

Rozdział 7

Analogowe łącza optyczne z detekcją bezpośrednią

7.1. Wprowadzenie

Optyczne łącza przeznaczone do transmisji sygnałów analogowych są naturalnym medium transmisyjnym, gdyż spełniają tradycyjne funkcje telekomunikacyjne. Cyfryzacja wszelkiego typu sygnałów była bardzo silnym bodźcem błyskotliwego rozwoju łączy cyfrowych, co odsunęło łącza analogowe na drugi plan. Proces ten należy uznać za nieodwracalny, ponieważ od cyfryzacji nie ma odwrotu. Jednakże trzeba mieć na uwadze, że transmisja informacji cyfrowej z użyciem multipleksacji na podnośnych SCM (ang. *Sub-Carrier Multiplexing*), wymaga użycia łączy analogowych. Tak więc optyczne łącza analogowe pozostają istotnym składnikiem optycznych technik transmisji informacji.

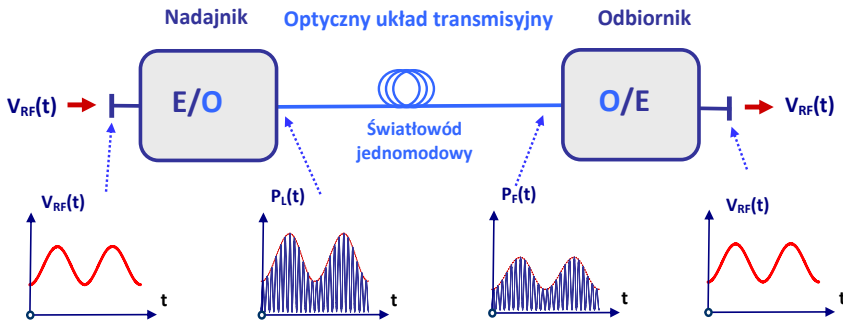
Wśród szeregu zastosowań łączy analogowych należy wymienić kilka najważniejszych, a przede wszystkim transmisję sygnałów:

- emitowanych i odbieranych w systemach przez fazowanie szyków antenowych;
- w systemach radio–światłowodów;
- odbieranych i dostarczanych przez różnego typu czujniki;
- w sieciach telewizji kablowej CATV.

Poza obszarami masowych zastosowań łączy światłowodowych istnieje obszar zastosowań nietypowych. Na potrzeby takich jednostek, jak samolot cywilny lub wojskowy, statek kosmiczny, statek morski czy też okręt wojenny, tworzone są specjalne, nietypowe systemy transmisji danych i sygnałów. Do niedawna sygnały te transmitowano współosiowymi kablami mikrofalowymi, jednakże światłowody ważą znacznie mniej od kabli współosiowych, a zasilanie systemu zużywa mniej mocy. Obecnie wymienione systemy budowane są z wykorzystaniem technik elektronicznych i fonicznych.

Podstawową strukturę analogowego łącza światłowodowego pokazano na rys. 7.1. Łącze jest systemem, który transmituje sygnał o częstotliwości mikrofalowej często na znaczne odległości. Można w nim wyróżnić trzy podstawowe składniki. Nadajnik E/O wytwarza z pomocą odpowiedniego lasera optyczny sygnał fali nośnej, na którą nakładany jest w procesie modulacji sygnał elektryczny będący obiektem transmisji. Optyczny układ transmisyjny wykorzystuje światłowodów do dostarczenia zmodulowanego sygnału do odbiornika. Układ ten może mieć różną strukturę z rozgałęzieniami, wzmacniaczami

itp.¹ Odbiornik O/E w procesie fotodetekcji usuwa falę nośną, zamieniając sygnał optyczny na elektryczny, który następnie filtruje i wzmacnia do odpowiedniego poziomu.



Rys. 7.1. Idea analogowego łącza elektrooptycznego do transmisji sygnałów pasma mikrofalowego z wykorzystaniem transmisji światłowodem.

W punkcie 7.2 przedstawione zostaną właściwości łącza optycznych wykorzystujących modulację amplitudy/mocy optycznej nośnej do zapisania na niej sygnału, który ma być łączem transmitowany. Jak opisano w rozdziale 6, możliwa jest modulacja mocy optycznej generowanej przez laser diodowy bezpośrednio przez sterowanie prądem diody. Jest to prosty i skuteczny sposób modulacji, gdyż generowana moc optyczna jest z dobrą dokładnością proporcjonalna do wartości prądu. Sygnał optyczny po transmisji światłowodem dociera do fotodetektora, gdzie jest bezpośrednio detekowany. Ten typ łącza zostanie opisany w pierwszej kolejności.

Drugim rozwiązaniem struktury łącza jest rozdzielenie funkcji generacji sygnału optycznego fali nośnej i modulacji przez wykorzystanie zewnętrznego modulatora. Działanie łącza z modulacją zewnętrzną, z wykorzystaniem modulatora elektrooptycznego Macha-Zehndera, będzie kolejno opisane. Rozwiązanie to ma szereg istotnych zalet, o czym w dalszej części tekstu.

Transmisja sygnałów analogowych jest także możliwa łączami optycznymi wykorzystującymi detekcję koherentną oraz modulację fazy i zostanie przedstawiona w odrębnym rozdziale. Osobnego opisu wymagają systemy transmisyjne wykorzystujące multipleksację na podnośnych.

Zapoznanie się z technikami transmisji elektrycznych sygnałów analogowych łączami światłowodowymi i zrozumienie zasady ich pracy jest pierwszym, ważnym krokiem do zapoznania się z fonicznymi technikami teletransmisji. Oczywiście szerokopasmowymi optycznymi łączami analogowymi można z powodzeniem przesyłać sygnały cyfrowe. Jednakże łącza optyczne przeznaczone do transmisji sygnałów cyfrowych posiadają swoją

¹ Oddzielna grupa systemów wykorzystuje transmisję w wolnej przestrzeni do dostarczenia sygnału optycznego do odbiornika. Zasady pracy tych łączy zostaną opisane w osobnym rozdziale.

specyfikę. Ich podstawowym zadaniem nie jest transmisja sygnałów z zachowaniem wierności kształtu przebiegów, ale transmisja ciągów liczb. Dlatego łącza do transmisji cyfrowych wyposażone są w układy decyzyjne i układy regeneracji kształtu impulsów. Wierność kształtu transmitowanych sygnałów jest mniej istotna niż bezbłędna transmisja ciągów liczb. Działanie optycznych łączy do transmisji cyfrowych zostanie przedstawione w osobnym rozdziale.

7.2. Łącza analogowe z modulacją amplitudy i detekcją bezpośrednią

7.2.1. Łącze z bezpośrednią modulacją mocy optycznej

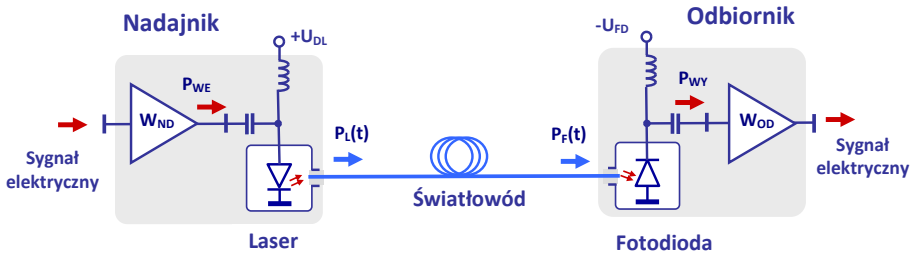
W rozdziale 6 opisano proces modulacji mocy optycznej generowanej przez diodowy laser półprzewodnikowy przez zmianę prądu lasera. Prąd lasera może być sterowany wejściowym sygnałem elektrycznym. Jest to najprostszy i użyteczny sposób naniesienia sygnału elektrycznego na optyczną falę nośną w procesie modulacji amplitudy.

Prosty, ideowy schemat analogowego łącza światłowodowego, w którym wykorzystano bezpośrednią modulację mocy optycznej generowanej przez laser pokazano na rys. 7.2.

Sygnał analogowy dostarczany jest do nadajnika, którego kluczowym elementem jest diodowy laser półprzewodnikowy. Sygnał jest wzmacniany przez wzmacniacz W_{ND} i przygotowany do sterowania prądu lasera. Moc optyczna lasera generowana jest w takt sygnału wejściowego. Ponadto układ nadajnika zawiera obwód polaryzacji diody laserowej, oraz może być wyposażony we wzmacniacz mocy optycznej, układ monitorowania mocy wyjściowej, czy też układ stabilizacji temperatury diody laserowej, których nie przedstawiono na schemacie. Na wyjściu nadajnika pojawia się moc optyczna $P_L(t)$ modulowana transmitowanym sygnałem elektrycznym. Ilustrację tego procesu pokazano na rys. 7.3A.

Sygnał optyczny transmitowany jest światłowodem do odbiornika optycznego. W trakcie transmisji maleje jego moc w wyniku tłumienia światłowodu. Jak wspomniano wyżej, w torze transmisyjnym można także umieścić wzmacniacze optyczne, dzielniki mocy, obwody sprzęgające czy filtrujące. W rozdziale 2 przedstawiono właściwości dyspersyjne światłowodu. Wpływ efektów dyspersji na transmisję sygnału zostanie opisany w jednym z kolejnych punktów.

Po transmisji światłowodem sygnał dociera do fotodetektora. W procesie fotodetekcji następuje zamiana sygnału optycznego na elektryczny, co ilustruje rys. 7.3B. Sygnał elektryczny po wzmocnieniu wzmacniaczem W_{OD} i ewentualnym filtrowaniu pojawia się na wyjściu odbiornika. Sygnał wyjściowy powinien być możliwie wierną kopią wejściowego. Oczywiście struktura łącza analogowego może być nieco inna. Rozwiązania takie poznamy w dalszych segmentach rozdziału.



Rys. 7.2. Łącze światłowodowe z bezpośrednią modulacją mocy optycznej generowanej przez laser. Po transmisji światłowodem modulowany sygnał optyczny dociera do odbiornika z fotodiodą p-i-n.

Proces modulacji mocy optycznej oparty na zamianie modulacji prądu diody laserowej na generowaną przez nią moc optyczną odbywa się z pewną sprawnością. W rozdziale 3 opisano charakterystyki półprzewodnikowej diody laserowej. Generowana moc optyczna $P_L(I_L)$ zmienia się prawie liniowo z prądem diody I_L powyżej prądu progowego. Decydującym parametrem diody laserowej jest nachylenie charakterystyki diody laserowej S_L [W/A], definiowane zgodnie z zależnością (7-1) w punkcie określonym prądem polaryzacji:

$$S_L = \frac{dP_L}{dI_L}; \quad (7-1)$$

Polaryzując wstępnie prąd diody, a następnie podając sygnał zmienny (w tym przypadku sinusoidalny), otrzymuje się modulację generowanej mocy optycznej, której obwiednia jest odwzorowaniem sygnału zmiennego – rys. 7.3A.

Przyjmijmy, że całkowity prąd płynący przez diodę lasera ma chwilową wartość $i_L(t)$:

$$i_L(t) = I_{L0} + I_{LM} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_L); \quad (7-2)$$

gdzie I_{L0} jest prądem polaryzacji, ω_{RF} jest pulsacją sygnału mikrofalowego, a φ_L kątem fazowym.

Moc optyczna wyprowadzona światłowodem z nadajnika ma chwilową wartość $P_L(t)$:

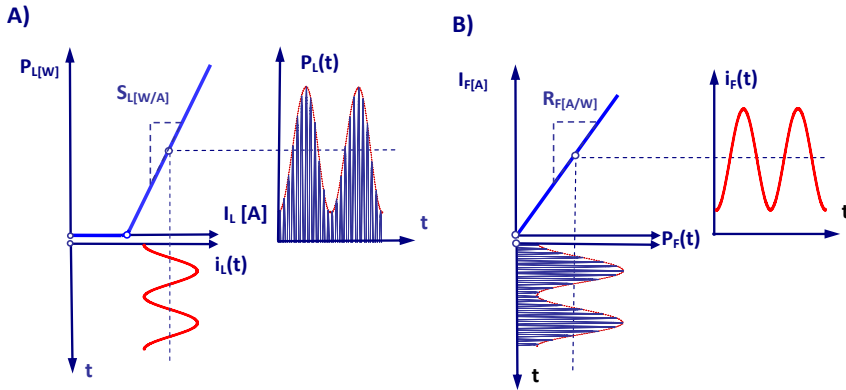
$$P_L(t) = P_{L0} + P_{LM} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_L) = P_{L0} [1 + m \cos(\omega_{RF}t + \varphi_L)]; \quad (7-3)$$

We wzorze (7-3) m jest głębokością modulacji. Amplitudy I_{LM} i P_{LM} związane są ze sobą zależnością (7-4):

$$P_{LM} = S_L I_{LM}; \quad (7-4)$$

Proces konwersji mocy optycznej na prąd wyjściowy ma miejsce w odbiorniku optycznym z fotodetekтором. Prąd fotodetektora I_F jest proporcjonalny do docierającej do niego mocy optycznej P_F . Także w tym wypadku wymagana jest wstępna polaryzacja fotodiody. O sprawności procesu konwersji decyduje czułość fotodetektora R_F [A/W], definiowana zgodnie z zależnością (7-5).

$$R_{F[A/W]} = \frac{dI_F}{dP_F}; \quad (7-5)$$



Rys. 7.3. Ilustracja procesów modulacji i detekcji sygnału optycznego w układach nadajnika i odbiornika analogowego łącza optycznego z modulacją bezpośrednią. A) Przebiegi czasowe prądu diody laserowej i generowanej mocy optycznej w nadajniku. B) Przebiegi czasowe mocy optycznej docierającej do fotodetektora i jego prądu wyjściowego.

Sygnał optyczny nadajnika o mocy $P_L(t)$ po dotarciu światłowodem do fotodetektora ma moc $P_F(t)$, którą można zapisać zależnością (7-6). Transmisja światłowodem spowodowała zmniejszenie mocy optycznej w wyniku tłumienia $T_{N/O}$ toru optycznego między nadajnikiem a odbiornikiem. Parametr $T_{N/O}$ jest w tym zapisie liczbą rzeczywistą $0 < T_{N/O} < 1$. Tor optyczny może mieć złożoną strukturę, zawierać dzielniki mocy, tłumiki, a także wzmacniacze. W przypadku użycia wzmacniaczy sygnał optyczny może zostać wzmocniony i wtedy $T_{N/O} > 1$.

$$P_F(t) = T_{N/O}P_L(t); \quad (7-6)$$

Transmisja światłowodem spowodowała zmniejszenie mocy optycznej i wprowadziła też przesunięcie fazy, zależne od długości światłowodu [zależność (7-6) nie uwzględnia efektu opóźnienia fazy]. Moc $P_F(t)$ można zapisać następująco:

$$P_F(t) = P_{F0} + P_{FM}\cos(\omega_{RF}t + \varphi_F) = P_{F0}[1 + m\cos(\omega_{RF}t + \varphi_F)]; \quad (7-7)$$

Prąd fotodetektora $i_F(t)$ płynący w rezultacie oświetlenia sygnałem optycznym odwzorowuje jego przebieg. Zgodnie z zależnością (7-8) prąd ten obok składowej stałej zawiera składową zmienną o pulsacji ω_{RF} :

$$i_F(t) = I_{F0} + I_{FM}\cos(\omega_{RF}t + \varphi_F); \quad (7-8)$$

Między mocą $P_F(t)$ i prądem $i_F(t)$ istnieje prosty związek:

$$i_F(t) = R_F P_F(t); \quad (7-9)$$

Zależności powyższe zapisano przy założeniu, że pulsacja sygnału mikrofalowego jest mała i reaktancje diod można pominąć, a także efekty dyspersji światłowodu nie zmieniają głębokości modulacji sygnału optycznego. W rezultacie wyjściowy prąd fotodiody z wielką dokładnością odwzorowuje prąd diody laserowej – rys. 7.3B. Analogowe łącze optyczne pracuje jako linia transmisyjna sygnałów mikrofalowych.

7.2.2. Wzmocnienie łącza analogowego z modulacją bezpośrednią

Przemianę mikrofalowej mocy sygnału w laserze w procesie modulacji na moc sygnału optycznego i odwrotną przemianę w fotodetektorze w procesie demodulacji sygnału optycznego na sygnał elektryczny, można ocenić z energetycznego punktu widzenia. Należy w tym celu zdefiniować wzmocnienie mocy G_{DM} łącza z bezpośrednią modulacją DM mocy optycznej (ang. *Direct Modulation*). Termin „wzmocnienie” jest w tym przypadku umowny, ponieważ moc sygnału P_{WY} może być mniejsza od mocy P_{WE} , czyli $G < 1$.

Z punktu widzenia procesów wykorzystywanych w łączu celowym jest pominięcie wzmocnień W_{ND} i W_{OD} wzmacniaczy funkcjonujących w obwodach nadajnika i odbiornika. Aby przeanalizować działanie łącza optycznego, lepiej w obliczeniach wzmocnienia G_{DM} uwzględnić moce P_{WE} i P_{WY} zgodnie z oznaczeniami z rys. 7.2. Tak zdefiniowane wzmocnienie opisane jest zależnością (7-10).

$$G_{DM} = \frac{P_{WY}}{P_{WE}}; \quad (7-10)$$

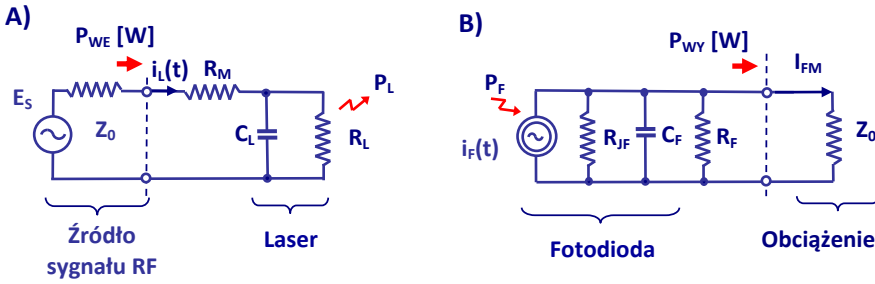
Poddamy dokładniejszej analizie proces modulacji sygnału optycznego przez prąd diody laserowej. Na rys. 7.4A pokazano obwód zastępczy diody wraz ze źródłem transmitowanego sygnału. Na tej podstawie przeprowadzone zostaną obliczenia mocy wyjściowej P_{WE} . W obwodzie tym dioda laserowa reprezentowana jest przez rezystancję R_L i pojemność C_L . Inne elementy obwodu zastępczego pominięto w dalszych obliczeniach. Pominięto także wpływ obwodu polaryzacji, gdyż prąd polaryzacji dostarczany jest przez dużą indukcyjność L_L . Dla odpowiednio małych częstotliwości sygnałów mikrofalowych reaktancja związana z pojemnością C_L jest bardzo duża w porównaniu z R_L .

Przyjęto dalej, że impedancja źródła sygnału Z_0 jest rzeczywista i równa impedancji charakterystycznej przewodnic sygnałów mikrofalowych (najczęściej $Z_0 = 50 \Omega$). Ponieważ rezystancja R_L ma wartość kilku omów, to szeregowo z diodą umieszczono rezystancję R_M , aby spełnić warunek dopasowania (7-11):

$$R_L + R_M = Z_0; \quad (7-11)$$

Przy spełnieniu tego warunku moc P_{WE} pobierana przez nadajnik z laserem, a więc przez rezystancję dopasowującą R_M i rezystancję diody R_L , równa jest mocy dysponowanej źródła.

$$P_{WE} = \frac{E_S^2}{8Z_0} = \frac{I_{LM}^2 Z_0}{2}; \quad (7-12)$$



Rys. 7.4. Uprozczone obwody zastępcze nadajnika i odbiornika. A) Uproszczony obwód zastępczy nadajnika z półprzewodnikową diodą laserową, reprezentowaną przez impedancję R_L , C_L . B) Uproszczony obwód zastępczy odbiornika z fotodetektorem, reprezentowanym przez źródło prądowe $i_F = P_F R_F$ i impedancję wewnętrzną R_{JF} , C_F .

Moc P_{WE} określona powyższą zależnością obarczona jest dużym błędem, gdyż $R_L \ll Z_0$. W obwodzie na rys. 7.4A zamiast rezystora R_M można umieścić transformator dopasowujący. W praktyce takie rozwiązanie jest niemożliwe do zrealizowania ze względu na konieczność pracy szerokopasmowej. Źródło wejściowego sygnału elektrycznego powinno być źródłem prądowym, a nie napięciowym. Przyjęte zależnością (7-12) założenie nie przeszkodzi w ocenie efektywności procesów zamiany sygnału elektrycznego na optyczny i na powrót, na elektryczny.

Moc optyczna $P_L(t)$ generowana przez laser opisana jest zależnością (7-3). Składowa zmienna mocy optycznej o amplitudzie P_{LM} jest produktem modulacji. Obie amplitudy I_{LM} i P_{LM} związane są z nachyleniem charakterystyki diody S_L zależnością (7-4).

Moc optyczna $P_F(t)$, która dotarła światłowodem do fotodiody odbiornika, zależy od mocy optycznej nadajnika $P_L(t)$ i od tłumienia $T_{N/O}$ wprowadzonego przez światłowód. Tłumienie $T_{N/O}$ zależy od długości l toru światłowodowego, od wartości stałej tłumienia α i od współczynnika dyspersji D światłowodu. Jeśli pominąć wpływ dyspersji, to zarówno składowa stała P_{LO} mocy optycznej, jak i amplituda P_{LM} maleją w tym samym stopniu, określonym wartością $e^{-\alpha l}$, a głębokość modulacji m pozostaje niezmienną. Wpływ dyspersji może wprowadzić dodatkowy efekt zmniejszający głębokość modulacji. Problem ten przedyskutowany zostanie w jednym z dalszych punktów.

Obwód zastępczy odbiornika z fotodetektorem pokazano – w wersji uproszczonej – na rys. 7.4B. Fotodioda w tym obwodzie reprezentowana jest przez źródło prądowe o wydajności $i_F(t)$, rezystancję R_{JF} i pojemność C_F złącza. W przypadku, gdy fotodioda polaryzowana jest przez rezystancją R_F należy obwód zastępczy uzupełnić tą rezystancją – rys. 7.4B. Dioda pracuje w stanie zaporowym, a jej rezystancja złącza jest duża $R_{JF} \gg Z_0$. Jeśli pulsacja ω_{RF} jest mała, założenie takie przyjęto przy analizie obwodu zastępczego nadajnika, to reaktancja pojemności C_F jest znacznie większa od R_{JF} . W rozważaniach pominięto inne elementy obwodu zastępczego. Pominięto także wpływ obwodu polaryzacji diody, przyjmując, że indukcyjność dławika separuje go od obwodu zastępczego.

Przyjęto dalej, że impedancja obciążenia równa jest Z_0 , tak jak impedancja źródła sygnału w przypadku odbiornika.

Moc sygnału o pulsacji ω_{RF} przekazana z odbiornika do obciążenia zapisuje się prostą zależnością:

$$P_{WY} = \frac{I_{FM}^2 Z_0}{2}; \quad (7-13)$$

Można teraz – wykorzystując wprowadzone wcześniej zależności – przekształcić wyrażenie (7-10) do następującej postaci:

$$G_{DM} = S_L^2 \frac{P_{FM}^2}{P_{LM}^2} R_F^2 = S_L^2 T_{N/O}^2 R_F^2; \quad (7-14)$$

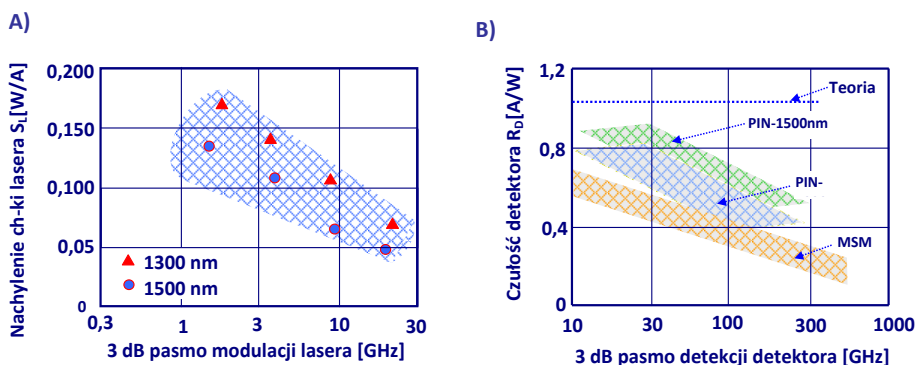
Zgodnie z powyższą formułą wzmocnienie jest iloczynem trzech czynników, opisujących trzy procesy: modulację mocy optycznej lasera parametrem S_L , tłumienie $T_{N/O}$ związane z transmisją sygnału optycznego światłowodem i demodulację sygnału optycznego przez fotodetektor parametrem R_F . Jeśli pominąć tłumienie związane z transmisją światłowodem, to pierwsze dwa czynniki reprezentują mechanizmy przemiany sygnału elektrycznego w optyczny w nadajniku i – w odbiorniku – sygnału optycznego w elektryczny.

Zauważmy, że tak definiowane wzmocnienie nie zależy od poziomu mocy wyjściowej lasera i średniego prądu fotodetektora. Zauważmy też, że gdyby każdy elektron wstrzyknięty do obszaru aktywnego lasera generował jeden foton, i foton ten – po dojściu do fotodetektora – generował jedną parę dziura–elektron, to wzmocnienie prądowe byłoby równe 1. Jednakże z wielu powodów jest mniejsze od jedności.

W przyjętym modelu istotna część mocy źródła tracona jest w rezystorze dopasowującym. Gdyby dopasować rezystancję R_L diody laserowej do impedancji wewnętrznej źródła, to wartość wzmocnienia wzrosłaby tyle razy, ile równy jest stosunek R_M/R_L . Tak więc problemy z dopasowaniem obu diod, laserowej i fotodiody, mogą być przyczyną zmniejszenia wzmocnienia łącza.

Przystępując do konstrukcji optycznego łącza analogowego z bezpośrednią modulacją mocy optycznej, dobieramy diodę laserową o możliwie największej wartości nachylenia charakterystyki modulacji. Typowe wartości nachylenia S_L charakterystyki $P_L(I_L)$ lasera są rzędu 100–150 mW/A. Można zaobserwować duży rozrzut wartości tego parametru, w zależności od producenta i technologii wykonania lasera. W ogólności lasery pracujące w paśmie 1500 nm mają mniejsze wartości S_L od laserów pasma 1300 nm. Wartość nachylenia S_L zależy także od pasma modulacji lasera: im większe pasmo modulacji, tym mniejsza wartość S_L , co pokazano w uproszczeniu na rys. 7.5.

Czułość fotodetektorów PIN, dla niedużych szerokości pasma fotodetekcji, bliska jest teoretycznej wartości $R_F = 1 \text{ A/W}$. Na rys. 7.5 pokazano wybrane przykłady czułości fotodetektorów pokazujące ogólne tendencje. Ze wzrostem szerokości pasma maleje wartość R_F i należy się spodziewać zmniejszenia całkowitego wzmocnienia G . Podobnie zachowują się fotodetektory typu MSM.



Rys. 7.5. Przykładowe, katalogowe parametry laserów i fotodiod, decydujące o wzmacnieniu analogowych łączy optycznych. A) Wartości nachylenia S_L charakterystyki modulacji laserów rozmaitych typów w zależności od szerokości pasma modulacji. B) Czulości rozmaitych fotodetektorów PIN i MSM zależne od ich pasma pracy.

W typowych łącach analogowych z bezpośrednią modulacją mocy optycznej lasera półprzewodnikowego wzmacnienia G są zwykle mniejsze od -20 dB. Transmisja sygnału łącem analogowym z bezpośrednią modulacją lasera wiąże się z istotnym zmniejszeniem mocy sygnału. W specjalnych typach laserów o dużym nachyleniu S_L można uzyskać wzmacnienia większe od -10 dB.

Wartości wzmacnienia łącza analogowego zmieniają się od konstrukcji do konstrukcji. Na rys. 7.8 pokazano ogólne tendencje; łącza małej mocy tłumią sygnały co najmniej 20 dB, łącza specjalnej konstrukcji z laserami dużej mocy tłumią sygnały około 6 dB.

7.2.3. Łącza z zewnętrzną modulacją mocy optycznej

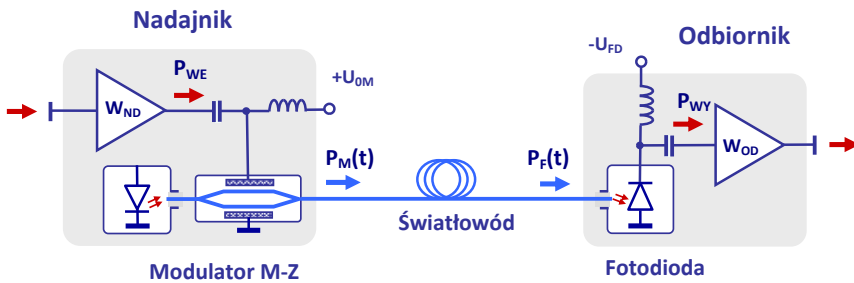
W łącach optycznych z zewnętrznym modulatorem laser diodowy pracuje w stałych warunkach polaryzacji, generując optyczną falę nośną. Zmodulowanie sygnału następuje w trakcie transmisji sygnału optycznego przez zewnętrzny modulator. W praktycznych rozwiązaniach modulatory elektrooptyczne stosowane są najczęściej ze względu na stabilne charakterystyki, duży zakres pracy liniowej, szerokie pasmo pracy i dobre dopasowanie sygnału modulującego. Modulatory elektroabsorpcyjne znajdują coraz szersze zastosowania ze względu na możliwość konstruowania zintegrowanych układów nadajników na jednym podłożu. Konstrukcje i parametry obu typów modulatorów omówiono w rozdziale 6.

Układ ideowy łącza z modulatorem zewnętrznym pokazano na rys. 7.6. Sygnał optyczny wygenerowany przez laser diodowy kierowany jest do modulatora elektrooptycznego typu Macha-Zehndera. Sygnał mikrofalowy wzmacniony przez wzmacniacz nadajnika, skierowany następnie do modulatora, moduluje transmitowany przez niego sygnał optyczny. Układ polaryzacji wybiera odpowiedni punkt pracy.

Zmodulowany amplitudowo sygnał optyczny kierowany jest światłowodem do odbiornika optycznego, identycznego z tym na rys. 7.2. Fotodetektor zamienia sygnał optyczny na elektryczny, a ten, po odpowiednim wzmacnieniu kierowany jest do wrót wyjściowych.

Zasada działania modulatora elektrooptycznego została szczegółowo opisana w punkcie 6.4. Zgodnie z tym opisem charakterystyka transmisji mocy przez modulator ma kształt sinusoidalny, zgodnie z zależnością (7-15).

$$T(V) = \frac{T_{MAX}}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi V}{V_{\pi}}\right) \right] \quad (7-15)$$



Rys. 7.6. Łącze światłowodowe z zewnętrzną modulacją mocy optycznej przez modulator elektrooptyczny Macha-Zehndera.

Napięcie V jest sumą napięcia polaryzacji V_0 i napięcia zmiennego V_{RF} , przy czym przyjmujemy, że jest to napięcie sinusoidalnie zmienne (7-16)

$$V = V_0 + V_{RF} = V_0 + V_M \cos(\omega_{RF} t + \varphi); \quad (7-16)$$

Współczynnik transmisji mocy modulatora elektrooptycznego staje się teraz zmienny w czasie zgodnie z (7-17):

$$T(t) = \frac{T_{MAX}}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi}{V_{\pi}} (V_0 + V_M \cos(\omega_{RF} t + \varphi)) \right] \right\}; \quad (7-17)$$

Do modulatora doprowadzony jest sygnał optyczny generowany przez laser o mocy P_0 . Na wyjściu modulatora pojawia się sygnał optyczny o mocy $P_M(\omega_{RF} t)$

$$P_M(t) = P_0 T(\omega_{RF} t); \quad (7-18)$$

Dokładna analiza zależności (7-17) przeprowadzona zostanie w innym miejscu. W tym punkcie, aby obliczyć wzmacnienie, przyjęte zostaną dwa założenia:

- napięcie polaryzacji umiejscowi punkt pracy modulatora w punkcie przegięcia charakterystyki, $V_0 = V_{\pi}/2$, – co pokazano na rys. 7.7A;
- amplituda $V_M \ll V_{\pi}$, co oznacza pracę małymi sygnałami.

W punkcie przegięcia charakterystyki $T(V)/T_{MAX}$, dla $V_0 = V_{\pi}/2$, występuje długi odcinek prostoliniowy o nachyleniu S_{MZ} :

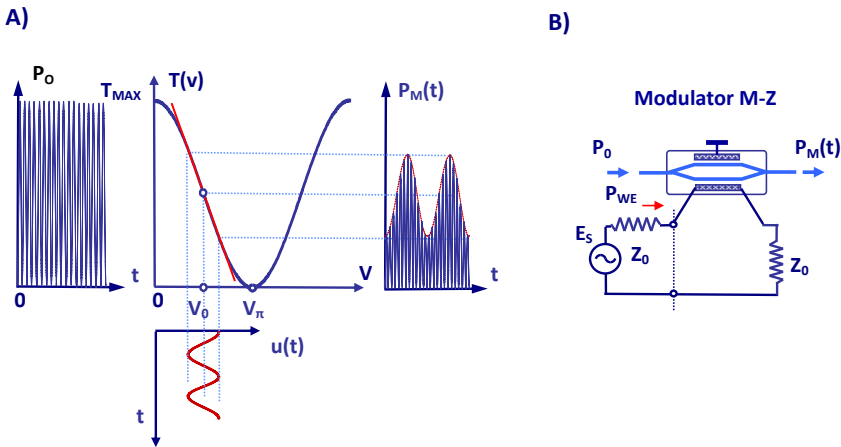
$$S_{MZ} = \left. \frac{\partial [T(V)/T_{MAX}]}{\partial V} \right|_{V=V_{\pi}/2} = -\frac{\pi}{2V_{\pi}}; \quad (7-19)$$

Wyrażenie opisujące transmitancję modulatora $T(V_{RF})$ można rozłożyć na szereg Taylora w punkcie przegięcia $V_0 = V_{\pi}/2$. Przy założeniu pracy małymi sygnałami wystarczy uwzględnić dwa pierwsze wyrazy rozwinięcia:

$$T(V_{RF})|_{V_0=V_{\pi}/2} = T_{MAX} \left(\frac{1}{2} + S_{MZ}V_{RF} + \dots \right); \quad (7-20)$$

Sygnał optyczny $P_M(t)$ na wyjściu modulatora, przy założeniu pracy małymi sygnałami, można zapisać następująco:

$$P_M(t) = P_0 T_{MAX} \left(\frac{1}{2} + S_{MZ}V_{RF} + \dots \right) = P_{M0} + P_{MM} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_M) + \dots; \quad (7-21)$$



Rys. 7.7. Ilustracja procesu modulacji amplitudy sygnału optycznego transmitowanego przez modulator elektrooptyczny Macha-Zehndera. A) Charakterystyka transmisji modulatora M-Z i ilustracja procesu modulacji sygnału optycznego z punktem pracy ustawionym w punkcie przegięcia. B) Uproszczony układ zastępczy modulatora M-Z zasilanego sygnałem dostarczanym ze źródła napięciowego E_s .

Amplituda składowej zmiennej P_{MM} jest proporcjonalna do amplitudy napięcia V_M i mocy P_0 dostarczonej do modulatora przez laser.

$$P_{MM} = \frac{P_0 T_{MAX}}{2} S_{MZ} V_M = P_{M0} S_{MZ} V_M; \quad (7-22)$$

Nachylenie S_{MZ} charakterystyki transmisji mocy przez modulator M-Z w punkcie maksymalnego nachylenia opisuje zależność (7-19). Na rys. 7.7B przedstawiono obwód zastępczy modulatora elektrooptycznego M-Z ze źródłem sygnału mikrofalowego. Elektrody modulatora konstruowane są w taki sposób, by tworzyć linię transmisyjną o określonej

impedancji charakterystycznej Z_0 . Linia obciążona jest rezystorem o impedancji Z_0 , zapewniającym pracę bezodbiciową. Jest to warunek konieczny szerokopasmowej pracy modulatora.

7.2.4. Wzmocnienie łącza analogowego z modulacją zewnętrzną

Amplituda V_M napięcia sygnału V_{RF} w zależności (7-16) związana jest z mocą P_{WE} następująco:

$$P_{WE} = \frac{V_M^2}{2Z_0}; \quad (7-23)$$

W układzie łącza optycznego z zewnętrznym modulatorem z rys. 7.6 odbiornik sygnałów optycznych pełni taką samą rolę, jak w układzie z rys. 7.2. Parametrem określającym sprawność procesu zamiany sygnału optycznego na elektryczny jest czułość fotodetektora diodowego R_F [A/W], a moc wyjściowa P_{WY} określona jest wzorem (7-13).

Wzmocnienie G_{EXM} łącza optycznego z zewnętrzną modulacją EXM (ang. *External Modulation*) można obliczać w oparciu o zależność (7-10). Wykorzystując zależności (7-13) i (7-23), można napisać:

$$G_{EXM} = \frac{P_{WY}}{P_{WE}} = \frac{2Z_0 I_{FM}^2 Z_0}{V_M^2}; \quad (7-24)$$

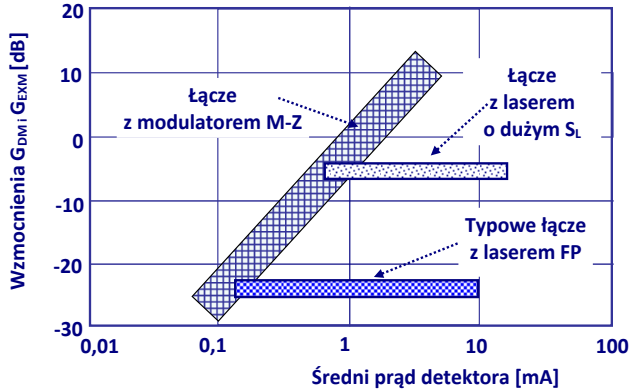
Przekształcając dalej powyższe wyrażenie, otrzymuje się związek (7-25):

$$G_{EXM} = \left(\frac{\pi P_{M0} Z_0}{V_\pi} \right)^2 T_{N/O}^2 R_F^2; \quad (7-25)$$

Zależność powyższa jest podobna w formie do zależności (7-14) na wzmocnienie G_{DM} łącza z bezpośrednią modulacją. Występuje tu czynnik $T_{N/O}^2$ związany z tłumieniem sygnału optycznego przy transmisji światłowodem. Parametry fotodetektora reprezentuje czynnik R_F^2 . Istotną różnicę stanowi obecność czynnika reprezentującego modulator M-Z. Jego wartość jest proporcjonalna do kwadratu średniej mocy optycznej P_{M0} transmitowanej przez modulator. Parametr ten uwzględnia tłumienie wprowadzone do toru przez modulator.

Aby zwiększyć wzmocnienie, konstruktorzy modulatorów elektrooptycznych starają się wartość napięcia V_π uczynić jak najmniejszą. Głębokość modulacji mocy optycznej zależy od V_M/V_π . A więc wzmocnienie łącza optycznego jest proporcjonalne do kwadratu mocy optycznej transmitowanej przez modulator.

Na rys. 7.8 zestawiono dane o wzmocnieniu analogowych łączy optycznych z modulacją bezpośrednią i zewnętrzną. Wynika z niego, że dobierając parametry elementów łącza analogowego z zewnętrznym modulatorem i moc lasera zasilającego układ, można uzyskać wzmocnienia nawet większe od 10 dB.



Rys. 7.8. Porównanie wartości wzmacnienia mocy G_{DM} łączy analogowych z bezpośrednią modulacją mocy ze wzmacnieniem G_{EXM} łączy z modulacją zewnętrzną modulatorem M-Z.

Analogowe łącza optyczne z zewnętrznym modulatorem M-Z umożliwiają transmisję sygnałów o wysokiej wierności. W układach przedstawionych na rys. 7.2 i rys. 7.6 nie wprowadzono wzmacniaczy optycznych. Wzmacniacze takie mogą być wprowadzone do nadajnika, aby powiększyć moc transmitowaną, a także w porcie wejściowym odbiornika, aby powiększyć jego czułość. Mogą też być umieszczone w torze światłowodu, w celu skompensowania tłumienia wprowadzonego przez światłowód.

7.3. Charakterystyka optycznych łączy analogowych

7.3.1. O doborze punktu pracy modulatora M-Z

Analizując wzmacnienie łączy analogowego z modulatorem M-Z przyjęto, że jego punkt pracy znajduje się w punkcie przegięcia charakterystyki $T(V)$. Taki wybór jest optymalny ze względu na warunki pracy w reżimie liniowym. Wpływ punktu pracy modulatora M-Z na charakterystyki modulacji wymaga pogłębionej analizy.

Jak wykazano w rozdziale 6, amplitudy E_{0WY} i E_{0WE} natężenia pola elektrycznego sygnału optycznego w portach wyjściowym i wejściowym modulatora M-Z, w warunkach polaryzacji napięciem stałym V_0 , można opisać zależnością (6-56), którą tu powtórzymy.

$$E_{0WY} = E_{0WE} \cos\left(\frac{\pi V_0}{2V_\pi}\right); \quad (6-56)$$

Przyjmijmy, że sygnał elektryczny doprowadzony do modulatora M-Z, obok składowej stałej V_0 , ma składnik sinusoidalnie zmienny o amplitudzie V_{RF} i pulsacji ω_{RF} . Sygnał elektryczny $V(t)$ zapisze się teraz następująco:

$$V(t) = V_0 + V_{RF} \cos(\omega_{RF} t); \quad (7-26)$$

Chwilową wartość natężenia pola elektrycznego $E_M(\omega_0 t)$ zmodulowanego sygnału w porcie wyjściowym modulatora można zapisać prostą zależnością (7-27):

$$E_M(\omega_0 t) = E_0 \cos \left[\frac{\pi V_0}{2V_\pi} + \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \cos(\omega_{RF} t) \right] \cos(\omega_0 t); \quad (7-27)$$

W zależności tej E_0 i ω_0 charakteryzują wejściowy sygnał optyczny dostarczony przez laser, odpowiednio: amplitudę natężenia pola elektrycznego i pulsację. Wprowadzimy dwie nowe zmienne X_0 i X_M jako miary sygnałów elektrycznych doprowadzonych do modulatora M-Z:

$$X_0 = \frac{\pi V_0}{2V_\pi}; \quad X_M = \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi}; \quad (7-28)$$

Zależność (7-27) zapisze się teraz przezrystą formułą:

$$E_M(t) = E_0 \cos[X_0 + X_M \cos(\omega_M t)] \cos(\omega_0 t); \quad (7-29)$$

Wykorzystamy następnie tożsamość trygonometryczną: $\cos(\alpha + \beta) = \cos\alpha \cos\beta - \sin\alpha \sin\beta$ i zależność (7-29) zapiszemy w kolejnej postaci, która jest podstawą do napisania końcowej, poszukiwanej formuły (7-30):

$$\begin{aligned} E_M(t) &= E_0 \cos[X_0 + X_M \cos(\omega_M t)] \cos(\omega_0 t) = \\ &= E_0 \{ \cos X_0 \cos[X_M \cos(\omega_M t)] - \sin X_0 \sin[X_M \cos(\omega_M t)] \} \cos(\omega_0 t); \end{aligned} \quad (7-30)$$

Podobnie jak w przypadku elektrooptycznego modulatora fazy, należy tutaj oczekiwać pojawienia się funkcji Bessela pierwszego rodzaju do opisu składowych widma zmodulowanego sygnału. Poszukiwana formuła przybiera postać zależności (7-31):

$$\begin{aligned} E_M(t) &= E_0 \cos X_0 \left\{ J_0(X_M) \cos(\omega_0 t) \right. \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n}(X_M) \cos(\omega_0 t + 2n\omega_M t - n\pi) \\ &+ J_{2n}(X_M) \cos(\omega_0 t - 2n\omega_M t + n\pi)] \left. \right\} \\ &+ E_0 \sin X_0 \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n-1}(X_M) \cos(\omega_0 t + (2n-1)\omega_M t - n\pi) \right. \\ &+ J_{2n-1}(X_M) \cos(\omega_0 t - (2n-1)\omega_M t + n\pi)] \left. \right\}; \end{aligned} \quad (7-31)$$

Amplitudy kolejnych wstęg proporcjonalne są do funkcji Bessela $J_n(X_M)$ kolejnych rzędów. Ich wartość zależy zaś od amplitudy V_{RF} sinusoidalnego sygnału modulującego, zgodnie z zależnością (7-28). Wykresy kilku z nich pokazano na rys. 6.5 w rozdziale 6. Niżej przedstawiono pierwsze dwa wyrazy z rozwinięcia na szereg pierwszych kilku funkcji pierwszych rzędów.

$$\begin{aligned} J_0(X_M) &= 1 - X_M^2 + \dots; \\ J_1(X_M) &= X_M - \frac{1}{2} X_M^3 + \dots; \end{aligned} \quad (7-32)$$

$$J_2(X_M) = \frac{1}{2}X_M^2 - \frac{1}{6}X_M^4 + \dots;$$

$$J_3(X_M) = \frac{1}{6}X_M^3 - \frac{1}{24}X_M^5 + \dots$$

Przy pracy małymi sygnałami, gdy $X_M \ll 1$, w sygnale wyjściowym obok fali nośnej pojawią się jedynie dwie sąsiednie wstęgi boczne, tak jak w przypadku modulacji amplitudy. Ze wzrostem parametru X_M liczba wstęg rośnie.

Zgodnie z zależnością (7-31) liczba wstęg bocznych jest nieskończenie duża. Składniki prawej strony można podzielić na dwie grupy. Pierwsza grupa to składniki o częstotliwości fali nośnej f_0 i występujące po obu jej stronach wstęgi oddalone od niej o parzyste wielokrotności nf_{RF} .

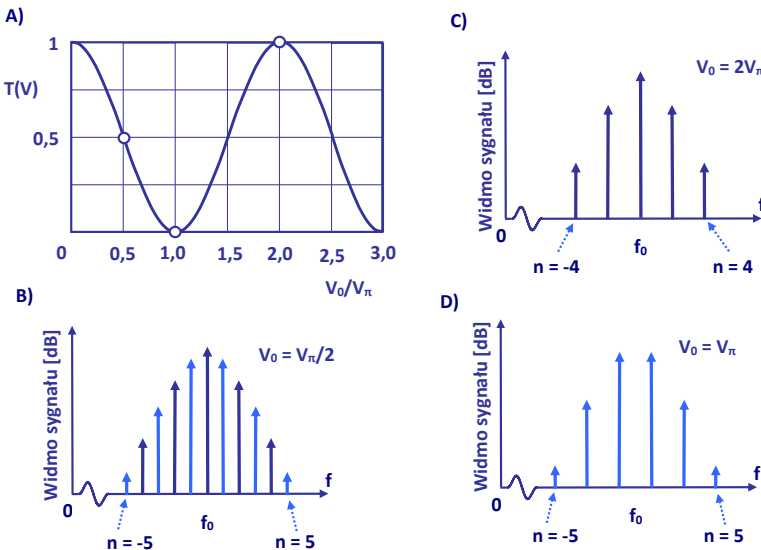
$$\dots (f_0 - 4f_{RF}), (f_0 - 2f_{RF}), f_0, (f_0 + 2f_{RF}), (f_0 + 4f_{RF}) \dots; \quad (7-33)$$

Wartości amplitud tych wstęg zależą od amplitudy napięcia V_{RF} , gdyż $X_M \sim V_{RF}$. Zależą także od napięcia polaryzacji V_0 , tak jak $\cos X_0$. Dla pewnych wartości napięcia polaryzacji $\cos X_0 = 0$, i wtedy cała grupa wstęg znika.

Druga grupa to wstęgi występujące po obu stronach f_0 i oddalone od niej o nieparzystą wielokrotność nf_{RF} .

$$\dots (f_0 - 3f_{RF}), (f_0 - f_{RF}), (f_0 + f_{RF}), (f_0 + 3f_{RF}) \dots; \quad (7-34)$$

Także ta grupa wstęg zniknie w pewnych warunkach polaryzacji, jeśli $\sin X_0 = 0$. Na rys. 7.9 obie grupy wstęg zaznaczono różnymi kolorami: granatowym pierwszą grupę, niebieskim drugą.



Rys. 7.9. Ilustracja procesu modulacji przez modulator M-Z sygnałem jednotonowym. A) Charakterystyka statyczna $T(V)$ modulatora w funkcji napięcia polaryzacji V_0 . B) Widmo zmodulowanego sygnału wyjściowego przy pracy w punkcie przegięcia charakterystyki $T(V)$. C) Widmo sygnału zmodulowanego przy pracy w punkcie $V_0 = 2V_\pi$. D) Widmo sygnału zmodulowanego przy pracy w punkcie $V_0 = V_\pi$ typowe dla DSBSC.

Przy polaryzacji w punkcie przegięcia charakterystyki $T(V)$, gdy $V_0 = V_\pi/2$ w widmie sygnału wyjściowego można znaleźć wszystkie wstęgi boczne, o bardzo zróżnicowanych wartościach. W tym punkcie pracy $\sin X_0 = \cos X_0$, patrz rys. 7.9B.

Przy polaryzacji w punkcie $V_0 = V_\pi$ znika jedna z wymienionych wyżej grup wstęg bocznych, gdyż wtedy $\cos X_0 = 0$. Pokazano ten przypadek na rys. 7.9C. Znika fala nośna, w sygnale dominują sąsiednie do nośnej wstęgi dolna i górna. Jest to przypadek dwuwstęgowej modulacji z wytłumioną falą nośną, DSBSC (ang. *Double-Side Band Suppressed Carrier*).

W trzecim przypadku, przy polaryzacji w punkcie $V_0 = 2V_\pi$ znikają wstęgi boczne z numeracją nieparzystą, gdyż wtedy $\sin X_0 = 0$.

7.3.2. Transmisja światłowodem zmodulowanego sygnału optycznego

Rozważając efekty transmisji światłowodem zmodulowanego sygnału optycznego, oczekujemy wystąpienia efektu tłumienia. Można wykazać, że obok tłumienia transmisja światłowodem wykazującym efekt dyspersji wpływa na parametry modulacji transmitowanego sygnału.

Przyjmijmy w tym punkcie, że wzdłuż jednomodowego i bezstratnego światłowodu propagowany jest w kierunku z sygnał optyczny o pulsacji ω_0 . Aby uprościć zapisywane zależności, przyjmijmy także zespoloną formułę opisu natężenia pola elektrycznego w jednomodowym światłowodzie, oraz warunek bezstratności. Stała fazowa $\beta(\omega)$ [rad/metr] jest funkcją pulsacji ω_0 . Natężenie pola elektrycznego można zapisać znaną formułą:

$$E(t, z) = E_M e^{j(\omega_0 t - \beta z)}; \quad (7-35)$$

Dla płaszczyzny stałej fazy spełniony jest warunek:

$$\omega_0 t - \beta z = 2\pi f_0 t - \frac{2\pi}{\lambda_f} z = \text{const.}; \quad (7-36)$$

Prędkość poruszania się płaszczyzny stałej fazy jest prędkością fazową v_f :

$$v_f = \frac{\omega_0}{\beta} = f_0 \lambda_f; \quad (7-37)$$

Tutaj λ_f jest długością fali w przewodnicy falowej. Wartość prędkości fazowej v_f zależy od parametrów ośrodka i częstotliwości. Sygnał optyczny $E(t, z)$ o zmodulowanej amplitudzie w punkcie $z = 0$ można zapisać następująco:

$$\begin{aligned} E(t, z = 0) &= A_0 \left[e^{j\omega_0 t} + \frac{m}{2} e^{j(\omega_0 + \omega_{RF})t} + \frac{m}{2} e^{j(\omega_0 - \omega_{RF})t} \right] \\ &= A_0 e^{j\omega_0 t} \left(1 + \frac{m}{2} e^{j\omega_{RF}t} + \frac{m}{2} e^{-j\omega_{RF}t} \right); \end{aligned} \quad (7-38)$$

W zależności tej ω_{RF} jest pulsacją modulującego sygnału, a m współczynnikiem głębokości modulacji.

Jak przyjęto wyżej, w światłowodzie występuje efekt dyspersji. Stała fazowa $\beta(\omega)$ jest funkcją częstotliwości. Oznacza to, że trzy składniki sygnału opisanego zależnością (7-38),

o różnych pulsacjach: $\omega_0 - \omega_{\text{RF}}$, ω_0 i $\omega_0 + \omega_{\text{RF}}$ poruszają się z różnymi prędkościami fazowymi. Skorzystamy z rozwinięcia funkcji $\beta(\omega)$ na szereg Taylora, zgodnie z zależnością (7-39), gdzie $\Delta\omega = \omega - \omega_{\text{RF}}$:

$$\begin{aligned} \beta(\omega) &= \beta_0 + \frac{\partial\beta}{\partial\omega}\Delta\omega + \frac{\partial^2\beta}{2\partial\omega^2}(\Delta\omega)^2 + \frac{\partial^3\beta}{6\partial\omega^3}(\Delta\omega)^3 + \dots \\ &\cong \beta_0 + \beta_1\Delta\omega + \frac{\beta_2}{2}(\Delta\omega)^2; \end{aligned} \quad (7-39)$$

Poddamy teraz analizie wpływ pierwszych trzech składników rozwinięcia na warunki propagacji fali. Składnik pierwszy $\beta_0 = \beta(\omega_0)$ to wartość stałej fazowej w punkcie rozwinięcia. Składnik drugi rozwinięcia związany jest z prędkością grupową v_g :

$$\beta_1 = \frac{1}{\partial\omega/\partial\beta} = \frac{1}{v_g}; \quad (7-40)$$

Składnik trzeci związany jest ze współczynnikiem dyspersji D zależnością (7-41).

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda_0^2}\beta_2; \quad (7-41)$$

Przyjmijmy najpierw, że ośrodek jest bezdyspersyjny, czyli $\beta(\omega) = \beta_0$. Po transmisji sygnału na odległość z natężenie pola elektrycznego zapisze się następująco:

$$E(t, z) = E(t, 0)e^{-j\beta_0 z} = A_0 e^{j(\omega_0 t - \beta_0 z)} \left\{ 1 + \frac{m}{2} e^{j\omega_{\text{RF}} t} + \frac{m}{2} e^{-j\omega_{\text{RF}} t} \right\}; \quad (7-42)$$

W tym najprostszym przypadku fala porusza się z prędkością fazową $v_f = \omega_0/\beta_0$. Wprowadzamy teraz parametry dyspersji, uwzględniając jednak tylko 2 wyrazy.

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1 \delta\omega; \quad (7-43)$$

W opisywanym przypadku $\delta\omega = \pm\omega_{\text{RF}}$ i natężenie $E(t, z)$ zapisze się następująco:

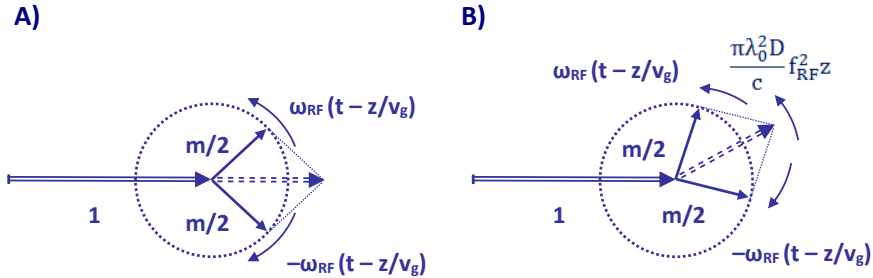
$$\begin{aligned} E(t, z) &= E(t, 0)e^{-j\beta z} = A_0 e^{j(\omega_0 t - \beta_0 z)} \left\{ 1 + \frac{m}{2} e^{j\omega_{\text{RF}}(t - \beta_1 z)} + \frac{m}{2} e^{-j\omega_{\text{RF}}(t - \beta_1 z)} \right\} \\ &= A_0 e^{j(\omega_0 t - \beta_0 z)} \left\{ 1 + \frac{m}{2} e^{j\omega_{\text{RF}}(t - z/v_g)} + \frac{m}{2} e^{-j\omega_{\text{RF}}(t - z/v_g)} \right\}; \end{aligned} \quad (7-44)$$

Stałe fazowe dla nośnej i obu wstęp bocznych zestawiono w tabeli 7.1.

Tabela 7.1. Składowe sygnału o modulowanej amplitudzie i ich stałe fazowe

Wstęga dolna	Fala nośna	Wstęga górna
$\omega_0 - \omega_{\text{RF}}$	ω_0	$\omega_0 + \omega_{\text{RF}}$
$\beta_0 - \beta_1 \omega_{\text{RF}}$	β_0	$\beta_0 + \beta_1 \omega_{\text{RF}}$

Na rys. 7.10A pokazano ilustrację efektu interferencji obu wstęp bocznych i wpływ obecności drugiego wyrazu rozwinięcia we wzorze (7-43) na parametry modulacji. Obwódka modulacji porusza się teraz z prędkością grupową v_g , głębokość modulacji nie zmienia się.



Rys. 7.10. Graficzna ilustracja wpływu transmisji sygnału optycznego zmodulowanego amplitudowo światłowodem z dyspersją na parametry modulacji. A) Ilustracja efektu sumowania wstęp modulacji przy uwzględnieniu 2 wyrazów rozwinięcia. B) Ilustracja efektu zamiany modulacji amplitudy na modulację fazy przy uwzględnieniu 3 wyrazów rozwinięcia.

W kolejnym kroku przyjmujemy, że stała fazowa $\beta(\omega)$ opisana jest trzema składnikami:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\Delta\omega) + \frac{\beta_2}{2}(\Delta\omega)^2; \quad (7-45)$$

Zależność (7-44) przyjmuje teraz finalną postać (7-46).

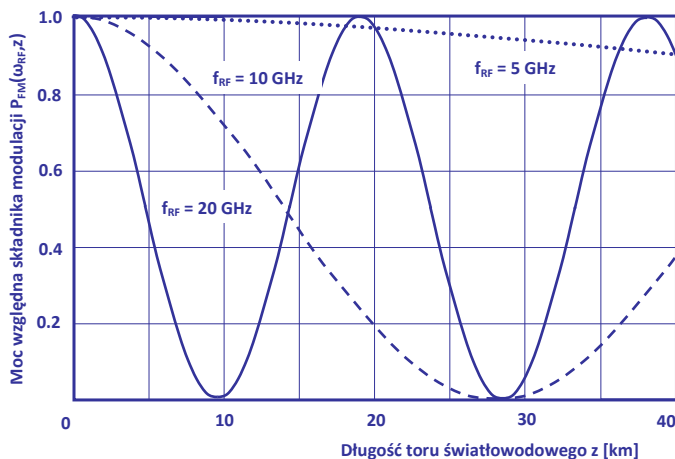
$$\begin{aligned} E(t, z) &= E(t, 0)e^{-j\beta z} \\ &= A_0 e^{j(\omega_0 t - \beta_0 z)} \left\{ 1 + e^{-j\beta_2 \omega_{RF}^2 z} \left[\frac{m}{2} e^{j\omega_{RF}(t - \beta_1 z)} + \frac{m}{2} e^{-j\omega_{RF}(t - \beta_1 z)} \right] \right\} \\ &= A_0 e^{j(\omega_0 t - \beta_0 z)} \left\{ 1 + e^{j\frac{\lambda_0 D}{2\omega_0} \omega_{RF}^2 z} \left[\frac{m}{2} e^{j\omega_{RF}(t - z/v_g)} + \frac{m}{2} e^{-j\omega_{RF}(t - z/v_g)} \right] \right\}; \quad (7-46) \end{aligned}$$

Graficzną ilustrację opisywanego efektu podano na rys. 7.10B. W miarę propagacji, gdy wzrasta odległość z , obracające się w przeciwnych kierunkach wstęgi dolna i górna obracają się jednocześnie powoli przeciwnie do wskazówek zegara. Oś, którą tworzą w momencie spotkania, nachylona jest w stosunku do osi rzeczywistej o kąt, który rośnie proporcjonalnie do odległości z , tym szybciej, im większa jest wartość D i proporcjonalnie do kwadratu częstotliwości f_R modulacji. W rezultacie postępuje zamiana modulacji amplitudy na modulację fazy, głębokość modulacji amplitudy maleje do zera.

Zanik modulacji amplitudy dla danej f_{RF} nastąpi przy spełnieniu warunku (7-47).

$$\frac{\lambda_0 D}{2\omega_0} \omega_{RF}^2 L = \frac{\pi}{2}; \quad \text{czyli} \quad L = \frac{c}{2\lambda_0^2 D f_{RF}^2} \quad (7-47)$$

Dalsze powiększanie odległości powoduje przywrócenie modulacji amplitudy i zanik modulacji fazy. Zaniki modulacji amplitudy przy transmisji sygnałów analogowych na duże odległości są poważnym problemem optycznych łączy analogowych. Zauważmy jednak, że dla mniejszych wartości częstotliwości modulacji odległość L , po której zanika modulacja amplitudy, rośnie na tyle, że problem staje się nieistotny. Jednakże opisany efekt jest na tyle szkodliwy, że postanowiono poszukać sposobów jego minimalizacji.



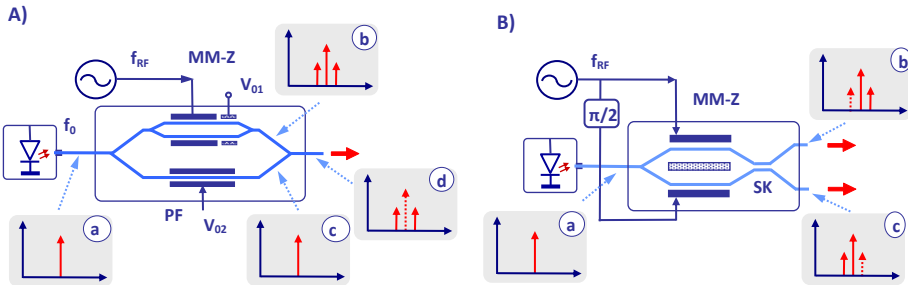
Rys. 7.11. Wpływ efektu dyspersji na wartość składowej mocy modulacji – zależność (7-7) – pokazujący zanik modulacji amplitudy na rzecz modulacji fazy i na odwrót. Obliczenia przeprowadzono dla współczynnika dyspersji $D = -17$ ps/km/nm.

7.3.3. Modulacje jednowstępowe i z wytłumieniem nośnej

Jak wykazano w poprzednich punktach, modulacja amplitudy sygnału optycznego, zarówno bezpośrednia, jak i z modulatorem zewnętrznym, może być z powodzeniem realizowana w szerokim paśmie częstotliwości sygnału modulującego. Opisany wcześniej efekt wywołany dyspersją światłowodu, a polegający na tym, że w miarę transmisji zmodulowanego sygnału zanika modulacja amplitudy i pojawia się modulacja fazy, ogranicza i utrudnia warunki transmisji. Problem jest trudniejszy, gdyż proces zaniku zależy od częstotliwości modulacji.

Podjęto poszukiwania rozwiązań drogą modyfikacji procesu modulacji w modulatorze M-Z. Zauważono, że procesy zaniku modulacji amplitudy staną się nieistotne, gdy w widmie transmitowanego sygnału usunąć falę nośną. Falę nośną można usunąć, polaryzując modulator M-Z w punkcie minimum transmisji mocy. Jednakże wtedy znika cały szereg wstęp bocznych, co może zniekształcić transmitowaną informację. Jedno z możliwych rozwiązań pokazano na rys. 7.12A.

Sygnal modulujący o częstotliwości f_{RF} doprowadzony jest do modulatora MMZ polaryzowanego w punkcie przegięcia charakterystyki transmisji mocy. Zmodulowany sygnał optyczny zawiera wszystkie wstęgi oraz falę nośną. W układzie mostka równoległe do modulatora MMZ włączono elektrooptyczny przesuwnik fazy PF, który zmienia fazę sygnału optycznego bez wprowadzania dodatkowej modulacji. Po zsumowaniu sygnałów z obu ramion fala nośna zostaje eliminowana z sygnału wyjściowego, przy zachowaniu wszystkich wstęg bocznych. Wyeliminowany składnik widma zaznaczono na rys. 7.12 linią przerywaną.



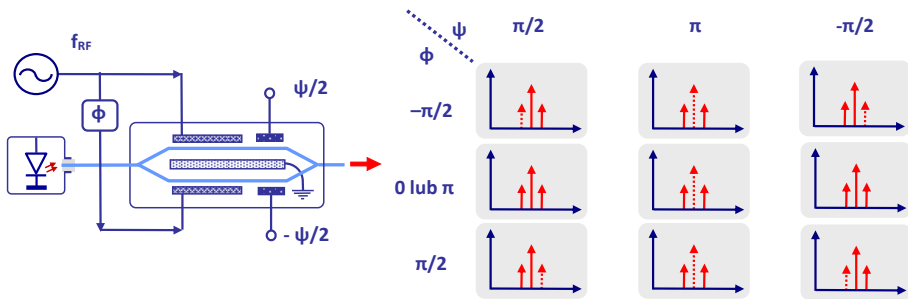
Rys. 7.12. Układy umożliwiające komponowanie widma modulowanego amplitudowo sygnału optycznego. A) Układ pozwalający usunąć falę nośną modulowanego sygnału. Na rysunkach widma sygnału (a) lasera, (b) modulatora M-Z spolaryzowanego w punkcie przegięcia, (c) w gałęzi z przesuwnikiem fazy, (d) w porcie wyjściowym. B) Układ pozwalający usunąć jedną ze wstęg bocznych. Na rysunkach widma sygnału (a) lasera, (b) z usuniętą wstęgą dolną, (c) z usuniętą wstęgą górną.

Na rys. 7.12B pokazano prosty układ modulatora realizujący usunięcie wybranej wstęgi bocznej. W układzie wykorzystano dualny modulator M-Z. Zasadę działania i charakterystyki dualnego modulatora przedstawiono w punkcie 6.4.5.

Do obu ramion modulatora doprowadzono sygnał modulujący z tego samego źródła, ale przesunięty w fazie o $\pi/2$. Modulator spolaryzowany jest w punkcie przegięcia charakterystyki transmisji. Przesunięcie fazy między sygnałami w obu ramionach dualnego modulatora powoduje zmiany w relacjach fazowych między wstęgami bocznymi. Sygnały optyczne z obu ramion doprowadzone są do sprzęgacza światłowodowego SK. W rezultacie w obu portach wyjściowych układu pojawiają się zmodulowane sygnały o różnych składnikach widma. Odpowiednia konstrukcja sprzęgacza wprowadza dodatkowe przesunięcia fazowe i sygnał optyczny w jednym z portów traci jedną ze wstęg bocznych, a sygnał w drugim porcie traci drugą wstęgę boczną.

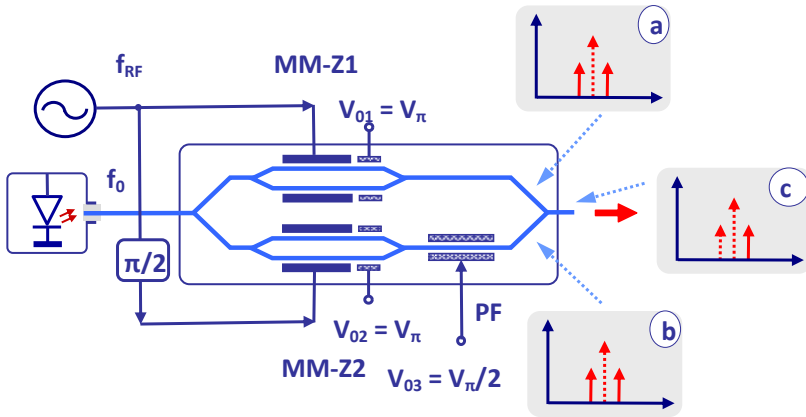
Dualny modulator M-Z jest użytecznym narzędziem komponowania składu widma modulowanego amplitudowo sygnału optycznego. Na rys. 7.13 zestawiono w tabeli rozmaite możliwości wprowadzania zmian w charakterystykach widmowych. Na skład widma wpływ mają dwa parametry: dobór punktu pracy na charakterystyce transmisji mocy przez dobór napięć polaryzujących w obu torach (dobór kątów $\psi/2$ i $-\psi/2$) oraz dobór

przesunięcia fazy ϕ sygnału modulującego doprowadzonego do obu przesuwników fazy. Różne możliwe warianty ilustruje tabela 3 x 3.



Rys. 7.13. Wykorzystanie właściwości dualnego modulatora M-Z do komponowania składników widma optycznego sygnału modulowanego. Usunięte składniki widma zaznaczono linią przerywaną.

W licznych publikacjach na temat sposobów usuwania w widmie amplitudowo modulowanego sygnału optycznego wybranych składników, można wskazać stosunkowo prosty funkcjonalnie układ przedstawiony na rys. 7.14.



Rys. 7.14. Układ ideowy optycznego jednowstęgowego modulatora amplitudy z wytłumieniem fali nośnej. Usunięte składniki widma oznaczono liniami przerywanymi.

Jest to układ realizujący modulację jednowstęgową z wytłumieniem fali nośnej SSBSC. W układzie z rys. 7.14 pracują równolegle dwa identyczne modulatory MM-Z1 i MM-Z2. Do modulatorów tych dzielniki mocy kieruje sygnały optyczne o równych sobie mocach.

Punkty pracy obu modulatorów dobrane są identycznie, w punktach transmisji minimalnej mocy, gdy $V_{01} = V_{\pi}$ i $V_{02} = V_{\pi}$. Sygnały optyczne w obu gałęziach modulowane są

identycznie, z wytłumieniem fali nośnej. Wyjściowe sygnały obu modulatorów są nieparzystymi wstęgami bocznymi o częstotliwościach opisanych zależnością (7-34). Można je zapisać prostą formułą:

$$(f_0 + n f_{RF}); \quad n = \pm 1, 3, 5 \dots \quad (7-48)$$

Do obu modulatorów doprowadzony jest sygnał modulujący o pulsacji f_{RF} . Jednakże sygnał RF doprowadzony do modulatora MM-Z2 jest dodatkowo przesunięty o $\pi/2$. Poza tym w gałęzi modulatora MM-Z2 umieszczono przesuwnik fazy polaryzowany napięciem $V_{03} = V_{\pi}/2$. Przesuwa on fazę wszystkich wstęg bocznych o $\pi/2$. Oba sygnały optyczne sumują się w wyjściowym rozgałęzieniu Y.

Wprowadzone przesunięcia faz powodują, że w wyjściowym sygnale optycznym górne wstęgi boczne dla $n = +1$ zsumowały się, natomiast dolne wstęgi boczne dla $n = -1$ zostały wyeliminowane. Dokładna analiza wykazuje, że dodają się moce wstęg dla $n = -3$ i $n = +5$, natomiast eliminują sygnały wstęg dla $n = +3$ i $n = -5$. Zmiana znaków wprowadzonych przesunięć fazy sygnału RF i optycznego modulatora fazy umieszczonego w ramieniu MMZ2 powoduje – symetrycznie – zsumowanie dolnych wstęg bocznych, a eliminację górnych.

Usunięcie z widma modulowanego amplitudowo sygnału optycznego fali nośnej i jednej wstęgi umożliwia transmisję informacji na większe odległości, gdyż minimalizuje efekty dyspersji polegające na zanikaniu modulacji amplitudy i jej przekształcaniu w modulację fazy.

7.4. Szumy i zniekształcenia w optycznych łączach analogowych

7.4.1. Szumy w optycznych łączach analogowych

Analogowe łącze optyczne przedstawione na rys. 7.15, z układem nadajnika wykorzystującego modulację bezpośrednią bądź zewnętrzną, z układem transmisji światłowodowej z możliwością pracy w nim wzmacniaczy optycznych, z układem odbiornika zawierającym fotodetektor może być traktowany jako dwuwrotnik mikrofalowy, transmitujący sygnał RF. Najważniejszym parametrem łącza jest jego wzmocnienie G , które analizowano w punkcie 7.2. Kolejnym ważnym parametrem łącza jest jego pasmo pracy B . W tym punkcie wprowadzony zostanie następny ważny parametr łącza, jakim jest współczynnik szumów F .

W rozdziale 4, w punkcie 4.4.3 omówiono szumy odbiornika optycznego z fotodetektorem. Teraz spojrzmy na problem szumów szerzej, uwzględniając inne elementy układu łącza optycznego. W układzie łącza pokazanym na rys. 7.15 nie uwzględniono wzmacniaczy doprowadzających sygnał do portu wejściowego. Nie uwzględniono także wzmacniaczy odbiornika optycznego, koniecznych do poprawnej pracy łącza. Pozwala to skoncentrować rozważania na analizie wpływu elementów fotonicznych: lasera, fotodetektora i światłowodu na parametry szumowe łącza.

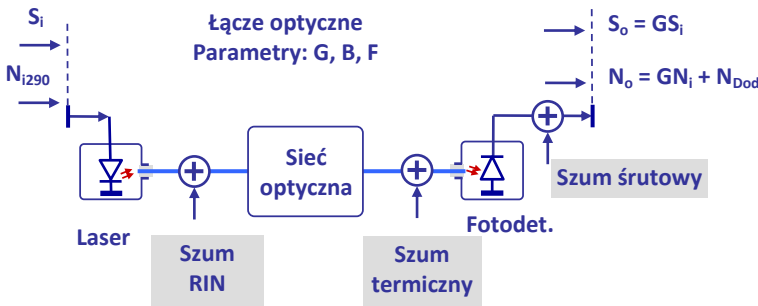
Dla celów analizy tego punktu oznaczono przez S_i i N_i moce sygnału i szumów w porcie wejściowym łącza, a przez S_o i N_o moce sygnału i szumów w porcie wyjściowym. Zarówno sygnał, jak i szum wzmacniane są w trakcie transmisji G razy. Jednakże moc szumów w porcie wyjściowym jest większa niż GN_i . Układ transmisyjny generuje i dodaje własny szum, oznaczony tutaj jako N_{Dod} , co zapisano w zależności (7-49).

$$S_o = GS_i; \quad N_o = GN_i + N_{\text{Dod}} = GN_{i290} + N_{\text{Dod}}; \quad (7-49)$$

W zależności powyższej przyjęto, że poziom mocy szumu wejściowego odpowiada mocy szumu termicznego w temperaturze 290 K, w paśmie B , w którym transmitowany jest łączem sygnał RF.

$$N_{i290} = kT_0B; \quad T_0 = 290 \text{ K}; \quad (7-50)$$

Jak wiadomo, szum termiczny jest w szerokim paśmie mikrofalowym szumem białym, o mocy opisanej zależnością (7-50), w której stała $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ jest stałą Boltzmann.



Rys. 7.15. Analogowe łącza optyczne jako dwuwrotnik do transmisji sygnałów mikrofalowych. Na rysunku zaznaczono 3 najważniejsze źródła szumów.

Miarą jakości sygnału opuszczającego układ transmisyjny jest stosunek mocy sygnału i szumu, oznaczony jako S_o/N_o . Stosunek ten jest mniejszy niż S_i/N_i w porcie wejściowym. Ważnym parametrem łącza jest współczynnik szumów F , definiowany wzorem (7-51).

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \geq 1; \quad (7-51)$$

$$F_{\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \right) = 10 \log \left(\frac{N_o}{GN_i} \right) = 10 \log \left(1 + \frac{N_{\text{Dod}}}{GN_i} \right);$$

W układzie łącza na rys. 7.15 można wyodrębnić trzy różne jego składniki tworzące łańcuch transmisyjny: nadajnik z laserem, system światłowodowy i odbiornik z fotodetekto-rem. Dla każdego z nich można określić jego wzmacnienie g_k i moc dodanych szumów $N_{\text{Dod},k}$. Współczynnik szumów F szeregowo połączonych elementów można wtedy obliczyć z zależności (7-52):

$$F_{\text{dB}} = 10 \log \left(1 + \frac{\sum_k N_{\text{Dod},k} / g_k}{N_i} \right); \quad (7-52)$$

W analogowym łączy optycznym można wyróżnić trzy najważniejsze, niezależne od siebie, źródła szumów: szumy termiczne, względne natężenie szumów źródła sygnału optycznego – lasera – i szumy śrutowe związane z fotodetektozem. Źródła te zostaną kolejno scharakteryzowane.

Moc szumów termicznych opisano wyżej zależnością (7-50). Jak nadmieniono, jest to szum biały i dlatego moc szumu termicznego jest proporcjonalna do szerokości pasma B transmisji. Średniokwadratową wartość natężenia prądu źródła szumów termicznych można wyrazić zależnością (7-53). Zgodnie z nią źródłem szumów jest rezystor o wartości R . W naszym przypadku przyjmuje się, że $R = 50 \Omega$, to znaczy tyle, ile zwykle wynosi impedancja charakterystyczna przewodnic mikrofalowych.

$$\overline{i_t^2} = \frac{4kTB}{R}; \quad (7-53)$$

W rzeczywistym układzie złącza szum termiczny jest generowany w każdym elemencie. Źródłem szumów jest także światłowód. Światłowód tłumi przesyłany sygnał optyczny. Tłumi także szum termiczny, który pojawi się w porcie wejściowym. Jednocześnie sam generuje szum termiczny odpowiedni temperaturze, w jakiej go umieszczono. Jeśli moc szumów wejściowych odpowiada temperaturze 290 K, a taka jest temperatura światłowodu, to moc szumów w porcie wyjściowym odpowiada także 290 K.

Tak więc tłumieniu mocy sygnału nie towarzyszy tłumienie mocy szumów i w rezultacie znacząco maleje stosunek mocy sygnału do szumów i rośnie wartość współczynnika F . W krańcowym przypadku transmisji sygnału przez tłumik współczynnik szumów tłumika równy jest wartości tłumienia.

Szum śrutowy jest generowany w obwodzie fotodetektora. Scharakteryzowano go dokładniej w rozdziale 4. Szum śrutowy jest także szumem białym. Średniokwadratową wartość $\overline{i_{\text{SR}}^2}$ natężenia prądu źródła szumów śrutowych można wyrazić wzorem (7-54), w której e jest ładunkiem elektronu.

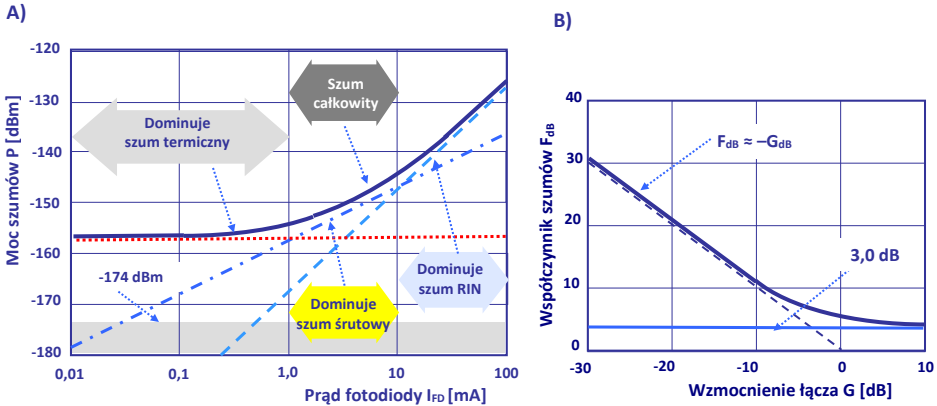
$$\overline{i_{\text{SR}}^2} = 2eB\overline{I_{\text{FD}}}; \quad (7-54)$$

W zależności powyższej wpisano średni prąd fotodetektora, bez uwzględnienia głębokości modulacji mocy sygnału optycznego.

Średniokwadratowa wartość natężenia prądu szumów śrutowych jest proporcjonalna do prądu fotodetektora. Można obliczyć, że przykładowo dla prądu $I_{\text{FD}} = 1 \text{ mA}$ moc szumów śrutowych jest równa mocy szumów termicznych rezystora 50Ω w temperaturze 290 K. Istotnym źródłem szumów jest sam laser. Fluktuacje jego mocy wyjściowej P_L spowodowane są spontaniczną emisją. Szumy te nazywane są względnym natężeniem szumów (ang. *Relative Intensity Noise* – RIN). Miarą tych szumów jest parametr RIN, definiowany równaniem (7-55).

$$RIN = \frac{\overline{\delta p_L^2} B}{P_L^2}; \quad (7-55)$$

W równaniu tym $\overline{\delta p_L^2}$ jest średniokwadratową wartością natężenia fluktuacji mocy generowanej przez laser, a P_L^2 jest średnią wartością kwadratu mocy generowanej przez laser.



Rys. 7.16. Moce szumów i współczynnik szumów w analogowym łączy optycznym. A) Moce szumów łącza optycznego w porcie wyjściowym, w zależności od prądu fotodetektora, który jest proporcjonalny do docierającej do niego mocy sygnału optycznego. B) Współczynnik szumów łącza optycznego zależny od jego wzmocnienia.

Średniokwadratowa wartość natężenia prądu źródła szumów względnych związanych z fluktuacją mocy generowanej przez laser można zapisać zależnością (7-56):

$$\overline{i_{RIN}^2} = RIN I_{FD}^2 B; \quad (7-56)$$

Należy zauważyć, że wartość $\overline{i_{RIN}^2}$ jest proporcjonalna do kwadratu mocy lasera mierzonej wartością prądu I_{FD} fotodetektora. Można teraz podsumować rozważania o poziomie mocy szumów na wyjściu łącza optycznego. Ilustrację graficzną pokazano na rys. 7.16A. Wartość prądu fotodetektora określa poziom mocy sygnału optycznego docierającej do niego. Dla małych poziomów mocy optycznej, gdy sygnał jest tłumiony przez transmisję w światłowodzie, dominują szumy termiczne. Ze wzrostem poziomu detekowanej mocy optycznej dominują szumy śrutowe fotodetektora. Dalszy wzrost mocy optycznej prowadzi do dominacji szumów lasera.

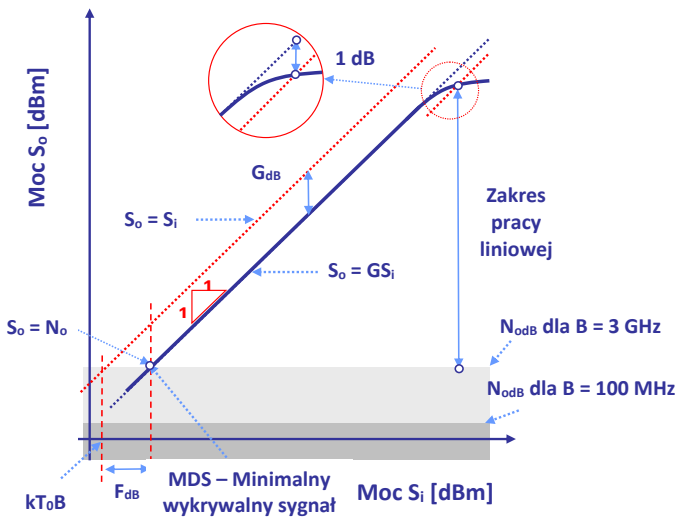
Współczynnik F szumów lasera dla łączy silnie tłumiących sygnał optyczny określony jest wartością wzmocnienia G_{dB} łącza, zgodnie z zależnością F_{dB} ≈ -G_{dB}. Pokazano to na rys. 7.16B. Wzrostowi mocy optycznej docierającej do fotodetektora towarzyszy zmniejszanie się współczynnika szumów. Należy dodać, że w bogatej literaturze przedmiotu przedstawiono kilka modeli fizycznych i obwodowych opisujących źródła szumów w łączy optycznym, a w szczególności mechanizmy szumów lasera. Konkluzja jednego z nich

wskazuje, że z dobrym przybliżeniem współczynnik szumów $F(G)$ jest funkcją wzmocnienia i można go opisać zależnością (7-57).

$$F(G) \cong 10 \log \left(2 + \frac{1}{G} \right); \quad (7-57)$$

Zależność powyższa dobrze opisuje parametr szumowy łącza z modulacją bezpośrednią i łącza z modulacją zewnętrzną. Zgodnie z nią wzrostowi wzmocnienia towarzyszy zmniejszanie współczynnika szumów do granicznej wartości 3 dB, co pokazano na rys. 7.16B. Pomiarzy współczynnika dla typowych łączy z modulacją bezpośrednią wskazują na wartości $F_{dB} = 15\text{--}30$ dB.

W rozważaniach tego punktu nie analizowano wpływu szumów wzmacniaczy optycznych umieszczonych w układzie łącza optycznego. Wzmacniacze optyczne umieszczone w układzie nadajnika wzmacniają szumy lasera związane z fluktuacją generowanej mocy. Wzmacniacze umieszczone w układzie odbiornika zwiększają istotnie poziom szumów śrutowych. Wzmacniacze liniowe umieszczone w torze światłowodowym znacząco zwiększają wzmocnienie łącza, a tym samym zmniejszają – zgodnie z (7-57) – współczynnik szumów F .



Rys. 7.17. Przykład charakterystyki $S_o(S_i)$ analogowego łącza optycznego z ilustracją poziomu mocy szumów, wyznaczenia wzmocnienia G_{dB} , zakresu pracy liniowej, współczynnika szumów F_{dB} i minimalnego wykrywalnego sygnału MDS.

Na rys. 7.17 pokazano typową charakterystykę wzmocnienia $S_o = G S_i$ łącza optycznego na tle szumów. Jak wiadomo, bezwzględna moc szumów zależy od pasma B , w którym realizowana jest transmisja. Charakterystyka $S_o(S_i)$ jest w skali logarytmicznej linią prostą. W przedstawionym na wykresie przypadku $G < 1$. Przy dużych poziomach mocy charakterystyka przestaje być linią prostą, przechodzi w zakres zwany nasyceniem. Charakterystycznym parametrem jest tutaj poziom mocy, przy którym wzmocnienie spada

o 1 dB. Punkt ten określa także dynamikę pracy łącza przez wyznaczenie zakresu pracy liniowej.

Na wykresie pokazano także sposób wyznaczania wartości minimalnego wykrywalnego sygnału MDS (ang. *Minimum Detectable Signal*). Parametr ten ma istotne znaczenie w łączach optycznych transmitujących słabe sygnały sensorów.

7.4.2. Zniekształcenia intermodulacyjne w łączach analogowych

Przedstawiona na rys. 7.17 charakterystyka $S_o(S_i)$, czyli zgodnie z wcześniejszymi oznaczeniami $P_{WY}(P_{WE})$, mierzona jest zwykle po dostarczeniu monoczęstotliwościowego sygnału elektrycznego do portu wejściowego łącza. Pomiar prądu fotodetektora pozwala obliczyć wzmocnienia łącza. Przy dużych poziomach mocy wyjściowej mierzona charakterystyka transmisji sygnału zakrzywia się, wchodzimy w zakres pracy nieliniowej. Problem pracy łącza przy dużych poziomach przesyłanego sygnału wymaga, ze względu na jego znaczenie, dokładnej analizy. Obiektem analizy tego punktu będzie optyczne łącze analogowe z modulacją bezpośrednią; wnioski z analizy mają charakter uniwersalny.

Przyjmujemy, że sygnał w porcie wejściowym reprezentuje prąd $I_L(t)$ modulujący moc lasera, a sygnał w porcie wyjściowym prąd $I_{FD}(t)$ fotodetektora. Związek między prądem fotodiody I_{FD} a prądem wejściowym I_L diody laserowej można zapisać w postaci szeregu Taylora:

$$I_{FD}(t) = k_0 + k_1 I_L + k_2 I_L^2 + k_3 I_L^3 + \dots; \quad (7-58)$$

W pierwszym etapie analizy przyjęto, że jednotonowy sygnał wejściowy o amplitudzie A i częstotliwości ω_0 jest opisany jak niżej. Zależności fazowe pominięto, gdyż w analizie nie odgrywają istotnej roli.

$$I_L(t) = A \cos(\omega_0 t); \quad (7-59)$$

Pracę w reżimie liniowym określają dwa pierwsze wyrazy rozwinięcia (7-58). Po dodaniu kolejnych dwóch wyrazów w prądzie fotodetektora pojawią się pierwsze składniki reżimu nieliniowego. Po podstawieniu prądu $I_L(t)$ do zależności (7-58) otrzymuje się:

$$I_{FD}(t) = \left(k_0 + \frac{k_2}{2} A^2\right) + \left(k_1 A + \frac{3k_3}{4} A^3\right) \cos(\omega_0 t) + \frac{k_2}{2} A^2 \cos(2\omega_0 t) + \frac{k_3}{4} A^3 \cos(3\omega_0 t) + \dots; \quad (7-60)$$

Uwzględnienie 3. i 4. wyrazu rozwinięcia (7-58) wprowadziło do prądu I_{FD} kilka nowych składników.

- Przyrosła wartość składowej stałej jako rezultat obecności składnika ze współczynnikiem k_2 .

- Amplituda składowej o pulsacji ω_0 przestaje być proporcjonalna do A jako efekt obecności składnika ze współczynnikiem k_3 . Składnik ten decyduje o mocy, przy której wzmocnienie maleje o 1 dB.
- W widmie prądu $I_{FD}(t)$ pojawiły się harmoniczne o pulsacjach $2\omega_0$ i $3\omega_0$, jako efekt obecności składników prądu o współczynnikach k_2 i k_3 .

Bardziej dokładna charakterystyka pracy łącza w warunkach nieliniowych wymaga doprowadzenia dwóch sygnałów sinusoidalnych o bliskich częstotliwościach.

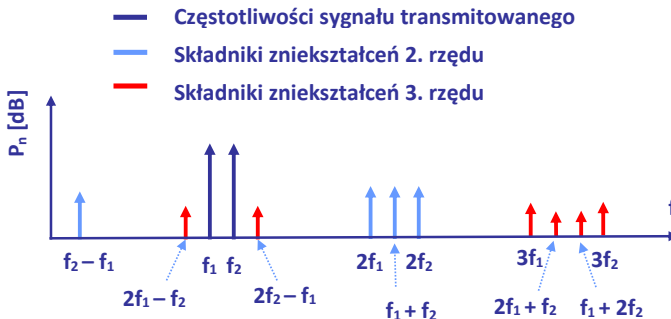
Do analizy przyjęte zostanie, że sygnał wejściowy jest sumą dwóch sinusoidalnych składników o jednakowych amplitudach A i różnych, choć bliskich częstotliwościach ω_1 i ω_2 .

$$I_L(t) = A[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]; \quad (7-61)$$

Po podstawieniu zależności powyższej do równania (7-58) opisującego prąd I_F i po odpowiednich przekształceniach otrzymuje się wiele składników o różnych częstotliwościach. Grupując odpowiednio składowe prądu $I_{FD}(t)$ i uwzględniając wybrane składowe otrzymane z rozwinięcia 2., 3. i 4. wyrazu szeregu, otrzymuje się następujące wyrażenie:

$$\begin{aligned} I_{FD}(t) = & (k_0 + k_2 A^2) + \left(k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3\right) [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] + \\ & + \frac{1}{2} k_2 A^2 \{[\cos(2\omega_1 t) + \cos(2\omega_2 t)] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] + \cos[(\omega_1 + \omega_2)t]\} + \\ & + \frac{3}{4} k_3 A^3 \{ \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t] - \cos[(2\omega_1 + \omega_2)t] + \cos[2\omega_2 - \omega_1] \\ & - \cos[2\omega_2 + \omega_1] \} + \frac{1}{4} k_3 A^3 \{ \cos(3\omega_1 t) + \cos(3\omega_2 t) \}; \end{aligned} \quad (7-62)$$

W drugim rzędzie powyższego wyrażenia umieszczono składniki o amplitudach proporcjonalnych do k_2 . Nazywamy je składnikami zniekształceń drugiego rzędu IMD₂. Ich pulsacje są drugimi harmonicznymi $2\omega_1$ i $2\omega_2$, oraz tzw. wstęgami górną i dolną $(\omega_1 + \omega_2)$ i $(\omega_2 - \omega_1)$.

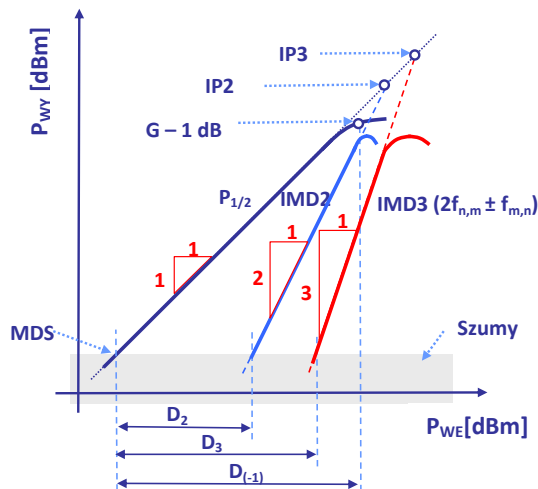


Rys. 7.18. Widmo sygnału optycznego w porcie wyjściowym analogowego łącza optycznego, po doprowadzeniu 2 sygnałów sinusoidalnych o równych amplitudach, przy pracy w zakresie nieliniowym.

Na rys. 7.18 zaznaczono ich poziomy mocy P_n kolorem niebieskim. Należy zauważyć, że amplitudy składników zniekształceń drugiego rzędu rosną proporcjonalnie do A^2 , co pokazuje nachylenie krzywej niebieskiej na rys. 7.19. Składniki umieszczone w trzecim i czwartym szeregu wyrażenia (7-62) mają amplitudy proporcjonalne do k_3 i nazywamy je składnikami zniekształceń trzeciego rzędu IMD_3 . Należą do nich harmoniczne $3\omega_1$ i $3\omega_2$ oraz składniki intermodulacji $(2\omega_1 - \omega_2)$, $(2\omega_2 - \omega_1)$, $(2\omega_1 + \omega_2)$ i $(2\omega_2 + \omega_1)$. Na rys. 7.18 zaznaczono je kolorem czerwonym. Ich amplitudy rosną proporcjonalnie do A^3 , co pokazuje nachylenie krzywej czerwonej na rys. 7.19.

Obecność składników zniekształceń drugiego i trzeciego rzędu psuje jakość transmitowanego łączem sygnału i jest niepożądana. Rozłożenie częstotliwości składników widma pokazanych na rys. 7.18 pokazuje, że dwa z nich o częstotliwościach $(2f_1 - f_2)$ i $(2f_2 - f_1)$ położone są blisko f_1 i f_2 . Pozostałe są odległe od f_1 i f_2 , co ułatwia ich filtrację. Dwa pierwsze składniki najbardziej psują jakość transmisji.

Na rys. 7.19 przedstawiono charakterystyki mocy $P_{1/2}$ transmisji obu tonów łączem optycznym. Ich amplitudy rosną liniowo z amplitudami A z zależności (7-61). Dwie sąsiednie charakterystyki mocy P_{IMD2} i P_{IMD3} składników zniekształceń drugiego i trzeciego rzędu mają inne nachylenia. Ich punkty przecięcia określone mocami IP_2 i IP_3 są ważnymi parametrami łącza. Moce opisywanych składników stają się równe poziomowi szumów wyjściowych dla różnych poziomów mocy wejściowej. Odpowiednie odcinki oznaczone na rys. 7.19 jako D_1 i D_2 , mierzone w dBm, określają zakresy pracy łącza, dla których moce składników zniekształceń są mniejsze od mocy szumów. Zakres $D_{(-1)}$ zaznaczono wcześniej na rys. 7.17 jako zakres pracy liniowej.



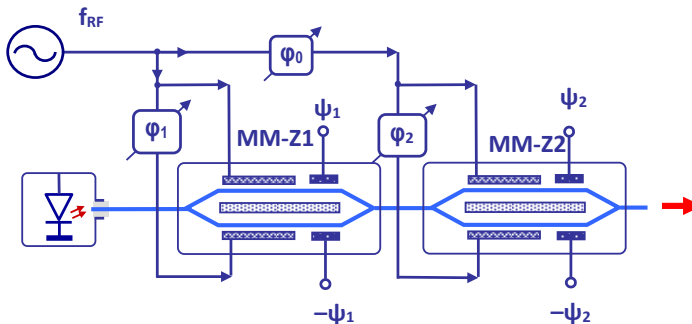
Rys. 7.19. Charakterystyki składników sygnału wyjściowego łącza przy wprowadzeniu sygnału dwutonowego o równych amplitudach.

Podobną analizę zniekształceń nieliniowych można przeprowadzić dla analogowych łączy z modulatorami zewnętrznymi M-Z, z identycznymi wnioskami.

Omówione wyżej zniekształcenia są sumą procesów nieliniowych zachodzących przy transmisji światłowodem, w procesie fotodetekcji, modulacji mocy wyjściowej lasera czy też nieliniowości charakterystyki modulatora M-Z. Ich opis i szczegółowa analiza wykraczają poza ramy tej książki.

7.4.3. Linearyzacja charakterystyk modulacji

Analogowe łącza optyczne są wykorzystywane w wielu systemach telekomunikacyjnych. W kilku z nich problem zniekształceń intermodulacyjnych odgrywa istotną rolę. W systemach radiowo-swiatłowodowych łączem analogowym transmitowane są równoległe strumienie informacji naniesione na grzebień równo oddalonych fal nośnych o częstotliwościach pasma mikrofalowego. Produkty zniekształceń 3. rzędu, które w poprzednim punkcie opatrzone częstotliwościami $(2f_1 - f_2)$ i $(2f_2 - f_1)$, trafiają dokładnie w kanały sąsiednie. Podobnie w systemach telewizji kablowej wykorzystuje się grzebień mikrofalowych częstotliwości podnośnych. Inne produkty zniekształceń IMD2 i IMD3, takie jak harmoniczne częstotliwości fal nośnych, czy też składniki sumacyjne, odległe od częstotliwości macierzystych, można stosunkowo łatwo odfiltrować.

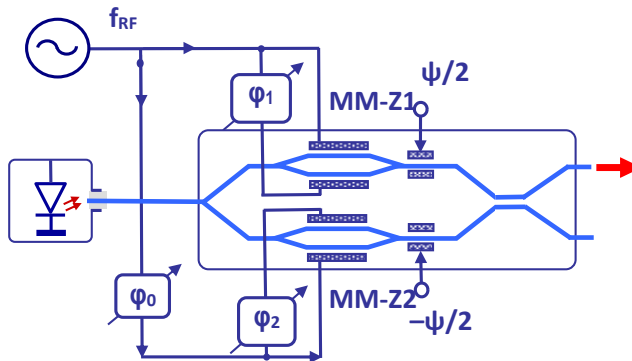


Rys. 7.20. Układ linearyzacji procesu modulacji z łańcuchowo połączonymi dualnymi modulatorami M-Z.

Należy wziąć pod uwagę fakt, że przy wyborze punktu pracy modulatora M-Z dokładnie w punkcie przegięcia charakterystyki transmisji mocy znikają zniekształcenia związane z obecnością wyrazów parzystych w rozwinięciu (7-59). Tak więc istotnym problemem staje się minimalizacja zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu IMD3.

Opisano kilka rozwiązań problemu minimalizacji zniekształceń trzeciego rzędu. Generalnie idea minimalizacji tych składowych widma przy pracy wielotonowej polega na użyciu w układzie dwóch modulatorów M-Z i taki dobór zależności fazowych, aby przy zsumowaniu zmodulowanych przez oba modulatory sygnałów niepożądane składniki miały przeciwne fazy i w rezultacie zniknęły w obrazie widma.

Układy modulatorów M-Z konfigurowane są w tym celu w jednym z dwóch szyków. Na rys. 7.20 pokazano łańcuchowe połączenie dwóch dualnych modulatorów MMZ1 i MMZ2. W punkcie 7.3.3 opisano działanie układów modulatorów realizujące modulację jednowęstgową. Użycie dualnych modulatorów M-Z tworzy wiele możliwości komponowania procesu modulacji. Przesuwniki fazy ϕ_0 , ϕ_1 i ϕ_2 w torze sygnałów elektrycznych pozwalają regulować fazy sygnałów RF doprowadzonych do elektrod modulatorów. Przesuwniki ψ_1 i ψ_2 umieszczone w ramionach interferometrów ustalają punkt pracy modulatorów i warunki fazowe sumowania sygnałów. W niektórych rozwiązaniach można regulować podział mocy sygnału elektrycznego między oba modulatory. Opis matematyczny warunków usuwania składników intermodulacji jest wyjątkowo długi, oparty o formalizm macierzowy. Zainteresowanych odsyłamy do wybranych publikacji, podanych na końcu tego rozdziału.



Rys. 7.21. Układ linearyzacji procesu modulacji z równoległymi dualnymi modulatorami M-Z.

Kolejny rys. 7.21 przedstawia drugą wersję układu modulatora z dwoma równoległymi połączonymi dualnymi modulatorami MM-Z1 i MM-Z2, tworzącymi w ten sposób kolejny układ interferometru ze sprzęgaczem w porcie wyjściowym. W obwodach modulatorów pominięto wyprowadzenia elektrod ustalających punkt pracy. Układ ma wiele punktów regulacji fazy, zarówno sygnału elektrycznego ϕ_0 , ϕ_1 i ϕ_2 , jak i optycznego $\psi/2$ i $-\psi/2$. Opublikowane wyniki badań wskazują, że użycie układu pozwala znaleźć kilka rozwiązań problemu usuwania zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu.

Porównując układy z rys. 7.20 i rys. 7.21 łatwo dostrzec, że minimalne tłumienie sygnału optycznego jest mniejsze w przypadku drugiego z tych układów, gdyż długość toru planarnego światłowodu jest mniejsza.

Linearyzacja procesu modulacji powoduje, że niepożądane składniki intermodulacji mogą być tłumione o 30–45 dB, a zakres pracy bez zniekształceń IMD3, oznaczony na rys. 7.19 jako D3 można powiększyć o 10–20 dB.

7.5. Podsumowanie

Mimo rozwoju techniki transmisji sygnałów cyfrowych w wielu przypadkach optyczne łącza analogowe są użytecznym narzędziem transmisji.

Najprostszymi w realizacji są łącza analogowe z laserami półprzewodnikowymi. Jednakże wzmocnienie tego typu łącza jest dużo mniejsze od 1, co powoduje degradację stosunku sygnał/szum.

Łącza z modulacją zewnętrzną umożliwiają użycie laserów na ciele stałym Nd/YAG, o mocy kilku watów. W rezultacie wzmocnienia łącza są większe od 1, a współczynnik szumów maleje do kilku decybeli. Wadą tego typu rozwiązań jest wysoka cena lasera na ciele stałym i modulatora elektrooptycznego.

W rozdziale 10 opisane zostaną łącza optyczne transmitujące sygnały cyfrowe. Cyfryzacja transmisji informacji ograniczyła i zmniejszyła zakres zastosowań łącza analogowych. Przystosowanie łącza światłowodowych do współpracy z systemami telefonii komórkowej przywróciło zainteresowanie łączami analogowymi. Okazało się, że dobre rezultaty uzyskuje się, stosując multipleksację na podnośnych. Łączem światłowodowym transmituje się grzebień sygnałów o częstotliwościach mikrofalowych. Każdy z sygnałów modulowany jest złożonym sygnałem cyfrowym, ale transmisja grzebienia częstotliwości podnośnych oparta jest na regułach łącza analogowego.

W tabeli 7.2 zestawiono parametry łącza optycznych z modulacją bezpośrednią i zewnętrzną. Użycie modulatora zewnętrznego jest często kosztowne, ale umożliwia uzyskanie większego wzmocnienia przy niższym poziomie szumów.

Tabela 7.2. Zestawienie najlepszych rezultatów dla łącza analogowych wykorzystujących technikę IM-DD dla obu typów modulacji mocy optycznej

Parametr	Jednostka	Bezpośrednia modulacja	Modulacja zewnętrzna
Długość fali	nm	850, 1300, 1550	1300, 1550
Maksymalna częstotliwość modulacji	GHz	30	100
Wzmocnienie mocy łącza	dB	(-5)-(-35)	(-30)-(+30)
Współczynnik szumów	dB	20-60	4-30
Dynamiczny zakres pracy bez zniekształceń IMD:	dB·Hz ^{2/3}		
<ul style="list-style-type: none"> • standard • z linearyzacją 		100-114 120	112 130

Długi szereg układów przedstawionych i opisanych w tym rozdziale pokazuje, jak wielką liczbą narzędzi i rozwiązań dysponuje konstruktor optycznych łączy analogowych. Rozmaitość struktur modulatorów sygnału, możliwość projektowania fotonicznych układów scalonych, integracja układów fotonicznych i mikrofalowych pozwalają projektować i realizować coraz to nowe funkcje, wychodzące daleko poza pierwotne cele transmisji z możliwie małymi stratami.

Bibliografia rozdziału 7

- 7.1 C.H. Cox III et al., "An Analytic and Experiment Comparison of Direct and External Modulation in Analog Fiber-Optic Links", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 38, No. 5, 1990.
- 7.2 G.E. Beth, "Linearized Modulator for Suboctave-Bandpass Optical Analog Links", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, No. 12, 1994.
- 7.3 U. Gliese et al., "Chromatic Dispersion in Fiber-Optic Microwave and Millimeter-Wave Links", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 44, No. 10, 1996.
- 7.4 C. Cox III et al., "Techniques and Performance of Intensity-Modulation Direct-Detection Analog Optical Links", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 45, No. 8, 1997.
- 7.5 B.A. Galwas, "Photonic technology for microwave engineering", *Proceedings of 12th Int. Conf. on Microwave & Radar, MIKON'98*, 1998, Vol. 4.
- 7.6 E.I. Ackerman, "Broad-Band Linearization of a Mach-Zehnder Electrooptic Modulator", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No. 12, 1999.
- 7.7 J. Dawidczyk et al., "Optical-Microwave Transmission System with Subcarrier Multiplexation for Industrial Measurement Systems", *Journal of Telecommunications and Information Technology*, No. 1, 2002.
- 7.8 Ch. Minot, "New devices for microwave photonics in optical communications", *Annales des Telecommunication*, Vol. 58, No. 9-10, 2003.
- 7.9 T. Kawanishi, T. Sakamoto, M. Izutsu, "High-Speed Control of Lightwave Amplitude, Phase, and Frequency by Use of Electrooptic Effect", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 13, No. 1, 2007.
- 7.10 T. Darcie, J. Zhan, "High performance microwave-photonic links", *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2008.
- 7.11 A. Karim, J. Devenport, "High Dynamic Range Microwave Photonic Links for RF Signal Transport and RF-IF Conversion", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 15, 2008.
- 7.12 T. Darcie, J. Zhang, "High performance microwave-photonic links", *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2008.
- 7.13 J.M. Wyrwas, M.C. Wu, "Dynamic Range of Frequency Modulated Direct-Detection Analog Fiber Optic Links", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 27, No. 24, 2009.
- 7.14 R. Paschotta, *Passive Fiber Optics, Tutorial, Encyclopedia of Laser Physics and Technology*, https://www.rp-photonics.com/passive_fiber_optics8.html.
- 7.15 A. Karim, J. Devenport, "High Dynamic Range Microwave Photonic Links for RF Signal Transport and RF-IF Conversion", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 15, 2008.
- 7.16 A. Ferreira et al., "Highly linear integrated optical transmitter for subcarrier multiplexed systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 21, No. 7, 2009.
- 7.17 J.D. McKinney, K.J. Williams, "Sampled Analog Optical Links", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 57, No. 8, 2009.

-
- 7.18 R. Dahlgren, "Noise in Fiber Optic Communication Links", <https://pdfs.semanticscholar.org/2905/588de826422a3807b9cb3e7605254a644bdc.pdf>.
- 7.19 J.D. McKinney, K. Colladay, K.J. Williams, "Linearization of Phase-Modulated Analog Optical Links Employing Interferometric Demodulation", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 27, No. 9, May 1, 2009.
- 7.20 P. Maat, K. Dijkstra, *Analog Optical Link Technology for Astronomy Instrumentation*, ASTRON 2011.
- 7.21 Z. Zhu et al., "A Linearized Optical Single-Sideband Modulation Analog Microwave Photonic Link Using Dual Parallel Interferometers", *IEEE Photonics Journal*, Vol. 5, No. 5, 2013.
- 7.22 N.J. Frigo, F. Bucholtz, C.V. McLaughlin, "Polarization in Phase Modulated Optical Links: Jones- and Generalized Stokes-Space Analysis", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 31, No. 9, 2013.
- 7.23 E.I. Ackerman, C.H. Cox III, "Optimization of Analog Optical Link Performance: First Minimize the Noise Figure", International Topical Meeting on MWP and 9th Asia-Pacific MWP Conference, 2014.
- 7.24 W. Jiang et al., "A Linearization Analog Photonic Link With High Third-Order Intermodulation Distortion Suppression Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator", *IEEE Photonics Journal*, Vol. 7, No. 3, 2015.
- 7.25 J. MacDonald, A. Katz, "Introduction to linear photonics (sending RF/microwave over fiber)", Radio and Wireless Symposium (RWS), 2016 IEEE, Austin, TX, USA.