor pokazany na rys. 10.26A znalazł szerokie zastosowanie w transmisyjnych systemach światłowodowych. Idąc dalej, podjęto udaną próbę zastosowania czterostanowej, różnicowej modulacji fazy DQPSK. Tak jak w opisanym wyżej przypadku nie jest istotna wartość przesunięcia fazy, którą uzyskuje sygnał optyczny, przepływając przez modulator fazy, ale różnica faz  $\Delta\varphi$  między sąsiednimi impulsami. W systemie DQPSK różnica ta może przybierać cztery wartości:

$$\Delta\varphi = 0, -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}, \pi; \quad (10-47)$$

Każdej z tych różnic przyporządkowana jest para cyfr: „00”, „01”, „10” i „11”.

Układ fazoczułego detektora jest bardziej złożony w tym przypadku. Pokazano go na rys. 10.27.



**Rys. 10.27.** Układ fazoczułego detektora stosowanego w optycznych odbiornikach sygnałów wykorzystujących czterostanową modulację różnicową DQPSK.

Sygnał dochodzący do odbiornika dzielony jest na dwa tory i kierowany do dwóch par zrównoważonych fotodiod. Dodatkowe przesunięcie fazy jednego z nich o  $90^\circ$  powoduje, że prądy wyjściowe fotodiod zapiszą się następująco:

$$\begin{aligned}\Delta I_Q(t) &= R_D P_0 \sin(\Delta\varphi); \\ \Delta I_I(t) &= R_D P_0 \cos(\Delta\varphi);\end{aligned}\tag{10-48}$$

Jeśli  $\Delta\varphi$  przyjmie jedną z czterech wartości opisanych wzorem (10-47), to jeden z prądów  $\Delta I(t)$  bądź  $\Delta I_Q(t)$  będzie równy zero. Wskazuje to parę punktów, która jest obiektem obserwacji. Znak prądu + lub – jednoznacznie wskazuje punkt na płaszczyźnie  $(I, Q)$ .

W opisanych wyżej układach nadajników i odbiorników pracują złożone układy elektroniczne do obróbki sygnałów. Założony zakres tej książki nie pozwala zająć się nimi głębiej. Można tylko dodać, że stawiane przed nimi zadania są często bardzo złożone i trudne.

### 10.3.3. Nadajniki modulacji wielostanowej

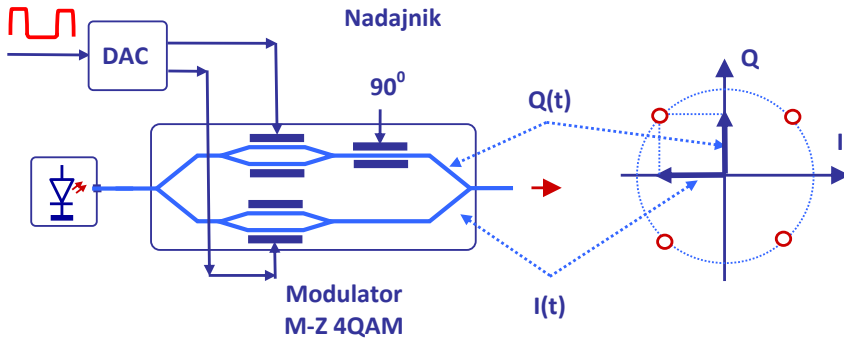
Rozwój technik modulacji wielostanowej był odpowiedzią na potrzebę zwiększenia szybkości transmisji coraz większej liczby bitów łączem światłowodowym. Zespólna amplituda  $A_S$  sygnału optycznego, opisana równaniem (10-40), przyjmuje w modulacji wielostanowej kilka, kilkanaście, a nawet kilkadziesiąt wartości. Opisane w rozdziale 6 punkt 6.4 właściwości modulatorów elektrooptycznych pozwalają stwierdzić, że układ szeregowo połączony modulatora M-Z z modulatorem fazy pozwala ustalić każdą wartość amplitudy  $A_S$ : modulator M-Z ustala bez trudności wartość modułu amplitudy  $|A_S|$  w granicach 0,1–1 bez zmiany fazy, natomiast modulator fazy wartość kąta fazowego w granicach  $\varphi_S = 0-2\pi$  bez zmiany tłumienia.

Taki duet: modulator M-Z i modulator fazy mogą z powodzeniem realizować modulację ośmiostanową 8QAM ilustrowaną na rys. 10.23E. Modulator M-Z umożliwia w tym połączeniu uzyskać dwustanową modulację amplitudy, natomiast modulator fazy realizuje czterostanową modulację fazy. Problemy pojawiają się, gdy rośnie liczba impulsów w ciągu sekundy, to znaczy, gdy maleje czas  $T_Z$ . Napięcie sterujące modulatorem M-Z przyjmuje jedną z dwóch wartości, jest to sterowanie binarne, najwygodniejsze z układowego punktu widzenia. Natomiast napięcie sterujące modulatorem fazy przyjmuje jedną z czterech wartości. Wykonanie czterowartościowego układu sterowania, gdy częstotliwość modulacji  $f_Z$  przekracza 10 GHz, napotyka poważne trudności.

Interesującym i wysoce użytecznym rozwiązaniem stał się układ podwójnego modulatora M-Z, który często nazywany jest modulatorem I-Q.

Układ modulatora I-Q wykonywany jest jako układ scalony, zwykle na podłożu  $\text{LiNbO}_3$ . Sygnał optyczny z lasera dzielony jest symetrycznie do obu ramion. W obu ramionach umieszczono identyczne modulatory, zwykle dualne. W górnym ramieniu umieszczono przesuwnik fazy  $90^\circ$ . Zmodulowane sygnały są następnie sumowane.

Pokazano go na rys. 10.28.



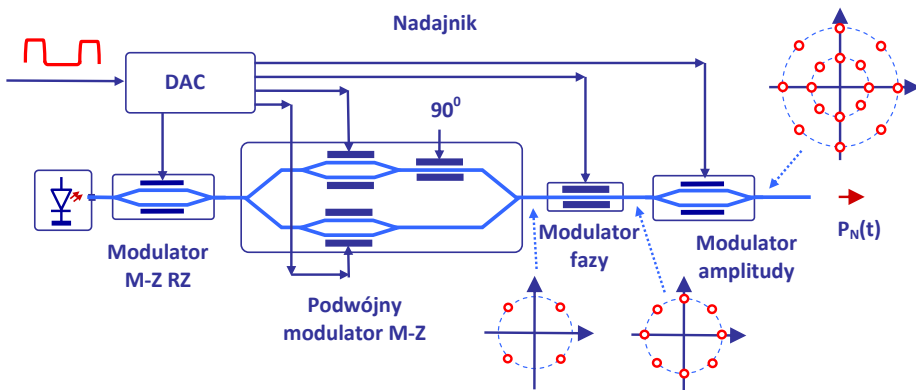
Rys. 10.28. Równoległy układ modulatorów M-Z, zwany modulatorem I-Q.

Jeśli zapisać zespoloną amplitudę  $A_S$  zależnością (10-49), to układ modulatora I-Q umożliwia odrębną modulację obu składowych  $I(t)$  i  $Q(t)$ .

$$A_S(t) = A_{SI}(t) + jA_{SQ}(t) = I(t) + jQ(t); \quad (10-49)$$

Na rys. 10.28 pokazano, jak układ opisywanego modulatora realizuje modulację 4QAM. W tym przypadku napięcia sterujące modulatorami są binarne, dwuwartościowe. W wielu rozwiązaniach układach modulatorów I-Q w obu ramionach szeregowo z modulatorami M-Z wykonywane są modulatory fazy. W układach takich można wykonać wiele interesujących funkcji. Dla przykładu można realizować modulację szesnastostanową, charakteryzującą się tym, że w każdym impulsie przesyłane są 4 bity. Jednak wtedy napięcia sterujące muszą przyjmować więcej niż dwie wartości, co ogranicza częstotliwość modulacji.

Konstruktorzy nadajników optycznych dysponują interesującymi przyrządami, które pozwalają rozwiązać problem modulacji wielostanowej w różnych kombinacjach układowych. Przykład układu realizującego modulację 16QAM w trzech etapach pokazano na rys. 10.29.



Rys. 10.29. Układ złożonego modulatora 16-stanowego, charakteryzującego się tym, że wszystkie elementy sterowane są napięciami binarnymi.

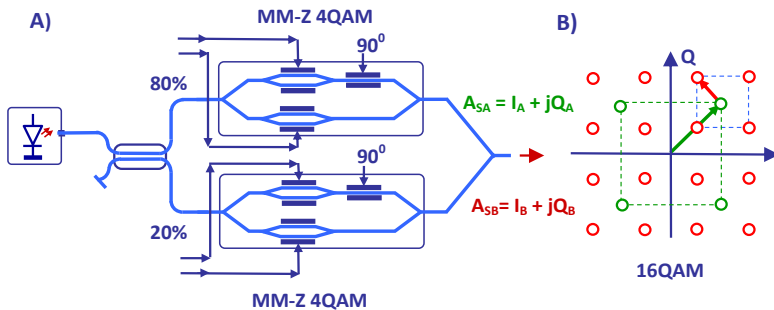


Umieszczony zaraz za laserem modulator M-Z RZ formuje impulsy zgodnie z rytmem zegara, nie nаноsząc na sygnał optyczny informacji. Pierwszym przyrządem modulującym jest podwójny modulator M-Z, który nanosi modulację czterostanową. Elektrody modulatora sterowane są sygnałami binarnymi. Podobnie kolejny w ciągu modulator fazy binarnie moduluje dopływający sygnał, co w rezultacie daje modulację typu 8PSK. Ostatni z przyrządów pełni rolę dwustanowego tłumika, nie wprowadzając dodatkowych przesunięć fazowych. Rezultat kolejnych procesów pokazuje końcowy rysunek na płaszczyźnie zespolonej ( $I, Q$ ).

Inny wariant układu modulatora 16QAM pokazano na rys. 10.30. W układzie modulatora umieszczono dwa równoległe modulatory I-Q. Sygnał optyczny z lasera dzieli moc nierówno między oba ramiona, w proporcji 4 : 1. W torze górnym sygnał modulowany jest czterostanowo. Oba cząstkowe modulatory górnego ramienia sterowane są napięciami binarnymi. Podobnie w torze dolnym sygnał modulowany jest czterostanowo napięciami binarnymi. Oba sygnały sumują się następnie, co opisuje zależność (10-50).

$$A_S = A_{SA} + A_{SB} = (I_A + jQ_A) + (I_B + jQ_B); \quad (10-50)$$

Moduły obu zespolonych amplitud są nierówne, gdyż  $|A_{SA}| = 2|A_{SB}|$ . W rezultacie amplituda sygnału optycznego w porcie wyjściowym może przyjmować jedną z 16 wartości, opisanych czterobitowymi liczbami.



**Rys. 10.30.** Układ równoległych modulatorów realizujący modulację 16QAM. A) Dwa równoległe połączone modulatory 4QAM z podziałem doprowadzonej mocy 4 : 1. B) Ilustracja modulacji na płaszczyźnie  $I, Q$ , gdy  $|A_{SA}| = 2|A_{SB}|$ .

Powyżej opisano trzy wybrane rozwiązania układów modulatorów realizujących modulację wielostanową. W licznych publikacjach można znaleźć wiele bardzo interesujących i pomysłowych rozwiązań. Niemniej typowymi składnikami układów modulujących są modulator Macha-Zehndera i modulator fazy, oba elementy wykonywane na podłożu elektrooptycznym. Cały szereg układów mógł być zrealizowany dzięki opanowaniu technologii fotonicznych układów scalonych. Układy scalone tego typu mają niewielkie wymiary i straty mocy, symetryczne struktury i bardzo dobrą powtarzalność. W wielu laboratoriach na świecie pracuje się nad kolejnymi generacjami tych układów.

Zastosowanie modulacji wielostanowej połączone ze znacznym powiększeniem szybkości transmisji zwielokrotniło wymagania w stosunku do elektronicznych układów sterujących. Tu można znaleźć przyczyny szukania rozwiązań pozwalających na stosowanie dwuwartościowych napięć sterujących. Rozwój mikroelektroniki, miniaturyzacji układów scalonych czy wzrost pasma ich pracy pozwoliły sprostać także tym wymaganiom.

### 10.3.4. Odbiorniki modulacji wielostanowej

W poprzednim punkcie opisano sposoby nanoszenia cyfrowych informacji poprzez modulację na przebiegu modułu  $|A_S(t)|$  i kąta fazowego  $\varphi_S(t)$  pola elektrycznego, opisanego zależnością (10-39). Kluczem do rozszyfrowania zmodulowanego wielostanowo sygnału optycznego jest detekcja koherentna, wykrywająca zmiany zarówno amplitudy, jak i fazy odbieranego sygnału.

W rozdziale 9, w punkcie 9.2 opisano właściwości detekcji koherentnej i parametry detektorów. Pokazany na rys. 9.3 koherentny detektor zrównoważony, jeśli chodzi o zasadę działania nie różni się od detektora pokazanego w tym punkcie na rys. 10.31. Szerokopasmowy detektor koherentny przystosowany do odbioru sygnałów analogowych jest w stanie odbierać z powodzeniem sygnały cyfrowe. Jednakże transmisja i odbiór sygnałów cyfrowych mają swoją odrębną specyfikę. Dlatego poświęcono tej tematyce odrębny rozdział 10.

W tym punkcie powtórzymy niektóre formuły przedstawione wcześniej w rozdziale 9, stosując nieco zmodyfikowane oznaczenia. Dla rozważań w tym rozdziale przyjęto, że oznaczone literą  $S$  natężenie pola elektrycznego sygnału optycznego o częstotliwości  $f_S$ , dopływającego z toru sygnału, zapisać można następująco:

$$S = A_S e^{j\omega_S t} = |A_S(t)| e^{j[2\pi f_S t + \varphi_S(t)]}; \quad (10-51)$$

$$|A_S(t)| = \sqrt{P_S(t)};$$

Podobnym równaniem można opisać oznaczone literą  $R$  natężenie pola elektrycznego sygnału optycznego dopływającego do detektora z toru lokalnego oscylatora, którym jest laser o częstotliwości oscylacji kontrolowanej przez układ automatyki:

$$R = A_R e^{j\omega_R t} = |A_R(t)| e^{j[2\pi f_R t + \varphi_R(t)]}; \quad (10-52)$$

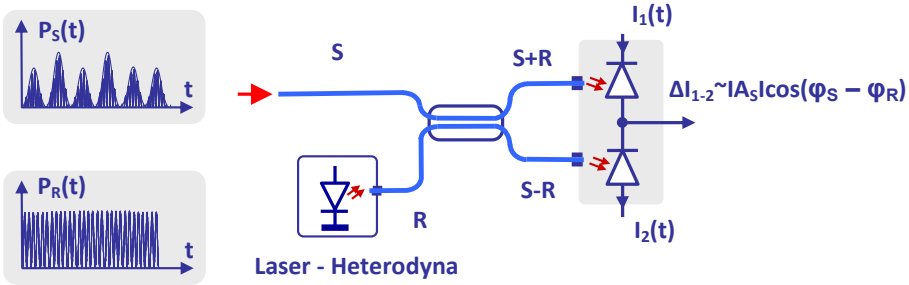
$$|A_R(t)| = \sqrt{P_R(t)};$$

Na rys. 10.31 pokazano prosty układ detektora koherentnego bez zaznaczenia obecności układu automatycznej kontroli częstotliwości lasera. Detekowany sygnał jest ciągiem impulsów o różnej mocy i fazie. Sygnał z lokalnego lasera jest niemodulowaną ciągłą falą.

Obydwa sygnały niosą moce,  $P_S$  i  $P_R$ , następnie są łączone w sprzęgaczu optycznym i kierowane do pary fotodiod. Wykorzystując przedstawione w rozdziale 9 uzasadnienie

można prądy  $I_1$  i  $I_2$  obu fotodiod przedstawić w postaci zależności (10-53), w której  $R_{FD}$  jest czułością fotodetektorów.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \frac{R_{FD}}{2} \begin{bmatrix} P_S + P_R \\ P_S + P_R \end{bmatrix} + R_{FD} \begin{bmatrix} |A_S||A_R|\cos[\omega_{IF}t + (\varphi_S - \varphi_R)] \\ -|A_S||A_R|\cos[\omega_{IF}t + (\varphi_S - \varphi_R)] \end{bmatrix}; \quad (10-53)$$

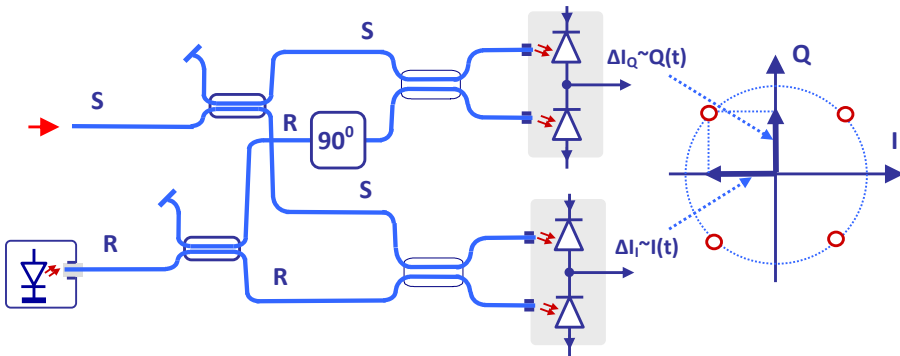


**Rys. 10.31.** Układ zrównoważonego detektora koherentnego zmodulowanego wielostanowo sygnału optycznego.

W porcie wyjściowym fotodetektorów płynie prąd  $I_{1-2} = I_1 - I_2$ . Zgodnie z zależnością (10-54) wartość tego prądu zależy od amplitudy i fazy odbieranego sygnału.

$$\begin{aligned} \Delta I_{1-2} &= 2R_{FD}|A_S(t)|\sqrt{P_R}\cos[\omega_{IF}t + (\varphi_S - \varphi_R)] = \\ &= 2R_{FD}\sqrt{P_R} \cdot Re\{A_S e^{j(\omega_{IF}t - \varphi_R)}\}; \end{aligned} \quad (10-54)$$

Wykorzystując technologię fotonicznych układów scalonych, można skonstruować zrównoważony fotodetektor, który pozwoli na pełną charakteryzację odbieranego sygnału optycznego. Układ takiego fotodetektora pokazano na rys. 10.32.



**Rys. 10.32.** Pełny układ detektora koherentnego wykorzystującego detekcję heterodynową do wyznaczenia wskaźnika  $A_S$  na płaszczyźnie zespolonej.

Precyzja wykonywania współczesnych fotonicznych układów scalonych pozwala na uzyskanie identycznych parametrów sprzęgaczy i fotodiod, a także na dużą powtarzalność kolejnych serii przyrządów. Przyjmijmy, że czułości detektorów są jednakowe. Prądy wyjściowe  $\Delta I_Q$  i  $\Delta I_I$  obu par fotodiod o częstotliwości pośredniej  $\omega_{IF} = \omega_S - \omega_R$  niosą informacje o częściach rzeczywistej i urojonej amplitudy  $A_S$ . Można je opisać zależnościami (10-55).

$$\begin{aligned}\Delta I_Q &\propto |A_S(t)| \sin[\omega_{IF}t + \varphi_S(t)] \propto \text{Im}\{A_S\} \\ \Delta I_I &\propto |A_S(t)| \cos[\omega_{IF}t + \varphi_S(t)] \propto \text{Re}\{A_S\}\end{aligned}\quad (10-55)$$

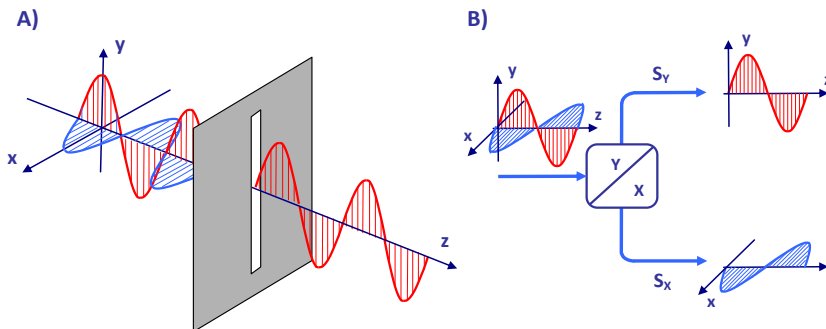
Oznacza to, że prądy  $\Delta I_Q$  i  $\Delta I_I$  – po wykonaniu odpowiednich regulacji i skalowania – są proporcjonalne do części urojonej i rzeczywistej amplitudy zespolonej  $A_S$ . Zrównoważone fotodetektory koherentne pozwalają uzyskać pełną informację o modulowanym sygnale docierającym do odbiornika. Oczywiście zawsze spotykamy się z problemem szumów, stosunkiem mocy sygnału do szumu i możliwością popełnienia błędu przez układ decyzyjny.

### 10.3.5. Łącza z rozdziałem polaryzacji

Szukając sposobów na powiększenie szybkości transmisji łączy optycznych, zwrócono uwagę na możliwość nakładania informacji na sygnały optyczne różnych polaryzacji. W rozdziale 2 wspomniano, że w światłowodzie jednomodowym propagowane są dwa ortogonalne mody, co jest związane z istnieniem dwóch ortogonalnych polaryzacji. Oba mody pola elektrycznego są wzajemnie sprzężone, żaden nie jest wyróżniony. Wektor pola elektrycznego ma dwie składowe  $S_X$  i  $S_Y$ , co można zapisać następująco:

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \begin{bmatrix} S_X \\ S_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{SX} \\ A_{SY} \end{bmatrix} e^{j(\omega t - \gamma z)} = \begin{bmatrix} I_X + jQ_X \\ I_Y + jQ_Y \end{bmatrix} e^{j[2\pi f_s t - \gamma z]}; \quad (10-56)$$

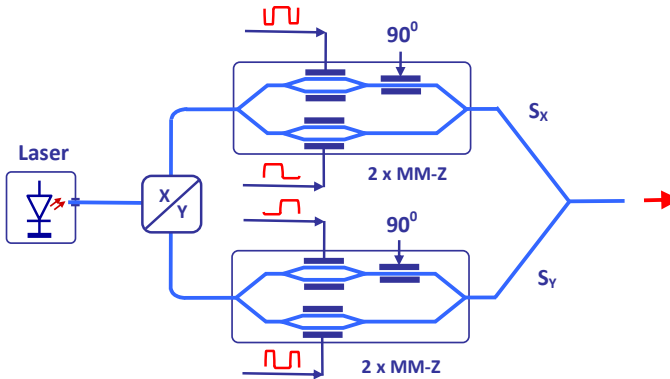
Jeżeli warunki propagacji obu modów są nieco różne, to możemy obserwować efekt dyspersji.



**Rys. 10.33.** Ilustracja efektów polaryzacji przy transmisji sygnału optycznego. A) Filtr polaryzacji umożliwia transmisję wybranego kierunku polaryzacji. B) Dzielnik-polaryzator mocy oddziela polaryzację pionową od poziomej.

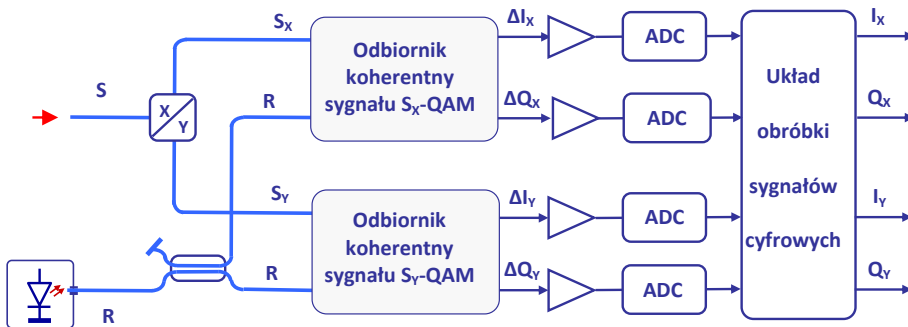
Na rys. 10.33A pokazano ilustrację efektu filtrowania składowej  $S_Y$  sygnału optycznego o polaryzacji zgodnej z osią  $y$ . Rys. 10.33B ilustruje rozdział obu modów przez odpowiednio skonstruowany dzielnik-polaryzator i skierowanie ich do odrębnych torów światłowodowych. Szczegóły konstrukcyjne i parametry tego przyrządu można znaleźć w wielu publikacjach.

Rozdział obu składowych polaryzacji jest pierwszym krokiem procesu transmisji sygnału optycznego w łączu światłowodowym. Modulacja obu składowych  $S_X$  i  $S_Y$  odbywa się niezależnie równolegle przez dwa opisane wyżej modulatory I-Q, co pokazano na rys. 10.34. Najprostszym rozwiązaniem jest użycie modulacji 4QAM. Dodając szeregowo z modulatorami I-Q modulatory fazy tak, jak w układzie z rys. 10.29, można uzyskać modulację 8PSK i w rezultacie zwiększyć szybkość transmisji kolejne dwa razy.



**Rys. 10.34.** Układ dwóch równoległe pracujących modulatorów I-Q, modulujących dwa składowe polaryzacji sygnału optycznego po rozdeleniu polaryzacji.

W rozdziale 9 w punkcie 9.2 opisano układ złożonego detektora koherentnego dla sygnału, którego obie składowe polaryzacji zostały niezależnie zmodulowane. Układ ten w niewiele zmienionej konfiguracji powtórzono na rys. 10.35.



**Rys. 10.35.** Układ detekcji koherentnej dla sygnałów optycznych, których składowe polaryzacji  $S_X$  i  $S_Y$  były oddzielnie modulowane i niosą odrębne strumienie danych.

Do czterech par zrównoważonych detektorów docierają składowe sygnały optycznych, dzielone najpierw przez dzielnik-polaryzator, a następnie przez układ sprzęgaczy. Sygnały docierające z toru transmisyjnego łączą się z sygnałem lasera pracującego jako lokalny oscylator.

Cztery prądy w portach wyjściowych detektorów  $\Delta I_x$ ,  $\Delta Q_x$ ,  $\Delta I_y$  i  $\Delta Q_y$  niosą informację o amplitudach  $A_{SX0}$  i  $A_{SY0}$  odebranego sygnału, co zapisano zależnością (10-57):

$$\begin{bmatrix} A_{SX0} \\ A_{SY0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_x + jQ_x \\ I_y + jQ_y \end{bmatrix} \propto \begin{bmatrix} \Delta I_x + j\Delta Q_x \\ \Delta I_y + j\Delta Q_y \end{bmatrix}; \quad (10-57)$$

Prądy  $\Delta I_x$ ,  $\Delta Q_x$ ,  $\Delta I_y$  i  $\Delta Q_y$  są najpierw wzmacniane, a następnie przez przetworniki ADC zapisane cyfrowo i poddane złożonej obróbce cyfrowej. Odtworzone przez odbiornik przebiegi  $A_{SX0}(t)$  i  $A_{SY0}(t)$  różnią się z wielu powodów od przebiegów  $A_{SXN}(t)$  i  $A_{SYN}(t)$  w portach wyjściowych nadajnika. Przy omawianiu systemów IM-DD przedstawiono wpływ efektu dyspersji na deformację transmitowanych impulsów. Obecność szumów, w przypadku detektorów koherentnych szumów fazowych, zwiększa prawdopodobieństwo popełnienia błędu.

Na rys. 10.33 pokazano osie  $x, y$  dla rozdzielonych składowych polaryzacji. Pamiętamy, że obie składowe  $A_{SXN}(t)$  i  $A_{SYN}(t)$  niosą odrębne ciągi informacji. Otóż w trakcie transmisji światłowodem układ osi  $x, y$  ulega niekontrolowanej rotacji. Dodajmy do tego skutki niedoskonałej symetrii układu odbiornika. Fizyczna kompensacja wszystkich tych przyczyn jest trudna, a nawet niemożliwa. Podjęto próbę matematycznego opisu wymienionych źródeł zniekształceń transmitowanego sygnału. W dużym uproszczeniu można powiedzieć, że między sygnałami  $\Delta I_x$ ,  $\Delta Q_x$ ,  $\Delta I_y$  i  $\Delta Q_y$  otrzymanymi na wyjściu odbiornika a zmodyfikowanymi amplitudami  $A_{SXN}(t)$  i  $A_{SYN}(t)$  sygnału optycznego wytworzonego przez nadajnik istnieje liniowa zależność (10-58):

$$\begin{bmatrix} A_{SXN} \\ A_{SYN} \end{bmatrix} = [K] \begin{bmatrix} \Delta I_x + j\Delta Q_x \\ \Delta I_y + j\Delta Q_y \end{bmatrix}; \quad (10-58)$$

Macierz korekcyjna  $[K]$  jest macierzą kwadratową, obliczaną jako iloczyn kwadratowych macierzy reprezentujących kolejne czynniki zniekształcające transmitowaną informację. Tak więc sygnały w portach wyjściowych odbiornika poddawane są złożonej obróbce przez układy cyfrowe, nim utworzą dwa ciągi liczb przesłanych przez nadajnik. Dokładny opis obliczeń korekcyjnych nie mieści się w ramach tej książki. Liczba publikacji opisujących algorytmy takich obliczeń jest ciągle niewielka.

Dodajmy jeszcze, że jeśli detektor jest elementem umieszczonym w regeneratorsze 3R, to odtworzony sygnał kierowany jest do modulatora układu nadajnika, a dwa strumienie informacji po nałożeniu na dwie spolaryzowane składowe sygnału optycznego kierowane są do kolejnego odbiornika.

## 10.4. Podsumowanie

W kolejnych punktach tego rozdziału opisano szereg opracowanych technik transmisji sygnałów cyfrowych optycznymi łączami światłowodowymi. Techniki te powstawały jako odpowiedź na żądania jak największej szybkości transmisji informacji na jak najdłuższe odległości. Rozwinięto i udoskonalono technikami kompensacji tłumienia i dyspersji najprostszy model transmisji, jakim jest łącze IM-DD. Łącza wykorzystujące tę technikę są ciągle instalowane i z powodzeniem użytkowane. Wyniki badań wykazały jednak, że granicą, którą trudno przekroczyć jest prędkość transmisji 100 Gb/s. Przy częstotliwościach powyżej 80 GHz konstruktorzy napotykają na kłopoty przy wykorzystaniu tranzystorów mikrofalowych w układach sterowania. Granica 100 Gb/s została pokonana po wykorzystaniu obu składowych polaryzacji.

Zalety detekcji koherentnej, heterodynowej i homodynowej były znane już w ostatnich dekadach XX wieku. Kłopoty ze stabilizacją częstotliwości i szumami fazowymi stosowanego w odbiornikach koherentnych lasera/lokalnego oscylatora utrudniały opracowanie praktycznych konstrukcji. Z tego powodu rozwinięto układy transmisji DPSK z różnicową modulacją fazy. Udoskonalenie parametrów laserów pracujących w układach odbiorników optycznych umożliwiło powrót do stosowania fazoczułych detektorów koherentnych i rozwój systemów transmisji wykorzystujących modulację wielostanową. Modulacja wielostanowa umożliwiła także zmniejszenie odległości mierzonej w GHz między transmitowanymi równocześnie kanałami – co zostanie opisane w rozdziale 11. W rezultacie uzyskano kolejne rekordy szybkości transmisji bitów w ciągu sekundy.

W tabeli 10.1 zestawiono dla porównania kilka formatów modulacji, aby pokazać uzyskany postęp po zastosowaniu modulacji wielostanowej.

**Tabela 10.1.** Zestawienie niektórych właściwości łączy światłowodowych związanych z zastosowanym formatem modulacji

Format modulacji	Bit / symbol	Detekcja	Odległość kanałów [GHz]	Zastosowanie
OOK	1	Bezpośrednia	200	łącza krótkiego dyst. < 300 km
DPSK	1	Bezpośrednia	200	łącza krótkiego dyst. < 300 km
PSK	1	Koherentna	200	łącza średniego dyst. < 600 km
DQPSK	2	Bezpośrednia	100	łącza średniego dyst. < 600 km
4QAM	2	Koherentna	100	łącza długiego dyst. ~ 2000 km
16QAM	4	Koherentna	50	łącza długiego dyst. ~ 2000 km

Zastosowanie techniki wielostanowej modulacji pozwoliło zwielokrotnić przepływność cyfrowych łączy optycznych. Wykorzystując modulację 64 QAM, co odpowiada 6 bitom/symbol, oraz przy wykorzystaniu obu składowych polaryzacji i częstotliwości transmisji impulsów 72 Gb/s zbliżono istotnie prędkość transmisji  $B_0$  do granicy 1000 Gb/s.

Łącza światłowodowe długiego dystansu nie były jedynym obszarem rozwoju technik transmisji światłowodami. Rozbudowano intensywnie techniki transmisji krótkiego zasięgu. Systemy telekomunikacji mobilnej wykorzystują techniki RoF (ang. *Radio-over-Fiber*) transmisji światłowodowej. Światłowód w każdym domu jest ogromnym krokiem naprzód w otwarciu szerokiego dostępu do informacji. Kolejne rozdziały przybliżą wymienione techniki.

## Bibliografia rozdziału 10

- 10.1 L.F. Mollenauer, R.H. Stolen, J.P. Gordon, "Experimental observation of picosecond pulse narrowing and solitons in optical fibers", *Physical Review Letter*, Vol. 45, 1980.
- 10.2 L.F. Mollenauer, J.P. Gordon, M.N. Islam, "Soliton propagation in long fibers with periodically compensated loss", *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. QE-22, No. 1, 1986.
- 10.3 L.F. Mollenauer et al., *Solitons in high bit-rate, long-distance transmission*, w: *Optical Fiber Telecommunication IIIA*, (eds.) A.I.P. Kaminov, T.L. Koch, Academic, 1997.
- 10.4 R.-J. Essiambre, G.P. Agrawal, "Soliton communication systems", *Progress in Optics*, Vol. 33, 1997.
- 10.5 K.-P. Ho, J.M. Kahn, "Electronic compensation technique to mitigate nonlinear phase noise", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 22, No. 5, 2004.
- 10.6 H.F. Chou, J.E. Bowers, "Simplified optoelectronic 3R regenerator using nonlinear electro-optical transformation in an electroabsorption modulator", *Optics Express*, Vol. 13, No. 7, 2005.
- 10.7 P.J. Winzer, R.-J. Essiambre, "Advanced Optical Modulation Formats", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 94, No. 5, 2006.
- 10.8 M. Seimetz, "Performance of coherent optical square-16-QAM-systems based on IQ-transmitters and homodyne receivers with digital phase estimation", *Optical Fiber Communication Conference*, March 2006.
- 10.9 Z. Zhu et al., "High-Performance Optical 3R Regeneration for Scalable Fiber Transmission System Applications", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 25, No. 2, 2007.
- 10.10 S.J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers", *Optics Express* 16, No. 2, 2008.
- 10.11 R. Freund, M. Seimets, "Next Generation Optical Networks Based on Higher-Order Modulation Formats, Coherent Receivers and Electronic Distortion Equalization", *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, Vol. 125, Nos. 7-8, 2008.
- 10.12 X. Zhou, J. Yu, "Digital signal processing for coherent optical communication", *18th Annual Wireless and Optical Communications Conference*, 2009.
- 10.13 T.P.S. Hoffmann, R. Noe, "Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M-QAM constellations", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 27, No. 6, 2009.
- 10.14 S.J. Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems", *IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 16, No. 5, 2010.
- 10.15 N. Kikuchi, S. Sasaki, "Highly Sensitive Optical Multilevel Transmission of Arbitrary Quadrature – Amplitude Modulation (QAM) Signals With Direct Detection", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 28, No. 1, 2010.



- 10.16 G-W. Lu, "40-Gbaud 16-QAM transmitter using tandem IQ modulators with binary driving electronic signals", *Optics Express*, Vol. 18, No. 22, 2010.
- 10.17 E. Ip, J.M. Kahn, "Fiber impairment compensation using coherent detection and digital signal processing", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 28, No. 3, 2010.
- 10.18 P.J. Winzer, G.J. Foschini, B. Goebel, "Capacity Limits of Optical Fiber Networks", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 28, No. 4, 2010.
- 10.19 X. Zhou et al., "64-Tb/s, 8b/s/Hz, PDM-36QAM transmission over 320km using both pre-and post-transmission digital signal processing", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 29, 2011.
- 10.20 W. Shieh, "OFDM for Flexible High-Speed Optical Networks", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 29, No. 10, 2011.
- 10.21 N. Agrawal, A.K. Vyas, "Submarine Optical Communication: A research Review", *International Journal of Electronics and Computer Science Engineering*, Vol. 2, 2012.
- 10.22 J. Wang, C. Xie, Z. Pan, "Generation of Spectrally Efficient Nyquist-WDM QPSK Signals Using Digital FIR or FDE Filters at Transmitters", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 30, 2012.
- 10.23 Z. Dong et al., "128-Gb/s Nyquist-WDM PDM-16QAM generation and transmission over 1200-km SMF-28 with SE of 7.47b/s/Hz", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 30, 2012.
- 10.24 S. Michel, *Lightwave Tutorial Series on Complex Optical Modulation*, <https://www.keysight.com/main/editorial.jsp?cc=PL&lc=eng&ckey=2474034&nid=-34821.0.00&id=2474034>.
- 10.25 G. Raybon et al., "All ETDM 107-Gbaud PDM- 16QAM (856-Gb/s) transmitter and coherent receiver", *Proceedings of the European Conference and Exhibition on Optical Communication*, 2013.
- 10.27 S.D. Dissanayake, J. Armstrong, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 31, No. 7, 2013.
- 10.26 J. Zhang, Xinying L., Z. Dong, "Digital nonlinear compensation based on the modified logarithmic step-size", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 31, No. 22, 2013.
- 10.27 P.C. Schindler et al., "Monolithic GaAs Electro-Optic IQ Modulator Demonstrated at 150 Gbit/s with 64QAM", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 32, No. 4, 2014.
- 10.28 N. Sarkhosh, H. Emami, M. Ashourian, "Carrier Frequency Independent RF Photonic QPSK Modulator", *IEEE Transactions on MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 62, No. 2, 2014.
- 10.29 Y. Gao et al., "Reducing the complexity of perturbation based nonlinearity pre-compensation using symmetric EDC and pulse shaping", *Optical Express*, Vol. 22, 2014.
- 10.30 "The Zettabyte Era: Trends and Analysis", CISCO White Paper, 2017, <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/vni-hyperconnectivity-wp.html>.
- 10.31 K. Roberts, S.H. Foo, M. Moyer, "High Capacity Transport – 100G and Beyond", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 33, No. 3, 2015.
- 10.32 E. Agrell et al., "Roadmap of Optical Communications", *Journal of Optics*, Vol. 18, No. 6, 2016.
- 10.33 D. Thomson, "Roadmap on silicon photonics", *Journal of Optics*, Vol. 18, No. 18, 2016.
- 10.34 J. Yu, J. Zhang, "Recent progress on high-speed optical transmission", *Digital Communications and Networks* Vol. 2, Iss. 2, 2016.
- 10.35 S. Faruk, S.J. Savory, "Digital Signal Processing for Coherent Transceivers Employing Multilevel Formats", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 35, No. 5, 2017.
- 10.36 K. Zhong et al., "Digital Signal Processing for Short-Reach Optical Communications: A Review of Current Technologies and Future Trends", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 35, No. 2, 2018.