

Rozdział 9

Analogowe łącza optyczne z detekcją koherentną

9.1. Wprowadzenie

Wynalezienie i wprowadzenie do powszechnego użytku odbiornika superheterodynowego było wielkim krokiem do przodu w technice radiowej. Heterodynowa przemiana częstotliwości jest jednym z najważniejszych procesów wykorzystywanych przez współczesną radiotechnikę. Powstało pytanie, czy można zastosować w optycznych odbiornikach podobny zabieg i uzyskać określone korzyści. Rozważania teoretyczne wykazały, że zalety są bezsporne. Analizy teoretyczne dowiodły, że czułość odbiorników koherentnych: heterodynowych albo homodynowych jest większa niż w przypadku transmisji z detekcją bezpośrednią.

Transmisja sygnałów analogowych i cyfrowych z wykorzystaniem technik modulacji mocy optycznej i detekcji bezpośredniej IM-DD (ang. *Intensity Modulation-Direct Detection*) okazała się bardzo dobrym, prostym i skutecznym rozwiązaniem. W pewnym okresie przewaga tych rozwiązań nad transmisją koherentną była widoczna.

Na przeszkodzie do szerokiego zastosowania systemów transmisji koherentnej stały trudności realizacyjne. W rozdziale 4 w punkcie 4.5 opisano proces detekcji w obecności dwóch sygnałów optycznych. Gdy częstotliwości obu sygnałów są różne, to w prądzie fotodetektora pojawia się składnik o częstotliwości różnicowej, której wartość jest znacznie mniejsza od częstotliwości każdego z sygnałów optycznych. Niewielkie niestabilności częstotliwości obu sygnałów optycznych skutkują znaczną niestabilnością częstotliwości różnicowej. W rezultacie specjalne układy o dużym stopniu złożoności muszą stabilizować ich częstotliwość. Wciąż sygnały optyczne generowane przez lasery nadajnika i lokalnego oscylatora muszą być spektralnie czyste i koherentne. Ze spełnieniem tych warunków są kłopoty. Jednakże koherentna przemiana częstotliwości ma istotną zaletę, mianowicie zachowuje informację fazową sygnału. Kiedy rozpoczęto prace nad transmisją z wykorzystaniem modulacji wielostanowej, amplitudowo-fazowej, użycie odbiorników koherentnych stało się koniecznością. Wynikiem badań było opracowanie rozwiązań, które umożliwiły stabilną pracę łączy koherentnych i przekroczenie granicy 100 Gb/s przepływności. Nowe rozwiązania zostaną opisane w rozdziale 11.

Łącza optyczne z odbiornikami wykorzystującymi detekcję koherentną stwarzają nowe, interesujące możliwości transmisji analogowych sygnałów elektrycznych. Wynika to w głównej mierze z fazoczułości detekcji koherentnej. Otwiera to nowe perspektywy realizacji procesu modulacji z wykorzystaniem modulacji fazy.

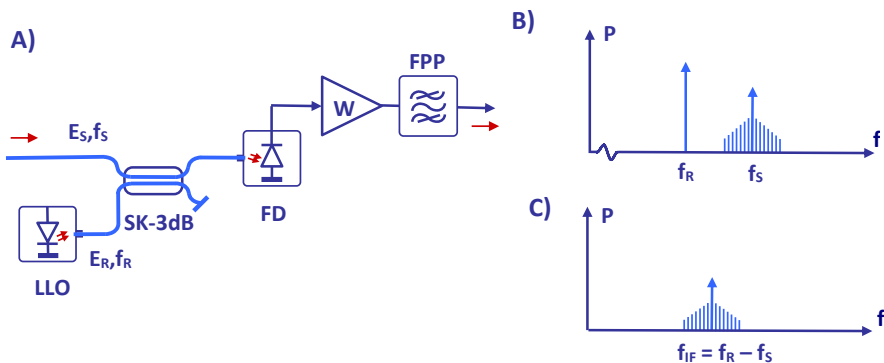
Łącza optyczne z detekcją homodynową mogą, przy odległościach transmisji nieprzekraczających 1 km, wykorzystywać w procesie detekcji sygnał z tego samego lasera co nadajnik. Charakterystykę tego typu rozwiązań przedstawiono w tym rozdziale.

9.2. Odbiorniki koherentne

9.2.1. Podstawowy układ odbiornika z detektorem koherentnym

W rozdziale 4, w punkcie 4.5 opisano proces fotodetekcji w przypadku, gdy do fotodiody dopływają dwa sygnały optyczne o różnej długości fali. Przy opisie założono, że oba sygnały optyczne są spektralnie czyste i koherentne oraz cechuje je ta sama polaryzacja. Koherentność sygnałów optycznych rozumiana jest w tym sensie, że sumowanie dwóch sygnałów w jednej, jednomodowej prowadnicy falowej nie jest sumowaniem mocy obu sygnałów, ale sumowaniem natężeń pola elektrycznego. Ma to miejsce nie tylko w przypadku, gdy częstotliwości obu sygnałów są identyczne, ale także wtedy, gdy częstotliwości są różne, choć bliskie.

Układ odbiornika z detekcją koherentną pokazano na rys. 9.1A. W układzie odbiornika pracuje laser/heterodyna LLO. Wygenerowany przez niego sygnał kierowany jest sprzęgaczem SK-3dB do fotodiody. Do drugiego portu wejściowego sprzęgacza doprowadzony jest sygnał niosący informację. Proces detekcji umożliwi odzyskanie tej informacji. Sprzęgacz łączy oba sygnały i kieruje je do fotodetektora. W obwodzie wyjściowym fotodiody umieszczony jest wzmacniacz W i filtr pasmowo-przepustowy FPP, usuwający zbędne składniki widma.



Rys. 9.1. Odbiornik optyczny z detektorem koherentnym. A) Układ ideowy odbiornika z laserem LLO pełniącym rolę oscylatora lokalnego, fotodetektorem FD, sprzęgaczem SK 3dB, wzmacniaczem W i filtrem pasmowo-przepustowym FPP. B) Widmo sygnałów optycznych docierających do fotodiody. C) Widmo sygnału w porcie wyjściowym odbiornika po procesie przemiany.

Układ z rys. 9.1A jest poszerzoną wersją układu z rys. 4.18. Niektóre z zależności wyprowadzonych w punkcie 4.5 dla jasności wyводу i wniosków zostaną tutaj powtórzone. W rozdziale tym przyjęto, że natężenie pola elektrycznego E_S sygnału optycznego o mocy P_S i częstotliwości f_S , dopływającego z toru S zapisać można następująco:

$$E_S = A_S e^{j\omega_S t} = |A_S(t)| e^{j[2\pi f_S(t)t + \varphi_S(t)]}, \quad (9-1)$$

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

W zapisie powyższym amplituda A_S jest wielkością zespoloną, a jej argument równy jest φ_S . Sygnał dopływający z nadajnika do odbiornika jest w ogólnym przypadku modulowany. Modulacji można poddać amplitudę $|A_S(t)|$ sygnału, jego kąt fazowy $\varphi_S(t)$ i częstotliwość $f_S(t)$. Wszystkie te wielkości mogą nieść informację. Na rys. 9.1B pokazano charakterystykę widmową sygnałów optycznych w porcie wejściowym fotodetektora.

W podobny sposób można opisać pole elektryczne sygnału optycznego dopływającego do fotodiody z toru lokalnego lasera równaniem (9-2), z zespoloną amplitudą A_R związaną z mocą P_R .

$$E_R = A_R e^{j\omega_R t} = |A_R| e^{j[2\pi f_R t + \varphi_R]}; \quad (9-2)$$

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

Obydwa sygnały są łączone w sprzęgaczu optycznym. Ich sumowanie, w przypadku identycznych polaryzacji, polega na sumowaniu natężeń pól elektrycznych. Moc chwilową $P(t)$ tej sumy zapisze się prosto:

$$P(t) = |E_S + E_R|^2 = |A_S e^{j\omega_S t} + A_R e^{j\omega_R t}|^2; \quad (9-3)$$

Obliczymy teraz kwadrat modułu sumy natężeń pól elektrycznych obu sygnałów:

$$P(t) = |A_S|^2 + |A_R|^2 + 2|A_S||A_R|\cos[2\pi(f_S - f_R)t + (\varphi_S - \varphi_R)]; \quad (9-4)$$

Wyrażenie na chwilową wartość mocy $P(t)$ można zapisać w innej, równoważnej postaci:

$$P(t) = P_S + P_R + 2\sqrt{P_S P_R}\cos[2\pi f_{IF}t + (\varphi_S - \varphi_R)]; \quad (9-5)$$

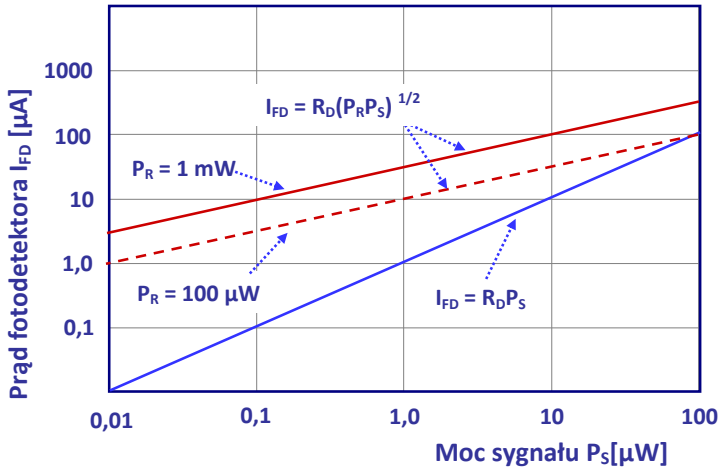
Tutaj różnica $f_{IF} = |f_S - f_R|$ nazywana jest częstotliwością pośrednią, zwykle dużo mniejszą od f_S i f_R . Koherencja obu sygnałów optycznych powoduje, że moc chwilowa zmienia się wokół wartości średniej z częstotliwością pośrednią.

Moc $P(t)$ dzieli się między oba porty wyjściowe sprzęgacza. Do fotodetektora w obwodzie z rys. 9.1 dociera połowa tej mocy. Prąd I_{FD} fotodetektora jest proporcjonalny do mocy optycznej $P(t)$. Można go zapisać zależnością (9-6):

$$I_{FD} = \frac{R_{FD}}{2} \{P_S + P_R + 2|A_S(t)||A_R|\cos[2\pi f_{IF}t + (\varphi_S(t) - \varphi_R)]\} \quad (9-6)$$

Powyższy zapis wymaga komentarza. W prądzie fotodetektora pojawił się składnik o nowej częstotliwości pośredniej f_{IF} , leżącej zwykle w zakresie radiowym bądź mikrofalowym. Jak

wiemy, sygnał optyczny w nadajniku poddano modulacji amplitudy i fazy. Składnik o częstotliwości pośredniej f_F dokładnie odwzorowuje zapis w postaci modulacji amplitudy $A_S(t)$, fazy $\varphi_S(t)$ i częstotliwości $f_S(t)$, jakim poddano sygnał w nadajniku. Widmo sygnału w porcie wyjściowym odbiornika pokazano na rys. 9.1C. Jeden ze składników prądu I_{FD} jest proporcjonalny do mocy $P_S(t)$. Jednak amplituda tego składnika jest mała, gdyż zwykle $P_R \gg P_S$, a poza tym widmo tego składnika nie mieści się w paśmie przepustowym filtra FPP.



Rys. 9.2. Porównanie charakterystyk $I_{FD}(P_S)$ zależności prądu fotodetektora od mocy sygnału dla detekcji bezpośredniej (kolor niebieski) i koherentnej (kolor czerwony), dla dwóch wartości mocy P_R lokalnego lasera. Przyjęto czułość fotodiody $R_{FD} = 1 \text{ A/W}$.

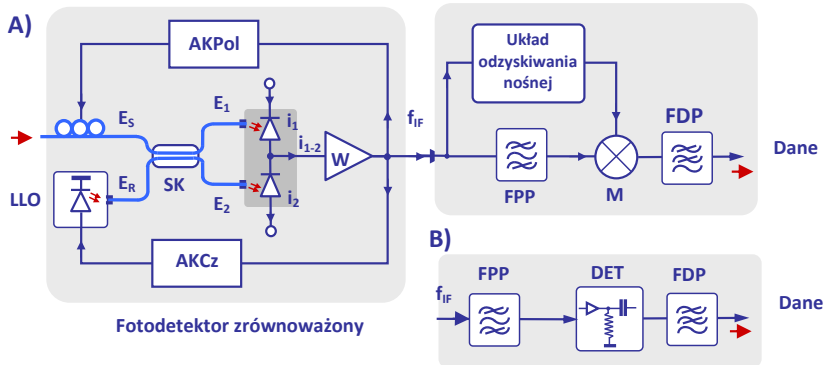
Na rys. 9.2 przedstawiono dla porównania charakterystyki prądów $I_{FD}(P_S)$ fotodetektora w funkcji mocy sygnału dla bezpośredniej detekcji i dla detekcji koherentnej. Charakterystyki mają zasadniczo różne przebiegi. Detektory koherentne są dla małych poziomów mocy sygnału o wiele bardziej czułe i to jest ich ważna zaleta. Jednakże ich największym atutem jest fazoczułość, o czym będzie jeszcze mowa.

Przemiana częstotliwości zachodząca w procesie detekcji koherentnej stwarza możliwość wytworzenia sygnału elektrycznego o częstotliwościach w paśmie fal milimetrycznych. Przemianę taką wykorzystuje się z powodzeniem w systemach telekomunikacji mobilnej, opisanych w rozdziale 12.

9.2.2. Odbiornik koherentny z podwójnym fotodetektorem zrównoważonym

Układ odbiornika z detektorem koherentnym jest złożoną strukturą. Na rys. 9.3A przedstawiono jego dwa podstawowe bloki: fotodetektor zrównoważony oraz kolejny stopień przemiany częstotliwości wraz z układem odzyskiwania nośnej. Układ detektora koherentnego wykorzystuje tutaj parę fotodetektorów. W takim połączeniu użyta jest cała moc

sygnału docierającego z nadajnika. W torze sygnału umieszczono ponadto układ kontroli polaryzacji AKPol, gdyż detektor pracuje najlepiej, gdy polaryzacje sygnałów w obu torach są jednakowe. Z wielu względów wartość częstotliwości pośredniej powinna być stała i określana warunkami pracy układu elektronicznego. Laser lokalny LLO jest przestrajalny i układ automatycznej kontroli częstotliwości AKCz dostraja jego częstotliwość f_R , aby częstotliwość pośrednia f_{IF} była stała. Układ stabilizacji częstotliwości zostanie opisany w kolejnym punkcie.



Rys. 9.3. Uproszczony układ odbiornika z detektorem koherentnym. A) Układ odbiornika ze zrównoważonym, dwudiodowym fotodetektorem koherentnym, oraz z układem odzyskiwania nośnej i drugiej przemiany częstotliwości. B) Układ detektora obwiedni sygnału o częstotliwości f_{IF} . Na rysunkach oznaczono: AKPol – automatyczna kontrola polaryzacji, AKCz – automatyczna kontrola częstotliwości, LLO – laser – lokalny oscylator, FPP i FDP – filtry pasmowo- i dolnoprzepustowy, M – mieszacz, DET – detektor obwiedni.

Aby opisać działanie koherentnego detektora zrównoważonego, wykorzystana zostanie macierz transmisyjna sprzęgacza kierunkowego SK. Amplitudy E_1 i E_2 sygnałów optycznych w portach wyjściowych sprzęgacza związane są z amplitudami E_S i E_R w portach wejściowych równaniem (9-7).

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \Gamma \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_R \\ E_S \end{bmatrix}; \quad (9-7)$$

Dla sprzęgacza przyjęto warunki pełnej symetrii i równego podziału mocy. Współczynnik zespolony Γ uwzględnia tłumienie i przesunięcie fazy sygnałów propagowanych w torze sprzęgacza. Amplitudy E_1 i E_2 sygnałów docierających do fotodiod opisują równania (9-8).

$$\begin{aligned} E_1 &= \Gamma(E_R + jE_S); \\ E_2 &= j\Gamma(E_R - jE_S); \end{aligned} \quad (9-8)$$

Chwilowe moce $P_1(t)$ i $P_2(t)$ sygnałów optycznych dobiegających do fotodetektorów zmieniają się z częstotliwością f_{IF} , jak pokazuje zależność (9-5). Przyjmując, że czułość obu

fotodetektorów jest jednakowa i wynosi R_{FD} , ich chwilowe wartości prądów i_1 i i_2 można zapisać następująco:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \frac{R_{FD}}{2} \begin{bmatrix} P_S + P_R \\ P_S + P_R \end{bmatrix} + R_{FD} \begin{bmatrix} |A_S||A_R|\cos[\omega_{IF}t + (\varphi_S - \varphi_R)] \\ -|A_S||A_R|\cos[\omega_{IF}t + (\varphi_S - \varphi_R)] \end{bmatrix}; \quad (9-9)$$

W prądzie $i_{1-2} = i_1 - i_2$ w porcie wyjściowym detektora znikają nieużyteczne składniki.

$$i_{1-2} = 2R_{FD}|A_S(t)|\sqrt{P_R}\cos[\omega_{IF}t + (\varphi_S - \varphi_R)]; \quad (9-10)$$

Zależność powyższą można zapisać w innej postaci, po wprowadzeniu zespolonej amplitudy prądu I_{1-2} , który jest składnikiem prądu fotodiod o pulsacji ω_{IF} .

$$\begin{aligned} i_{1-2} &= \operatorname{Re}\{I_{1-2}e^{j\omega_{IF}t}\} = 2R_{FD}\sqrt{P_R} \cdot \operatorname{Re}\{A_S e^{j(\omega_{IF}t - \varphi_R)}\}; \\ I_{1-2} &= 2R_{FD}\sqrt{P_R}A_S e^{-j\varphi_R}; \end{aligned} \quad (9-10A)$$

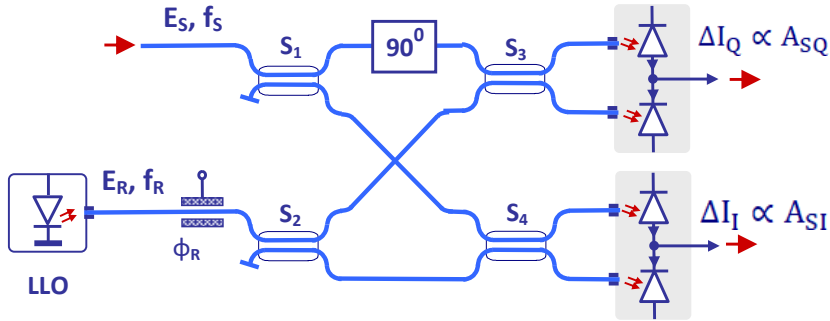
Zespolona amplituda prądu I_{1-2} jest liniowo związana z zespoloną amplitudą A_S natężenia pola elektrycznego sygnału. Informacja zapisana w procesie modulacji sygnału optycznego zostaje wiernie przeniesiona w procesie fotodetekcji na przebieg prądu w porcie wyjściowym dwudiodowego fotodetektora.

Drugim blokiem odbiornika koherentnego przedstawionego na rys. 9.3A jest układ przemiany częstotliwości z mieszaczem M. Sygnał lokalnego oscylatora doprowadzony do mieszacza powinien mieć częstotliwość f_{IF} sygnału w porcie wyjściowym detektora zrównoważonego. Zadanie to wykonuje odpowiedni układ elektroniczny zaopatrzony w filtry. Po procesie przemiany częstotliwości i po odfiltrowaniu sygnał w porcie wyjściowym zawiera transmitowaną informację.

Na rys. 9.3B przedstawiono inne rozwiązanie problemu odzyskiwania informacji bez dodatkowej przemiany częstotliwości. Sygnał z detektora zrównoważonego zostaje wzmacniony, filtrowany i następnie poddany detekcji. Można tą drogą odzyskać informację zawartą w obwiedni sygnału o częstotliwości f_{IF} , co w wielu przypadkach wystarcza.

W systemach telekomunikacji wykorzystujących pasma radiowe opracowano technikę modulacji, w której dwa sygnały fali nośnej przesunięte o 90° modulowane są oddzielnie. Po połączeniu oba strumienie transmitowane są do odbiornika, w którym w procesie detekcji następuje ich rozdzielenie. Detekcja koherentna umożliwia realizację takiego zadania w przypadku odbioru sygnału optycznego. Układ detektora spełniającego to zadanie pokazano na rys. 9.4.

Do detektora doprowadzone są, jak w opisanym już przypadku, dwa sygnały: o amplitudzie zespolonej E_S i pulsacji ω_S transmitowane z nadajnika, oraz o amplitudzie E_R i pulsacji ω_R z lokalnej heterodyny. Pierwszy z sygnałów zostaje podzielony przez sprzęgacz S_1 i oba składniki zostają skierowane do dwóch par fotodetektorów. Jeden ze składników zostaje dodatkowo przesunięty o 90° . W torze sygnału z lokalnego lasera umieszczony przesuwnik fazy reguluje fazę φ_R (patrz zależność (9-10)).



Rys. 9.4. Układ zrównoważonego, dualnego detektora koherentnego, zwanego kwadraturowym. Prądy wyjściowe ΔI_I i ΔI_Q są proporcjonalne do części urojonej A_{SQ} i rzeczywistej A_{SI} zespolonej amplitudy A_S sygnału docierającego z nadajnika.

Przy założeniu pełnej symetrii sprzęgaczy kierunkowych użytych w układzie i jednakowych czułości wszystkich czterech fotodiod, prądy wyjściowe ΔI_Q i ΔI_I o częstotliwości pośredniej $\omega_{IF} = \omega_S - \omega_R$ można opisać zależnościami (9-11).

$$\begin{aligned}
 A_S(t) &= A_{SI} + jA_{SQ}; \\
 \Delta I_Q &\propto |A_S(t)| \sin[\omega_{IF}t + \varphi_S(t)] \propto \text{Im}\{A_S\}; \\
 \Delta I_I &\propto |A_S(t)| \cos[\omega_{IF}t + \varphi_S(t)] \propto \text{Re}\{A_S\};
 \end{aligned}
 \tag{9-11}$$

Oznacza to, że prądy ΔI_Q i ΔI_I – po wykonaniu odpowiednich regulacji i skalowania – są proporcjonalne do części urojonej i rzeczywistej amplitudy zespolonej A_S . W kolejnym rozdziale 10 opisane zostaną dokładniej sposoby wykorzystania tej właściwości.

9.2.3. Detektor koherentny sygnału spolaryzowanego

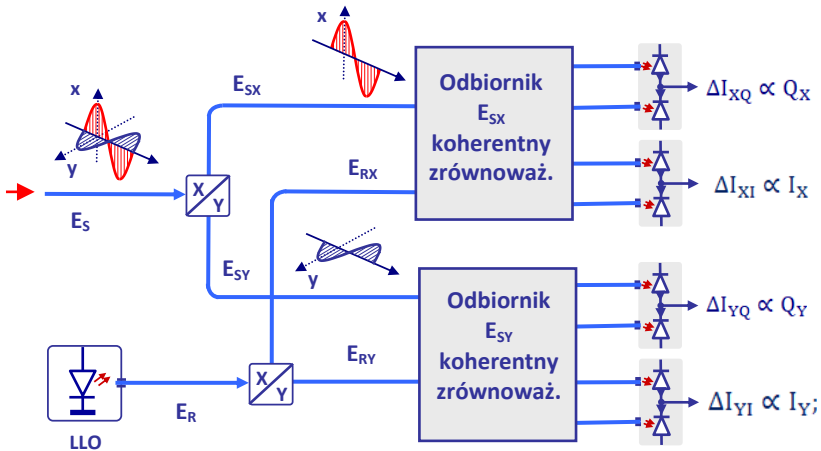
Opisując w rozdziale 2 warunki propagacji sygnału światłowodem jednomodowym, powiedziano, że w rzeczywistości propagowane są światłowodem dwa ortogonalne mody, co jest związane z istnieniem dwóch ortogonalnych polaryzacji. Oba mody są wzajemnie sprzężone, żaden nie jest wyróżniony. W niektórych rozwiązaniach optycznych łączy transmisyjnych wykorzystuje się możliwość rozdzielenia obydwu modów i oddzielnej ich modulacji. Oba sygnały są następnie łączone i transmitowane do odbiornika. W tym punkcie przedstawiony zostanie układ detektora koherentnego, który jest w stanie wyodrębnić i rozdzielić oba strumienie informacji nałożone na mody ortogonalne.

Przedstawiony na rys. 9.5 układ ma strukturę typową dla dualnego detektora koherentnego. Sygnał optyczny o pulsacji $\omega_S = 2\pi f_S$ doprowadzony jest światłowodem jednomodowym, a jego zespolona amplituda natężenia pola elektrycznego E_S może być zapisana zależnością (9-12).

$$\vec{E}_S(x, y, z, t) = \begin{bmatrix} A_{SX} \\ A_{SY} \end{bmatrix} e^{j(\omega_S t - \beta z)} = \begin{bmatrix} I_X + jQ_X \\ I_Y + jQ_Y \end{bmatrix} e^{j[2\pi f_S t - \beta z]}; \quad (9-12)$$

Polaryzacyjny dzielnik X/Y rozdziela oba mody polaryzacji sygnału i kieruje do oddzielnych par zrównoważonych detektorów i poprzedzających je układów sprzęgaczy. Pole elektryczne posiada składowe związane z dwoma modami polaryzacji o zespolonych amplitudach A_{SX} i A_{SY} , określonych w kierunkach x i y poprzecznych do kierunku propagacji z. Efekty tłumienia można pominąć, a skutki fazowe propagacji na długości z, reprezentowane czynnikiem $e^{-j\beta z}$, także można pominąć ze względu na symetrię struktury.

Lasery LLO dostarcza sygnału referencyjnego o amplitudzie E_R natężenia pola elektrycznego. Polaryzacyjny dzielnik X/Y rozdziela oba mody polaryzacji i kieruje sygnały o możliwie jednakowej mocy do obu zrównoważonych detektorów koherentnych.



Rys. 9.5. Układ zrównoważonego, dualnego detektora koherentnego z rozdzielonymi torami transmisyjnymi dla obu polaryzacji sygnału. Cztery pary detektorów zrównoważonych mierzą składowe rzeczywiste i urojone sygnałów obu polaryzacji. LLO – laser – lokalny oscylator.

Proces fotodetekcji pozwala wyznaczyć wartości składowych obu amplitud $A_{SX} = I_X + jQ_X$ oraz $A_{SY} = I_Y + jQ_Y$. Z rozważań przeprowadzonych w poprzednim punkcie wynika, że przy założeniu symetrii i jednakowej czułości fotodetektorów różnice prądów ΔI_{XQ} , ΔI_{XI} , ΔI_{YQ} i ΔI_{YI} w portach wyjściowych par fotodiod są proporcjonalne do urojonych i rzeczywistych części obu zespolonych amplitud, co zapisano zależnością (9-13).

$$\begin{aligned} \Delta I_{XQ} &\propto Q_X; & \Delta I_{XI} &\propto I_X; \\ \Delta I_{YQ} &\propto Q_Y; & \Delta I_{YI} &\propto I_Y; \end{aligned} \quad (9-13)$$

Aby działanie układu detektora było czytelne, na rys. 9.5 pominięto wiele istotnych elementów, między innymi układ kontroli częstotliwości lasera LLO, elementy kontroli polaryzacji, wzmacniacze i filtry sygnałów wyjściowych oraz układy cyfrowej obróbki sygnałów

wyjściowych. Opisany układ zrównoważonego dualnego detektora koherentnego jest złożonym funkcjonalnie narzędziem analizy i pomiaru sygnałów optycznych.

9.2.4. Detektor koherentny ze sprzęgaczem 3 x 3

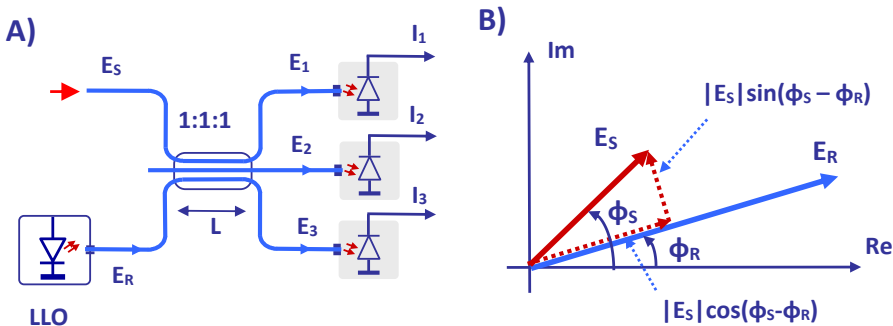
Układ koherentnego detektora przedstawiony w tym punkcie jest jednym z kilku możliwych układowych rozwiązań służących do analizy sygnału optycznego docierającego do odbiornika przez wykorzystanie właściwości detekcji koherentnej. W układzie detektora zastosowano planarny sprzęgacz zbliżeniowy trzech światłowodów. Do dwóch z nich, rys. 9.6, doprowadzono sygnały optyczne o amplitudach natężenia pola elektrycznego: E_S sygnału detekowanego i E_R sygnału z lokalnego oscylatora LLO. Amplitudy E_1 , E_2 i E_3 w portach wyjściowych sprzęgacza związane są z amplitudami E_S i E_R zależnością (9-14).

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_A & c_B & c_B \\ c_B & c_A & c_B \\ c_B & c_B & c_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_S \\ 0 \\ E_R \end{bmatrix}; \quad (9-14)$$

Właściwości sprzęgacza reprezentuje macierz 3 x 3 opisana dwoma współczynnikami sprzężenia c_A i c_B . Współczynniki te są funkcjami βL iloczynu długości L odcinka światłowodów, na którym występuje efekt sprzężenia oraz stałej fazowej β . Przyjmując warunek bezstratności propagacji sygnałów w światłowodach na odcinku sprzężenia, teoria działania sprzęgacza prowadzi do prostych zależności (9-15) opisujących wartości obu współczynników.

$$c_A = \frac{2}{3}e^{-j\beta L} + \frac{1}{3}e^{-j2\beta L};$$

$$c_B = \frac{1}{3}e^{-j2\beta L} - \frac{1}{3}e^{j\beta L} \quad (9-15)$$



Rys. 9.6. Idea układu fotodetektora zrównoważonego z trzema fotodiodami. A) Układ detektora ze sprzęgaczem 3 x 3. LLO – laser lokalny oscylator. B) Wykres wskazowy pokazujący składowe E_S , które można obliczyć na podstawie pomiaru.

Amplitudy E_1 , E_2 i E_3 są kombinacją amplitud E_S i E_R . Sygnały z portów wyjściowych sprzęgacza kierowane są do fotodetektorów o jednakowej czułości R_{FD} . Prądy I_1 , I_2 i I_3 w obwodach detektorów można opisać równaniem (9-16).

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = R_{FD} \begin{bmatrix} |E_1|^2 \\ |E_2|^2 \\ |E_3|^2 \end{bmatrix}; \quad (9-16)$$

Po podstawieniu otrzymuje się prostą zależność (9-17).

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \frac{R_{FD}}{3} \begin{bmatrix} |E_R|^2 + |E_S|^2 \\ |E_R|^2 + |E_S|^2 \\ |E_R|^2 + |E_S|^2 \end{bmatrix} + \frac{2R_{FD}}{3} \begin{bmatrix} |E_S||E_R|\cos(\varphi_S - \varphi_R + 2\pi/3) \\ |E_S||E_R|\cos(\varphi_S - \varphi_R) \\ |E_S||E_R|\cos(\varphi_S - \varphi_R - 2\pi/3) \end{bmatrix}; \quad (9-17)$$

We zapisie powyższym przez φ_S i φ_R oznaczono argumenty amplitud E_S i E_R . W wyniku procesu detekcji otrzymuje się trzy wartości prądów: I_1 , I_2 i I_3 , związanych trzema równaniami z parametrami mierzonego sygnału optycznego. Po prostych przekształceniach otrzymuje się równania (9-18).

$$\begin{aligned} |E_S||E_R|\cos(\varphi_S - \varphi_R) &= \frac{1}{R_{FD}}(I_2 - 0,5I_1 - 0,5I_3); \\ |E_S||E_R|\sin(\varphi_S - \varphi_R) &= \frac{\sqrt{3}}{2R_{FD}}(I_3 - I_1) \end{aligned} \quad (9-18)$$

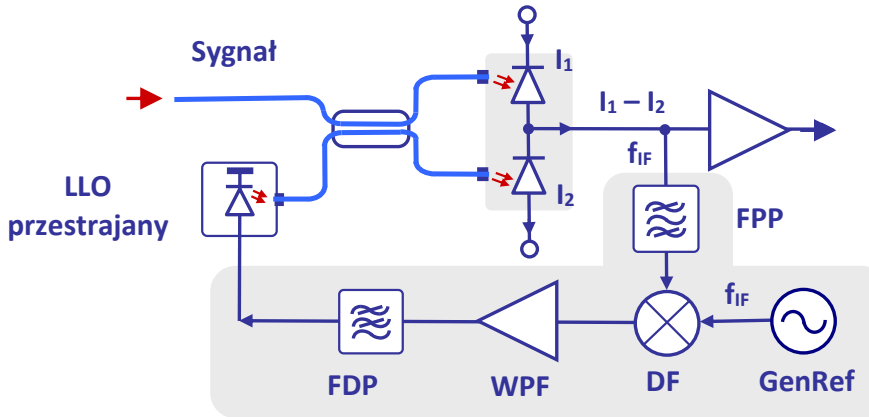
Na rys. 9.6B pokazano wykres wskazowy na płaszczyźnie zespolonej, ze wskazami amplitud E_S i E_R . Różnica kątów między wskazami wynosi $\varphi_S - \varphi_R$. Zaznaczono położenie obu składowych amplitudy E_S , które mogą być obliczone jako kombinacja prądów detektorów. W praktycznych rozwiązaniach sygnały wyjściowe fotodetektorów są wzmacniane, filtrowane i przetwarzane przez przetworniki analogowo-cyfrowe. Zaprogramowany procesor prowadzi obliczenia końcowe.

9.2.5. Stabilizacja częstotliwości heterodyny w odbiornikach koherentnych

W odbiorniku koherentnym często stosowanym rozwiązaniem problemu kontroli częstotliwości sygnału optycznego generowanego przez laser – lokalny oscylator LLO – jest wykorzystanie automatyki pętli fazowej PLL (ang. *Phase-Locked Loop*). Zasada działania pętli jest ogólnie znana, przedstawiono ją na rys. 9.7.

Laser LLO powinien być przestrajalny w pewnym zakresie długości fali i generować sygnał o spektralnej czystości widmowej. Sygnał z portu wyjściowego zrównoważonego detektora o częstotliwości f_{IF} kierowany jest przez filtr pasmowo-przepustowy FPP do detektora fazy DF. Jest to kluczowy element układu automatyki. Detektor fazy porównuje sygnał z detektora z sygnałem generatora referencyjnego GenRef. Obie częstotliwości powinny w stanie ustalonym być sobie równe. Jeżeli częstotliwość sygnału z fotodetektora

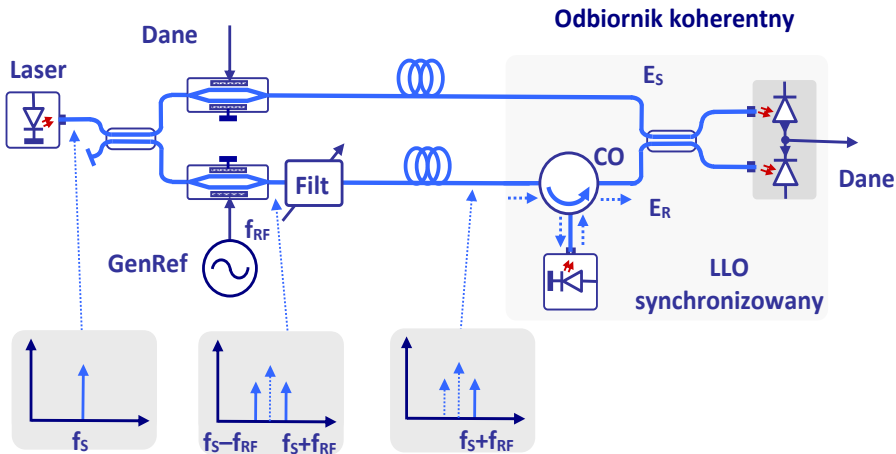
zacznie zmieniać się, to w porcie wyjściowym detektora fazy pojawi się sygnał, który skoryguje częstotliwość lasera LLO tak, aby częstotliwość f_{IF} pozostała stała.



Rys. 9.7. Odbiornik koherentny z układem pętli fazowej stabilizującej częstotliwość lokalnego oscylatora, którym jest laser przestrajany. FPP – filtr pasmowo-przepustowy, GenRef – generator częstotliwości odniesienia, DF – detektor fazy, WPF – wzmacniacz pętli fazowej, FDP – filtr dolnoprzepustowy.

Gdy laser LLO nie spełnia warunków stabilnej pracy pętli fazowej PLL, detektor fazy można zastąpić dyskriminatorem częstotliwości, który będzie pełnił rolę wzorca częstotliwości. Układ pętli z dyskriminatorem częstotliwości ograniczy fluktuacje częstotliwości lasera LLO.

Odmianą technikę stabilizacji częstotliwości pośredniej f_{IF} przedstawiono na rys. 9.8.



Rys. 9.8. Łącze z odbiornikiem koherentnym, w którym laser odbiornika synchronizowany jest sygnałem dostarczanym z nadajnika. GenRef – generator sygnału odniesienia, CO – cyrkulator optyczny.

Pracujący w układzie odbiornika laser LLO synchronizowany jest sygnałem optycznym o określonej częstotliwości, doprowadzonym przez cyrkulator optyczny CO do jego portu wyjściowego. Ten rodzaj synchronizacji nazywany jest bezpośrednim albo przez iniekcję. Poziom mocy sygnału synchronizującego może być wielokrotnie mniejszy od mocy generowanej przez laser.

Sygnał synchronizujący przesyłany jest z nadajnika. Sygnał lasera nadajnika o częstotliwości f_S kierowany jest po podziale do dwóch torów światłowodowych. W jednym torze modulator nanosi informację na sygnał optyczny. W torze drugim modulator M-Z sterowany jest sygnałem o częstotliwości f_{RF} z generatora GenRef. Punkt pracy dobrano tak, aby wytłumić falę nośną z pozostawieniem obu wstęp bocznych. Umieszczony za modulatorem filtr optyczny pozwala na transmisję jednej tylko wstęgi bocznej o częstotliwości $f_S + f_{RF}$. Ten sygnał kierowany jest światłowodem do odbiornika. Po transmisji światłowodem poziom mocy tego sygnału jest na tyle mały, że nie może pełnić roli heterodyny. Jednak wystarczająco duży, by synchronizować generację lasera LLO, pełniąc w odbiorniku rolę heterodyny. W odbiorniku różnica częstotliwości sygnału i lokalnego oscylatora wynosi dokładnie f_{RF} .

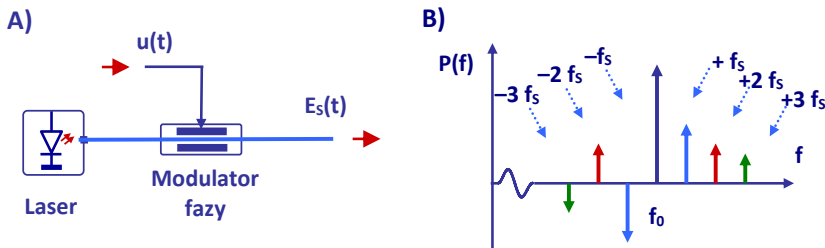
Opisano wyżej dwa przykłady prostych rozwiązań układowych problemu stabilizacji częstotliwości pośredniej detektora koherentnego. Zainteresowany Czytelnik znajdzie ich więcej w innych publikacjach.

9.3. Nadajniki łączy z detektorem koherentnym

9.3.1. Nadajnik z modulacją fazy

Układ nadajnika przedstawionego na rys. 9.9A jest wyjątkowo prosty. Sygnał optyczny generowany przez laser o pulsacji ω_0 przepływa przez elektrooptyczny modulator fazy. Przyjmujemy, że napięcie $u(t)$ sygnału doprowadzonego do modulatora fazy zapisuje się zależnością (9-19). W dalszych rozważaniach pominięto obecność napięcia polaryzacji V_0 i stałego przesunięcia fazy φ_0 .

$$u(t) = V_0 + V_S \cos(\omega_S t + \varphi_0) \quad (9-19)$$



Rys. 9.9. Nadajnik z modulacją fazy. A) Prosty układ nadajnika, w którym modulację fazy realizuje elektrooptyczny modulator fazy. B) Widmo sygnału o sinusoidalnie modulowanej fazie. Wstęgi o nieparzystej odległości f_S mają przeciwne znaki.

Napięcie $u(t)$ zmienia się z amplitudą V_s , sinusoidalnie z pulsacją ω_s . Natężenie E_s pola elektrycznego w porcie wyjściowym nadajnika zapisać można zależnością (9-20) wykorzystywaną już kilkakrotnie.

$$E_S(t) = \sqrt{P_S} e^{j[\omega_0 t + \theta_S(t)]}; \quad (9-20)$$

Moc P_S sygnału optycznego jest w tym przypadku stała, a informacja została zapisana przebiegiem funkcji $\theta_S(t)$ kąta fazowego we wzorze (9-20).

$$\theta_S(t) = \frac{\pi V_S}{V_\pi} \cos(\omega_S t) = m_P \cos(\omega_S t); \quad (9-21)$$

We wzorze powyższym napięcie V_π jest opisanym w rozdziale 6 charakterystycznym parametrem modulatora fazy, a współczynnik m_P jest indeksem modulacji, ważnym parametrem procesu, określającym amplitudy wstęg bocznych w widmie sygnału modulowanego. Biorąc rzeczywistą wartość natężenia pola elektrycznego opisanego równaniem (9-20), otrzymuje się zależność (9-22):

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{E_S(t)\} = \sqrt{P_S} & \{ J_0(m_P) \cos(\omega_0 t) + J_1(m_P) \cos[(\omega_0 + \omega_S)t] \\ & - J_1(m_P) \cos[(\omega_0 - \omega_S)t] \\ & + J_2(m_P) \cos[(\omega_0 + 2\omega_S)t] \\ & + J_2(m_P) \cos[(\omega_0 - 2\omega_S)t] \\ & + J_3(m_P) \cos[(\omega_0 + 3\omega_S)t] \\ & - J_3(m_P) \cos[(\omega_0 - 3\omega_S)t] + \dots \}; \end{aligned} \quad (9-22)$$

Zależność powyższa jest powtórzeniem w zmienionej nieco formie równania (6-42). Zgodnie z nią pokazano na rys. 9.9B charakterystykę widmową sygnału o zmodulowanej fazie. Wstęgi boczne o numerach nieparzystych 1, 3, 5, ... mają przeciwne znaki, co oznacza, że ich kąty fazowe są różne o π .

Przedstawiony na rys. 9.9A układ nadajnika jest wyjątkowo prosty. Elektrooptyczne modulatory fazy są układami szerokopasmowymi, o niewielkim tłumieniu modulowanego sygnału optycznego. Jednakże w procesie bezpośredniej detekcji nie można odzyskać zapisanej informacji. Dopiero użycie fazoczułych detektorów koherentnych pozwala w pełni wykorzystać zalety nadajników z modulatorami fazy.

9.3.2. Nadajnik z modulacją amplitudy i fazy

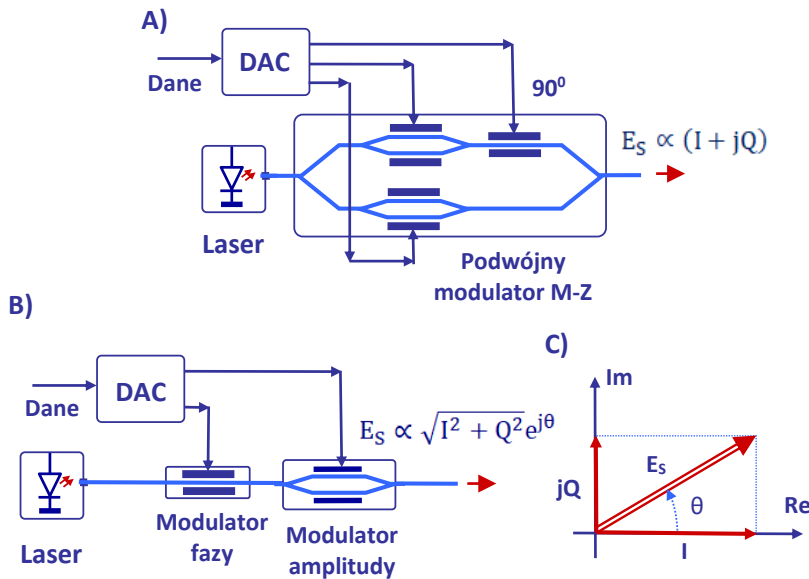
Detektor koherentny może odebrać sygnały optyczne o modulowanej fazie i amplitudzie. Dla tego celu konstruowane są specjalne układy nadajników. Można to zrealizować w rozmaity sposób. Dwa wybrane układy opisano na rys. 9.10.

W układzie nadajnika przedstawionego na rys. 9.10A zastosowano podwójny modulator Macha-Zehndera. Jak wiadomo z rozdziału 6, modulator M-Z spolaryzowany w punkcie przegięcia charakterystyki transmisji mocy jest przygotowany do modulacji amplitudy, a proces modulacji nie wpływa na zmianę fazy transmitowanego sygnału. W układzie

z podwójnym modulatorem sygnał lasera dzielony jest w rozgałęzieniu Y równo między dwa ramiona. Oba sygnały są modulowane, ale jeden z nich jest dodatkowo przesunięty w fazie o $\pi/2$ przez umieszczony w torze przesuwnik fazy. Sygnały z obu ramion sumowane są w kolejnym rozgałęzieniu Y wektorowo, jak dwa wskaźy $I + jQ$, co ilustruje rys. 9.10C. W opisywanym układzie modulatora nadajnika można zmieniać zarówno moduł, jak i argument amplitudy E_s .

Inne rozwiązanie układu modulacji w nadajniku przedstawiono na rys. 9.10B. Sygnał optyczny generowany przez laser przepływa kolejno przez modulator fazy i modulator Macha-Zehndera. Pierwszy z nich moduluje fazę $\theta(t)$ sygnału optycznego, drugi moduluje jego amplitudę $|E_s(t)|$.

W najprostszej wersji układu nadajnika można zastosować bezpośrednią modulację amplitudy, modulując prąd lasera. Modulator fazy zmienia argument transmitowanego sygnału optycznego.



Rys. 9.10. Układy nadajników z modulacją amplitudy i fazy, w łącach z detekcją koherentną. A) Nadajnik z podwójnym modulatorem M-Z z modulacją ortogonalną $I + jQ$. B) Nadajnik, w którym modulator M-Z moduluje moduł, a modulator fazy argument zespolonej amplitudy sygnału. C) Ilustracja wektorowa.

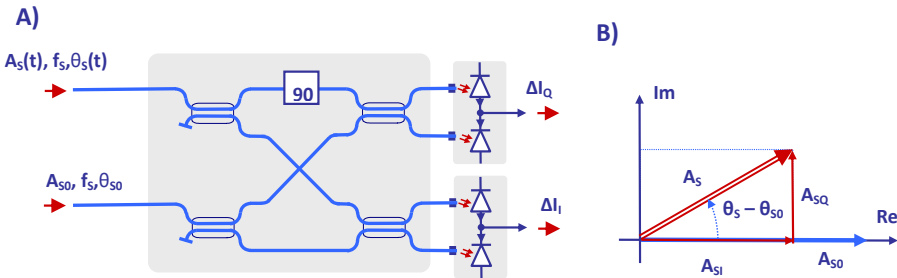
Należy dodać, że w opisywanych układach nadajników do obu modulatorów można doprowadzić oddzielne strumienie danych. Odbiornik z detektorem koherentnym pozwoli odzyskać oba strumienie informacji.

Rozwój przyrządów realizujących modulację pozwala konstruować układy nadajników optycznych w różnych konfiguracjach. Układy przedstawione na rys. 9.10 są rozwiązaniami najprostszymi i często stosowanymi.

9.4. Systemy transmisyjne z detekcją homodynową

9.4.1. Właściwości detektora homodynowego

Omawiając w rozdziale 4 proces fotodetekcji, gdy do fotodiody doptywają dwa sygnały optyczne, wyróżniono stan, kiedy oba sygnały optyczne mają jednakową częstotliwość. Mamy wtedy do czynienia ze szczególnym rodzajem detekcji koherentnej – detekcją homodynową. Właściwości i parametry detektora homodynowego są na tyle szczególne, iż należy opisać je możliwie dokładnie. W opisie wykorzystano ilustracje z rys. 9.11.



Rys. 9.11. Właściwości detektora homodynowego. A) Podwójny zrównoważony detektor w układzie odbiornika łącza homodynowego. B) Wykres wskazowy ilustrujący pomiar składowych amplitudy natężenia pola elektrycznego sygnału optycznego.

Do portów wejściowych zrównoważonego podwójnego detektora doptywają dwa sygnały optyczne. Amplitudę E_s natężenia pola elektrycznego w torze sygnałowym opisano równaniem (9-1), które podano niżej w zmienionej formie:

$$E_s = A_s e^{j\omega_s t} = \sqrt{P_s(t)} e^{j[\omega_s(t)t + \theta_s(t)]}; \quad (9-23)$$

Sygnał doptywający z nadajnika do odbiornika jest w ogólnym przypadku modulowany. Modulacji można poddać amplitudę/moc $|A_s(t)|/P_s(t)$ sygnału, jego kąt fazowy $\theta_s(t)$ i częstotliwość $f_s(t)$. Wszystkie te wielkości mogą nieść informację.

W podobny sposób można opisać pole elektryczne sygnału optycznego doptywającego do drugiego portu detektora z toru odniesienia. Oba sygnały pochodzą zwykle z tego samego źródła i mają taką samą częstotliwość f_s . Sygnał odniesienia nie jest modulowany, jego moc P_{s0} związana jest z zespoloną amplitudą A_{s0} następująco:

$$E_{s0} = A_{s0} e^{j\omega_s t} = \sqrt{P_{s0}} e^{j[\omega_s t + \theta_{s0}]}; \quad (9-24)$$

Detekcja homodynowa jest szczególnym przypadkiem detekcji koherentnej, gdy $f_{IF} = 0$. Wyprowadzone wcześniej równania (9-11), opisujące prądy wyjściowe zrównoważonych detektorów, przyjmą wtedy następującą postać:

$$\begin{aligned}\Delta I_I(t) &= 2R_{FD}|A_S(t)||A_{S0}|\cos[\theta_S(t) - \theta_{S0}]; \\ \Delta I_Q(t) &= 2R_{FD}|A_S(t)||A_{S0}|\sin[\theta_S(t) - \theta_{S0}];\end{aligned}\quad (9-25)$$

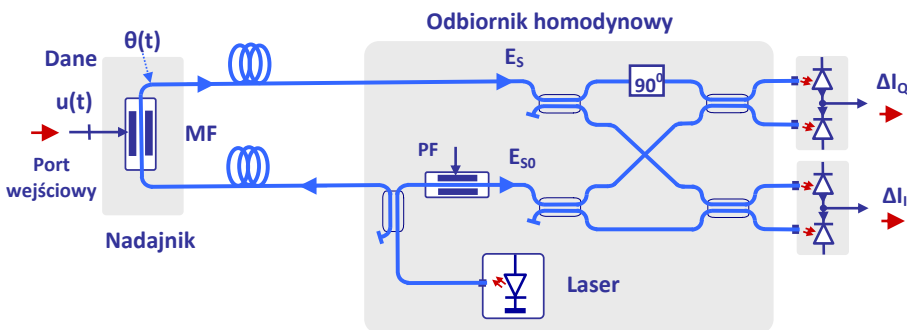
Zakładając pełną symetrię układu sprzęgaczy detektora i jednakowe czułości fotodiod, można zespoloną amplitudę $A_S(t)$ dopływającego sygnału obliczyć z następującej zależności:

$$A_S(t) = \frac{\Delta I_I(t) + j\Delta I_Q(t)}{2R_{FD}\sqrt{P_{S0}}}; \quad (9-26)$$

Z zależności powyższej wynika, że prąd homodynowego detektora zrównoważonego odwzorowuje zarówno modulację amplitudy $|A_S(t)|$, jak i modulację fazy kąta $\theta_S(t)$ zmodulowanego sygnału optycznego.

9.4.2. Łącze optyczne z detektorem homodynowym

Jak przedstawiono wyżej, zrównoważony detektor homodynowy jest pełnowartościowym narzędziem pozwalającym mierzyć zespoloną amplitudę sygnału optycznego. Warunkiem jest doprowadzenie do toru odniesienia niemodulowanego sygnału pochodzącego z tego samego źródła. Układ łącza można rozwiązać w rozmaity sposób. Na rys. 9.12 pokazano jedno z rozwiązań, stosowane często w układach czujników.



Rys. 9.12. Łącze światłowodowe z detektorem homodynowym. PF – przesuwnik fazy, MF – modulator fazy.

W odbiorniku homodynowym pracuje laser, który pełni rolę oscylatora lokalnego. Część mocy lasera kierowana jest światłowodem do odległego nadajnika. Transmitowany łączy sygnał elektryczny, reprezentowany przez napięcie $u(t)$, doprowadzony jest przez port wejściowy do modulatora fazy MF. Modulator fazy MF moduluje fazę $\theta(t)$ sygnału optycznego,

zgodnie z zależnością (9-27) (V_π jest opisany w rozdziale 6 napięciem charakterystycznym modulatora fazy).

$$\theta(t) = \frac{\pi u(t)}{V_\pi}; \quad (9-27)$$

Sygnał optyczny niosący informację transmitowany jest światłowodem do odbiornika homodynowego. Na rys. 9.12 reprezentuje go natężenie pola elektrycznego E_s .

Prądy ΔI_I i ΔI_Q w portach wyjściowych odbiornika opisane są zależnościami (9-25). Łatwo zauważyć, że amplitudy $|A_s|$ i $|A_{s0}|$ mają w trakcie transmisji stałą wartość. Wartość argumentu θ_{s0} można dobrać w taki sposób przesuwnikiem fazy PF, aby $\theta_{s0} = n2\pi$ ($n = 0, 1, 2, \dots$). Wtedy napięcie $u(t)$ modulujące fazę sygnału w nadajniku można obliczyć, korzystając z zależności (9-28).

$$u(t) = \frac{V_\pi}{\pi} \arcsin \left(\frac{\Delta I_Q}{\sqrt{\Delta I_I^2 + \Delta I_Q^2}} \right); \quad (9-28)$$

Tak prostą zależność otrzymuje się, gdy spełniony jest warunek $-V_\pi < u(t) < V_\pi$.

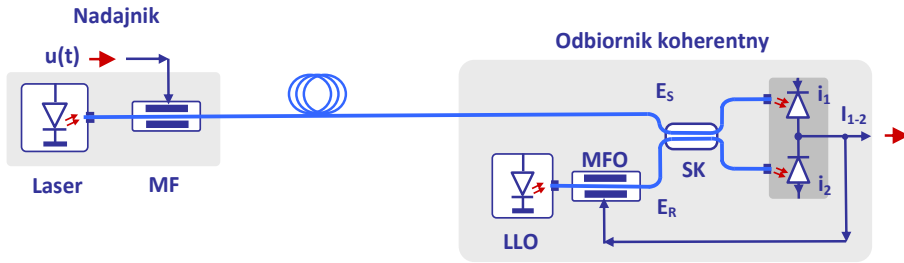
W rozważaniach nie brano pod uwagę tłumienia sygnału optycznego i efektów dyspersji przy transmisji światłowodem. Końcowa zależność pozwala obliczyć wartość napięcia $u(t)$ w stosunku do wartości napięcia V_π , niezależnie od poziomu sygnału (!) docierającego do odbiornika.

Opisane łącze będzie pracowało przy odległościach między odbiornikiem a nadajnikiem od kilku metrów do kilku kilometrów. Przy większych odległościach można w odbiorniku i nadajniku zastosować dwa lasery, z których jeden będzie synchronizowany sygnałem drugiego.

9.5. Łącza optyczne z modulacją fazy

9.5.1. Łącza optyczne z modulacją fazy i detekcją koherentną

Opisany w rozdziale 7 układ łącza optycznego IM-DD z modulacją mocy i detekcją bezpośrednią jest prosty i uniwersalny. Stosunkowo łatwo przystosować go do pracy szerokopasmowej. Alternatywnym rozwiązaniem jest łącze optyczne z modulacją fazy. Jak opisano w punkcie 6.4.2, elektrooptyczny modulator fazy jest prostym przyrządem, niewymagającym wstępnej polaryzacji, z bardzo dużym zakresem liniowej pracy, niewielkim tłumieniem. Ponadto sygnał o zmodulowanej fazie przy większych poziomach mocy nadajnika jest mniej podatny na zniekształcenia nieliniowe związane z transmisją światłowodem. W łączach optycznych z modulacją fazy należy zastosować bądź odbiorniki z fazoczułym fotodetekтором, bądź specjalne układy, zamieniające modulację fazy na modulację mocy. Oba rozwiązania zostaną krótko omówione w tym punkcie.



Rys. 9.13. Łącze optyczne z nadajnikiem, w którym zastosowano modulator fazy MF i odbiornikiem koherentnym z układem zrównoważonego fotodetektora. LLO – laser lokalny oscylator, MFO – modulator fazy odbiornika, SK – sprzęgacz kierunkowy.

Na rys. 9.13 pokazano prosty układ łącza optycznego z modulacją fazy. Modulację generowanego przez laser sygnału optycznego o pulsacji ω_S realizuje umieszczony w nadajniku modulator fazy MF. Proces modulacji opisano w punkcie 9.3.1. Natężenie $E_S(t)$ pola elektrycznego sygnału, który dotarł do zrównoważonego fotodetektora można zapisać w znany sposób:

$$E_S(t) = \sqrt{P_S} e^{j[\omega_S t + \theta_S(t)]}, \quad (9-29)$$

Laser LLO pełni funkcję lokalnego oscylatora i natężenie $E_R(t)$ pola elektrycznego generowanego przez niego sygnału zapisać można w podobnej formie:

$$E_R(t) = \sqrt{P_R} e^{j[\omega_R t + \varphi_R]}, \quad (9-30)$$

Fazę sygnału φ_R lokalnego oscylatora można dla potrzeb detekcji regulować przez pomocniczy modulator fazy odbiornika MFO.

Zespoloną amplitudę I_{1-2} prądu w porcie wyjściowym detektora zrównoważonego można przedstawić za pomocą prostej zależności (9-31):

$$I_{1-2} = 2R_{FD} \sqrt{P_S P_R} e^{j(\omega_{IF} t + \theta_S - \varphi_R)}, \quad (9-31)$$

We wzorze powyższym R_{FD} jest czułością fotodetektora, a pulsacja sygnału $\omega_{IF} = \omega_S - \omega_R$ leży w zakresie częstotliwości radiowych. Kąt fazowy $\theta_S(t)$ sygnału wyjściowego niesie informacje o sygnale $u(t)$ modulującym fazę sygnału optycznego w nadajniku. Informację tą można odzyskać w rozmaity sposób, przetwarzając sygnał wyjściowy.

9.5.2. Łącze optyczne z modulacją fazy i interferometrem Macha-Zehndera

Działanie łącza optycznego z modulacją fazy, którego układ pokazano na rys. 9.14A, oparte jest na wykorzystaniu w odbiorniku interferometru Macha-Zehndera. W rozdziale 6 opisano działanie i parametry tego urządzenia pracującego jako modulator transmitowanego sygnału optycznego. W przyrządzie tym wykorzystuje się efekt Pokelsa, aby przez zmianę

napięcia sterować współczynnikiem załamania w obu ramionach mostka i w rezultacie tłumieniem pryzmatu.

Interferometr M-Z pracujący w odbiorniku łącza, którego układ pokazano na rys. 9.14A, ma strukturę podobną do modulatora, jednakże jego parametry nie są kontrolowane napięciowo. Interferometr wykorzystuje dwa identyczne i symetryczne sprzęgacze SK_1 i SK_2 do podziału i sumowania mocy sygnału. Jedno z ramion mostka interferometru jest nieco dłuższe i czas transmisji sygnału optycznego jest w tym ramieniu dłuższy o τ . Różnice długości ramion są niewielkie, np. dla $\tau = 50$ ps wydłużenie wynosi około 1 cm.

W rozdziale 8, w punkcie 8.4.3, opisano działanie interferometru Macha-Zehndera z dwoma sprzęgaczami kierunkowymi. Taki interferometr został użyty w układzie z rys. 9.14A. Wykazano tam, że podział sygnału wejściowego między dwa porty wyjściowe można wyznaczyć, wykorzystując macierze transmisyjne, co pokazano równaniem (8-78). Przedstawione niżej zależności można wyprowadzić w oparciu o to właśnie równanie.

Natężenie pola elektrycznego $E_S(t)$ sygnału o zmodulowanej fazie wchodzącego do portu wejściowego odbiornika opisano w poprzednim punkcie równaniem (9-29). Moc P_S sygnału optycznego jest w tym przypadku stała, a informacja w postaci sinusoidalnego sygnału $V_S \cos(\omega_S t)$ została zapisana przebiegiem funkcji $\theta_S(t)$ kąta fazowego we wzorze (9-32).

$$\theta_S(t) = \frac{\pi V_S}{V_\pi} \cos(\omega_S t) = m_P \cos(\omega_S t); \quad (9-32)$$

Natężenia E_1 i E_2 sygnałów w portach wyjściowych interferometru są sumą i różnicą koherentnych sygnałów z obu ramion.

$$E_{1/2}(t) = \frac{E_S(t) \pm E_S(t + \tau)}{2}; \quad (9-33)$$

Moce P_1 i P_2 obu tych sygnałów można obliczyć tak, jak przedstawiono w punkcie 9.2.1 dla detekcji koherentnej.

$$P_{1/2}(t) = \frac{1}{4} |E_S(t) \pm E_S(t + \tau)|^2; \quad (9-34)$$

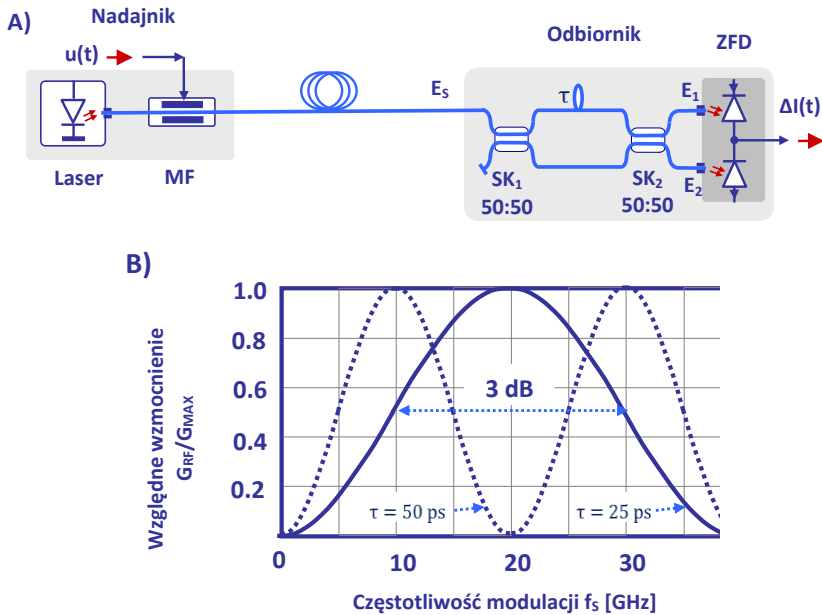
W analizie przyjmuje się zwykle pełną symetrię obu sprzęgaczy i fotodiod, a także pomija się tłumienie sygnału optycznego. Można wykazać, że różnica prądów $\Delta I(t)$ obu fotodiod jest funkcją różnicy czasów τ , a dokładniej kąta $\omega_S \tau$, zgodnie z zależnością (9-35).

$$\Delta I(t) \propto \sin[2\theta_S(t) - 2\theta_S(t + \tau)]; \quad (9-35)$$

Prąd $\Delta I(t)$ z dobrym przybliżeniem opisuje zależność (9-36), w której R_{FD} jest czułością fotodiody, a współczynniki $J_0(m_P)$ i $J_1(m_P)$ opisane są funkcjami Bessela indeksu modulacji m_P .

$$\Delta I(t) \cong 2R_{FD}P_S J_0(m_P) J_1(m_P) \sin\left(\frac{\omega_S \tau}{2}\right) \cos(\omega_S t); \quad (9-36)$$

Dla małych wartości indeksu m_P można przyjąć, że $J_0(m_P) \cong 1$, a $J_1(m_P) \cong m_P$, co oznacza, że przebieg prądu $\Delta I(t)$ jest liniowo związany z napięciem $u(t)$ doprowadzonym do modulatora fazy MF w układzie nadajnika.



Rys. 9.14. Łącze optyczne z modulacją fazy i odbiornikiem, w którym zastosowano interferometr Macha-Zehndera oraz zrównoważony fotodetektor ZFD. A) Układ łącza. B) Częstotliwościowe charakterystyki wzmocnienia znormalizowane do wartości maksymalnej dla dwóch wartości czasów opóźnień τ .

Charakterystycznym dla opisywanego łącza optycznego jest czynnik $\sin(\omega_s \tau / 2)$, wskazujący na to, że wzmocnienie łącza jest funkcją częstotliwości ω_s . Definiując wzmocnienie łącza jako stosunek mocy w porcie wyjściowym odbiornika do mocy doprowadzonej do modulatora fazy nadajnika, omawiany czynnik pojawi się jako $\sin^2(\omega_s \tau / 2)$. Charakterystyki znormalizowanego wzmocnienia pokazano na rys. 9.13B dla dwóch wartości czasu τ . Dla $\tau = 25$ ps wzmocnienie jest maksymalne dla $f_s = 20$ GHz, a w paśmie 10–30 GHz wzmocnienie nie spadnie w stosunku do wartości maksymalnej o więcej niż 3 dB. Jest to transmisja szerokopasmowa. Wydłużając czas przepływu do $\tau = 50$ ps, można przesunąć częstotliwość maksymalnego wzmocnienia do 10 GHz.

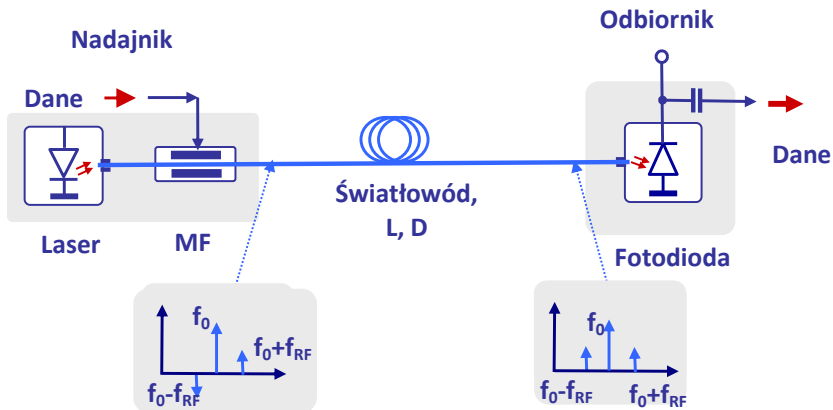
Opisywane łącze z modulacją fazy jest łączem analogowym, którego wzmocnienie należy porównywać z opisywanymi w rozdziale 7 łączami IM-DD z zewnętrznym modulatorem Macha-Zehndera. Łatwo zauważyć, że wzmocnienie łącza z modulacją fazy rośnie z mocą sygnału optycznego. Jego wzmocnienie jest większe niż w przypadku łącza IM-DD, w którym tłumienie modulatora w punkcie pracy wynosi 3 dB. Opisywane łącze z modulacją fazy wykorzystuje pełną moc lasera.

9.5.3. Konwersja modulacji fazy na modulację amplitudy

Wśród interesujących układów łączy optycznych wykorzystujących modulację fazy można znaleźć grupę rozwiązań, w których zrealizowano proces konwersji modulacji fazy na modulację amplitudy. Opisując w rozdziale 6 właściwości modulacji amplitudy, na rys. 6.2 przedstawiono wykres ze wskazami fali nośnej i obu wstęg bocznych. Suma trzech wskazów zmienia się w czasie w miarę obracania się wskazów obu wstęg. Sygnał o zmodulowanej fazie można opisać w podobny sposób, jako sumę trzech wskazów: fali nośnej i obu najbliższych wstęg bocznych. Wykres wskazowy dla tego rodzaju modulacji pokazano na rys. 6.7. Mimo obrotów wskazów obu wstęg bocznych suma trzech wskazów nie zmienia swojej długości. Łatwo wyciągnąć wniosek, że zmieniając relacje fazowe między wstęgami bocznymi i falą nośną można dokonać konwersji modulacji fazy na modulację amplitudy i odwrotnie.

W rozdziale 7 opisano proces transmisji sygnału optycznego o zmodulowanej amplitudzie światłowodem wykazującym efekt dyspersji. Wykres wskazowy przedstawiony na rys. 7.10 ilustruje zmiany relacji fazowych między wstęgami bocznymi a falą nośną, co w rezultacie powoduje konwersję modulacji amplitudy na modulację fazy. Długość toru światłowodowego, dla której zanika modulacja amplitudy na rzecz modulacji fazy zależy od częstotliwości modulacji. Proces konwersji jest odwracalny i dalsza transmisja przywraca modulację amplitudy kosztem modulacji fazy.

Opisany efekt konwersji wywołany dyspersją światłowodu można wykorzystać w łącach wykorzystujących modulację fazy. Prosty układ pokazano na rys. 9.15.



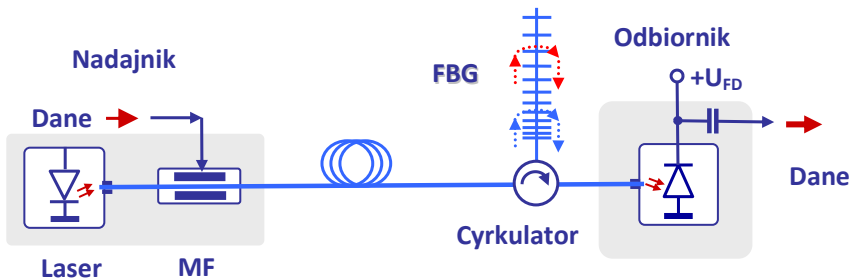
Rys. 9.15. Łącze optyczne z modulacją fazy i wykorzystaniem efektu dyspersji do konwersji modulacji fazy na modulację amplitudy.

W nadajniku modulator fazy MF moduluje sygnał optyczny generowany przez laser. Konwersja modulacji fazy na modulację amplitudy następuje w trakcie transmisji światłowodem. W porcie wyjściowym fotodetektora pojawi się transmitowany sygnał. Długość

światłowodu L , wartość współczynnika dyspersji D i pasmo częstotliwości modulacji modulatora fazy MF w nadajniku łączy należy starannie dobrać, aby uzyskać odpowiednie parametry konwersji. Wzajemne uzależnienie wymienionych parametrów należy uznać za istotną wadę opisywanego rozwiązania.

Do konwersji modulacji fazy na modulację amplitudy można wykorzystać siatkę Bragga FBG. W rozdziale 2 opisano działanie siatek Bragga o różnej strukturze. Wśród nich opisano działanie siatek Bragga o liniowo zmieniającym się okresie. Ilustracją właściwości jest rys. 2.32. Dobierając odpowiednio tempo i zakres zmian współczynnika załamania $n(z)$ siatki Bragga, można zaprojektować zakres długości fali, w którym sygnał optyczny zostanie całkowicie odbity, przy czym miejsce odbicia będzie zależne od długości fali. Tę możliwość wykorzystano do konwersji modulacji fazy na modulację amplitudy.

Układ łączy optycznego wykorzystującego opisany efekt pokazano na rys. 9.16. Siatka Bragga podłączona jest do jednego z ramion cyrkulatora. Miejsce podłączenia dobierane jest zwykle tuż przed fotodiodą odbiornika. Fala nośna i wstęgi boczne sygnału o modulowanej fazie mają nieco różne długości fali: λ_{-1} , λ_0 , λ_{+1} . Zależność $n(z)$ została tak dobrana, by każdy ze składników widma zawracał w innym miejscu. Zróżnicowanie długości dróg propagacji powoduje zróżnicowanie czasów propagacji i w rezultacie przesunięcia fazowe składników sygnału optycznego. Odpowiednio zaprojektowana struktura siatki Bragga spowoduje przesunięcie faz fali nośnej i wstęg bocznych do położenia właściwego dla modulacji amplitudy. Nastąpi tą drogą konwersja modulacji fazy na modulację amplitudy, a sygnał w porcie wyjściowym fotodetektora odtworzy sygnał doprowadzony w nadajniku do modulatora fazy.



Rys. 9.16. Łączy optyczne z modulacją fazy i wykorzystaniem siatki Bragga do konwersji modulacji fazy na modulację amplitudy.

Porównanie działania obu opisanych w tym punkcie układów łączy optycznych wykorzystujących modulację fazy prowadzi do wniosku, że układ łączy z siatką Bragga jest bardziej korzystny, gdyż długość toru transmisji światłowodem nie wpływa na parametry konwersji. W oby przypadkach charakterystyki transmisji silnie zależą od częstotliwości sygnału modulującego. Nie ulega wątpliwości, że najlepsze rezultaty uzyskuje się, stosując w układzie

odbiornika zrównoważone detektory koherentne. Występujące kłopoty ze stabilizacją częstotliwości lasera pełniącego rolę oscylatora lokalnego zostały dzięki rozwojowi technologii fotonicznych układów scalonych usunięte.

9.6. Podsumowanie

Analizy teoretyczne wykazały, że czułość odbiorników koherentnych: heterodynowych i homodynowych jest większa niż w przypadku transmisji IM-DD. Przeprowadzone eksperymenty potwierdziły wnioski analiz teoretycznych. Na przeszkodzie do szerokiego zastosowania systemów transmisji koherentnej stały początkowo problemy ze spełnieniem trudnych wymagań.

- Lasery nadajnika i odbiornika muszą pozwalać na precyzyjne przestrajanie ich częstotliwości.
- Specjalne układy o dużym stopniu złożoności muszą stabilizować ich częstotliwość.
- Sygnały optyczne generowane przez lasery nadajnika i lokalnego oscylatora muszą być spektralnie czyste.

Odkrycie wzmacniaczy optycznych i łatwość ich budowy pozwoliło zwiększyć czułość odbiorników optycznych w systemach IM-DD i znacznie zwiększyć odległość między stacjami regeneracyjnymi, co zahamowało na pewien czas rozwój systemów koherentnych. Stały nacisk na zwiększanie przepływności łączy optycznych skierował uwagę badaczy na możliwości wykorzystania modulacji amplitudy i fazy, co udało się z powodzeniem zrealizować w systemach telekomunikacji komórkowej w pasmach radiowych. Aby móc uzyskać to w pasmach fal optycznych, trzeba zastosować detekcję fazoczułą, a taką jest detekcja koherentna.

Rzeczywisty rozwój technologii pozwolił uzyskać parametry laserów półprzewodnikowych, które zminimalizowały wymienione wyżej trudności. Jednocześnie rozwój technologii fotonicznych układów scalonych pozwolił zminiaturyzować układy zrównoważonych fotodetektorów i w konsekwencji odbiorników koherentnych. W rezultacie w systemach o największych przepływnościach stosuje się odbiorniki koherentne.

Bibliografia rozdziału 9

- 9.1 J.R. Barry, E.A. Lee, "Performance of Coherent Optical Receivers", *Proceedings of IEEE*, Vol. 78, No. 8, 1990.
- 9.2 A. Arvizu et al., "Balanced photoreceiver for coherent optical communications", *Instrumentation and Development*, Vol. 3, No. 10, 1998.
- 9.3 A.K.M. Lam, M. Fairburn, N.A.F. Jaeger, "Wide-Band Electrooptic Intensity Modulator Frequency Response Measurement Using an Optical Heterodyne Down-Conversion Technique", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 1, 2006.
- 9.4 T.R. Clark, M.L. Dennis, "Coherent optical phase-modulation link", *IEEE Photon. Technology Letter*, Vol. 19, 2007.

- 9.5 V.J. Urick et al., "Phase Modulation With Interferometric Detection as an Alternative to Intensity Modulation With Direct Detection for Analog-Photonic Links", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 55, No. 9, 2007.
- 9.6 E. Ip et al., "Coherent detection in optical fiber systems", *Optics Express*, Vol. 16, No. 2, 2008.
- 9.7 A. Ramaswamy et al., "Integrated Coherent Receivers for High-Linearity Microwave Photonic Links", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 1, 2008.
- 9.8 D. Zibar et al., "Phase-Locked Coherent Demodulator With Feedback and Sampling for Optically Phase-Modulated Microwave Links", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 15, 2008.
- 9.9 J. Zhang, A.N. Hone, T.E. Darcie, "Phase-Modulated Microwave-Photonic Link With Optical-Phase-Locked-Loop Enhanced Interferometric Phase Detection", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 15, 2008.
- 9.10 G. Li, "Recent advances in coherent optical communication", *Advances in Optics and Photonics 1*, 2009.
- 9.11 Y. Painchaud et al., "Performance of balanced detection in a coherent receiver", *Optics Express*, Vol. 17, No. 5, 2009.
- 9.12 H. Chi, X. Zou, J. Yao, "Analytical Models for Phase-Modulation-Based Microwave Photonic Systems With Phase Modulation to Intensity Modulation Conversion Using a Dispersive Device", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 27, No. 5, 2009.
- 9.13 G. Zhu, W. Liu, H.R. Fetterman, "A Broadband Linearized Coherent Analog Fiber-Optic Link Employing Dual Parallel Mach-Zehnder Modulators", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 21, No. 21, 2009.
- 9.14 Q. Xu et al., "Homodyne In-Phase and Quadrature Detection of Weak Coherent States With Carrier Phase Tracking", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 15, No. 6, 2009.
- 9.15 S.R. O'Connor, M.L. Dennis, T.R. Clark, "Optimal biasing of a self-homodyne optically coherent RF receiver", *IEEE Photonics Journal*, Vol. 2, 2010.
- 9.16 D. Becker et al., "Non-Carrier Suppressed Homodyne Receiver Using Standard DFB Lasers and Analog Optical Phase-Locked Loop", *Proceedings of 2010 Military Communications Conference - Unclassified Program*.
- 9.17 J. Wyrwas, M.C. Wu, "Frequency-Modulated Microwave Photonic Links with Direct Detection: Review and Theory", *Electrical Engineering and Computer Sciences University of California at Berkeley*, 2010, <http://www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/2010/EECS-2010-156.html>.
- 9.18 W. Li et al., "Broadband Phase-to-Intensity Modulation Conversion for Microwave Photonics Processing Using Brillouin-Assisted Carrier Phase Shift", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 29, No. 24, 2011.
- 9.19 S.K. Ibrahim et al., "Novel real-time homodyne coherent receiver using a feed-forward based carrier extraction scheme for phase modulated signals", *Optics Express*, Vol. 19, No. 9, 2011.
- 9.20 C. Xie et al., "Colorless coherent receiver using 3x3 coupler hybrids and single-ended detection", *Optics Express*, Vol. 20, No. 2, 2012.
- 9.21 T.N. Huynh, L. Nguyen, L.P. Barry, "Novel coherent self-heterodyne receiver based on phase modulation detection", *Faculty Publications in Computer & Electronics Engineering*, 2012, <https://digitalcommons.unl.edu/computerelectronicfacpub/109>.
- 9.22 W. Li, M. Li, J. Yao, "A Narrow-Passband and Frequency-Tunable Microwave Photonic Filter Based on Phase-Modulation to Intensity-Modulation Conversion Using a Phase-Shifted Fiber Bragg Grating", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 60, No. 5, May 2012.
- 9.23 W. Cui, T. Shao, J. Yao, "Wavelength Reuse in a UWB Over Fiber System Based on Phase-Modulation to Intensity-Modulation Conversion and Destructive Interferencing", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 31, No. 17, 2013.
- 9.24 T. Dennis, B. Nebendah, "Producing Known Complex Modulation Signals for Characterization of Coherent Optical Receivers", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 31, No. 23, 2013.

- 9.25 B.J. Puttnam et al., "Self-Homodyne Detection in Optical Communication Systems", *Photonics* 2014, www.mdpi.com/journal/photonics.
- 9.26 Z. Liu et al., "Homodyne OFDM with Optical Injection Locking for Carrier Recovery", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 33, No. 1, 2015.
- 9.27 X. Jin et al., "Balanced homodyne detection with high common mode rejection ratio based on parameter compensation of two arbitrary photodiodes", *Optics Express*, Vol. 23, No. 18, 2015.
- 9.28 K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 34, No. 1, 2016.
- 9.29 J. Herv et al., "Phase modulation to intensity modulation conversion for sensitive FBG sensor interrogation", 25th Optical Fiber Sensors Conference (OFS), 2017.
- 9.30 L. Wang, N. Fang, "Applications of Fiber-Optic Interferometry Technology in Sensor Field", *Optical Interferometry*, <http://dx.doi.org/10.5772/66276>.