

# Rozdział 13

## Radiolinie

### 13.1. Wprowadzenie

W roku 1895 Guglielmo Marconi przeprowadził pierwszą transmisję radiową, przesyłając informację z miejscowości Frascati niedaleko Rzymu do Watykanu. Rozpoczęła się era radiotechniki. Historia rozwoju tej gałęzi techniki pełna jest doniosłych i pięknych odkryć, błyskotliwych rozwiązań, milowych kroków. W ciągu 100 lat kula ziemską została okablowana liniami z miedzi i kwarcu, naszpikowana setkami tysięcy rozmaitych anten, otoczona sieciami satelitów, a jej mieszkańcy wyposażyli się w miliardy różnorodnych odbiorników i nadajników. Obserwatorzy tego historycznego, jak się okazało, eksperymentu i sam jego autor nie przewidywali takiego rozwoju wydarzeń. Kilka dekad po transmisji radiowej opanowaliśmy technikę transmisji obrazu wraz z dźwiękiem i telewizja weszła na stałe do naszego domu. Ludzkość na tej drodze dokonała ogromnego skoku. Powrót do poprzedniego stanu już nie jest możliwy.

W niniejszym rozdziale przedstawiono podstawowe informacje o radiolinii, łączy wykorzystującym do transmisji informacji fale elektromagnetyczne propagowane w wolnej przestrzeni, w układzie od anteny nadajnika do anteny odbiornika. Rozwój technik telekomunikacji pozwolił opanować transmisję informacji różnymi przewodnikami falowymi, linią dwuprzewodową, kablem współosiowym, światłowodem kwarcowym. Transmisja w wolnej przestrzeni jest jednak ciągle chętnie stosowana, ponieważ pozwala na transmisję informacji, gdy zarówno nadajnik, jak i odbiornik poruszają się (samolot, samochód, spacerowicz). Dodatkowe możliwości otworzyła telekomunikacja satelitarna. Wykorzystanie satelity jako pośrednika w przesyłaniu informacji jest możliwe tylko przy użyciu transmisji w wolnej przestrzeni.

Termin radiolinia jest uniwersalną nazwą transmisji w wolnej przestrzeni fali EM od anteny nadajnika do anteny odbiornika wraz z układami, które przetwarzają informację po obu stronach łączy. Odbierając kanał telewizyjny z anteny nadajnika, czy też łącząc się telefonem komórkowym z przyjacielem na drugim końcu miasta, korzystamy z podobnego mechanizmu obróbki sygnałów i ich transmisji.

### 13.2. Warunki propagacji fal

#### 13.2.1. Propagacja fal w atmosferze

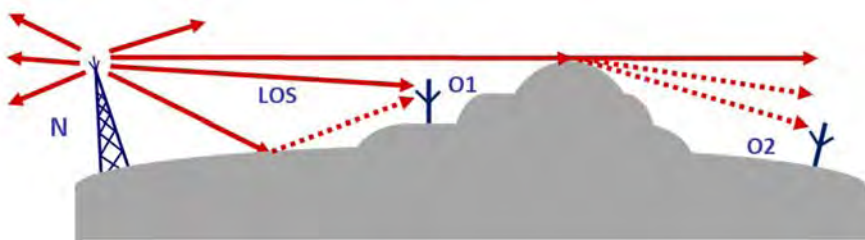
W rozdziale 8 poświęconym antenom przedstawiono zależności, zgodnie z którymi w strefie dalekiej promieniowania anteny gęstość mocy na jednostkę powierzchni maleje z odległością  $r$  od anteny jak  $1/r^2$ . Zależność ta jest w pełni słuszna przy transmisji sygnału w przestrzeni

kosmicznej. W strefie w pobliżu powierzchni Ziemi należy wziąć pod uwagę cały szereg czynników wpływających na warunki propagacji, takich jak stan troposfery<sup>1</sup>, jonosfera, ukształtowanie terenu, a także budynki.

Z punktu widzenia systemu transmisyjnego pojęcie kanału propagacji radiowej obejmuje zjawiska propagacji fal między anteną nadawczą i anteną odbiorczą. Kanał ten można traktować jako składnik systemu, którym przesyłana jest informacja od nadawcy do odbiorcy. Analiza warunków transmisji pozwala określić zjawiska, które wpływają na efekty propagacji fal w obszarze atmosfery, co ma często istotny wpływ na pracę systemów radiowych. Efekty te zostaną kolejno opisane.

W wielu przypadkach punkty położenia anten nadawczej i odbiorczej można połączyć bez przeszkód linią prostą. Mówimy wtedy, że anteny „widzą się”. W tym przypadku mówimy o propagacji LOS (ang. *Line-Of-Sight*), po ścieżce linii wzroku. Przypomina to propagację w wolnej przestrzeni. Typowymi połączeniami typu LOS są transmisje między satelitami, a także transmisja z anteny naziemnej do satelity. Na rys. 13.1 pokazano przypadek transmisji LOS z anteny N do odbiornika O1.

Wyemitowane przez nadajnik fale trafiają na powierzchnię ziemi, budynków, odbijają się i mogą także, różnymi drogami, dotrzeć do odbiornika O1, co pokazano na rys. 13.1.



**Rys. 13.1.** Ilustracja transmisji fali elektromagnetycznej EM między antenami nadajnika N i odbiornika. Do odbiornika O1 dopływa sygnał transmisji bezpośredniej LOS wraz z falą odbitą od powierzchni. Do odbiornika O2 dopływa sygnał jako efekt ugięcia fali (dyfrakcji).

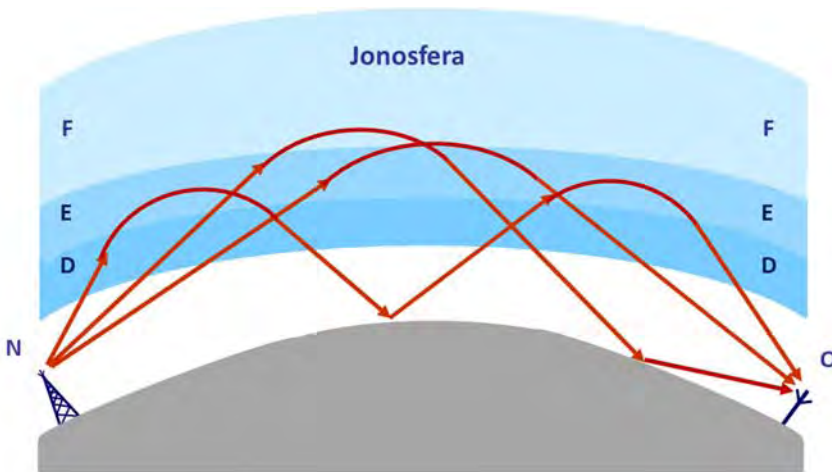
W ogólnym przypadku do odbiornika mogą docierać sygnały z różnych kierunków, po przebyciu dróg o odmiennej długości. Fazy docierających sygnałów są wtedy różne, sygnały te interferują ze sobą, co może w pewnych przypadkach prowadzić do zaników transmisji i jej zakłóceń.

Na rys. 13.1 pokazano także przypadek, gdy anteny N nadajnika i O2 odbiornika „nie widzą się”. Jednak sygnał dociera do anteny O2 dzięki efektowi ugięcia fali, dyfrakcji. Efekt ten polega na zmianie kierunku rozchodzenia się fali wokół krawędzi przeszkody i umożliwia dotarcie sygnału do obszaru „cienia”. Można powiedzieć, że horyzont radiowy sięga dalej niż geometryczny. Efekty dyfrakcji stają się pomijalne powyżej częstotliwości 3 GHz.

<sup>1</sup> Troposfera jest leżąca nad powierzchnią Ziemi warstwą atmosfery rozciągającą się do wysokości 12 km.

Propagacja wielościeżkowa występuje powszechnie w pasmie 30 MHz-3 GHz. Do sygnału transmitowanego ścieżką LOS dodają się sygnały wywołane dyfrakcją, transmisją przez ściany budynków, odbite od budynków i powierzchni ziemi.

Ważną rolę w propagacji fal radiowych w atmosferze odgrywa jonosfera. Jonosfera, jak sama nazwa wskazuje jest zjonizowaną warstwą atmosfery, występującą powyżej 60 km, aż do 1000 km. Na wysokościach kilkuset kilometrów od powierzchni Ziemi rozprężone, wysokoenergetyczne cząstki wiatru słonecznego zaczynają zderzać się z cząstkami gazów atmosferycznych, pobudzając je do świecenia i tworząc m.in. zjawisko zorzy polarnej. Również średnia energia kinetyczna cząstek. Jonizację cząstek powietrza powoduje też promieniowanie słoneczne w zakresie ultrafioletu oraz promieniowanie kosmiczne.



**Rys. 13.2.** Ilustracja transmisji fali elektromagnetycznej EM między antenami nadawnika N i odbiornika O w warunkach odbicia fal w jonosferze i odbić od powierzchni Ziemi.

W jonosferze można wyróżnić kilka warstw różniących się gęstością zjonizowanych cząstek gazu i – z tego powodu – różnymi warunkami propagacji promieniowania radiowego. Warstwa D położona jest najniżej i rozciąga się w granicach 60-90 km. Poniżej 60 km jonizacja słabnie, gdyż jonizujące promieniowanie słoneczne zostało w znacznym stopniu pochłonięte przez górne warstwy atmosfery. W ciągu nocy gęstość jonów w tej warstwie znacznie maleje. Warstwa D odbija fale radiowe długie i silnie tłumi fale z zakresu średnich, z maksimum tłumienia około 1 MHz.

Kolejna warstwa E położona jest na wysokości od 90 do 120 km. Koncentracja elektronów i jonów osiąga tu wartości w granicach  $10^{10}$ - $10^{11}/\text{m}^3$ . W tej warstwie silnie zjonizowane są cząstki tlenu pod wpływem ultrafioletu i miękkiego promieniowania X. Warstwa E odbija promieniowanie radiowe z zakresu fal długich i częściowo średnich. Duże znaczenie w propagacji fal radiowych ma kolejna warstwa – F – rozciągająca się w granicach 120-450 km. W tej warstwie gęstość jonów tlenu i swobodnych elektronów dochodzi w ciągu

dnia do  $2 \cdot 10^{12}/\text{m}^3$ . Warstwa F silnie odbija promieniowanie z zakresu fal krótkich. Ilustracje tego efektu pokazano na rys. 13.2. Wielokrotne odbicia między jonosferą a powierzchnią Ziemi pozwalają przesyłać sygnał radiowy na odległości tysięcy kilometrów.

Promieniowanie fal z zakresu ultrakrótkich VHF propagowane jest przez jonosferę bez zakłóceń. Zwykle w tym paśmie prowadzona jest łączność z kosmonautami na stacjach kosmicznych.

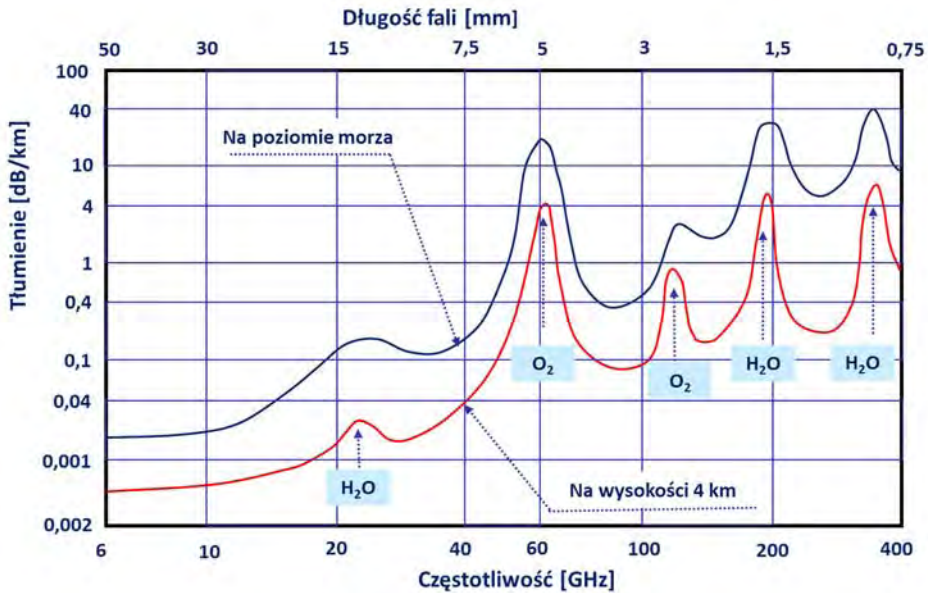
Propagacji fali w troposferze często towarzyszy efekt rozpraszania. W atmosferze wieją silne wiatry, zmiany temperatury wywołują powstanie wstępujących prądów powietrza, pojawiają się mgły i chmury, bardzo często padają deszcz i śnieg. W tych warunkach atmosfera nie jest jednorodnym ośrodkiem dielektrycznym. Skutkiem tych niestabilności i zmian są często znaczące, zmienne w czasie niejednorodności stałej dielektrycznej. W zmiennych warunkach atmosferycznych powodują one zróżnicowanie warunków propagacji i efekt rozpraszania propagowanych fal. Zjawisko to nazywane jest „rozpraszaniem molekularnym”.

W zakresach fal długich i średnich, gdy anteny nadawcza i odbiorcza znajdują się blisko powierzchni Ziemi, można obserwować efekty wzbudzenia fali powierzchniowej, zwanej często falą przyziemną. Natężenie pola elektrycznego takiej fali gwałtownie spada wraz ze wzrostem odległości od powierzchni. W warunkach regularnej płaszczyzny, na przykład nad powierzchnią morza, fala może rozchodzić się poza horyzont setki kilometrów. Jej tłumienie zależy od przewodnictwa i przenikalności powierzchni, którą może być powierzchnia morza, jeziora, łądu. Wartość tłumienia fali przyziemnej silnie wzrasta z częstotliwością.

### 13.2.2. Tłumienie fal w troposferze

Transmisja fali EM w atmosferze przy częstotliwościach poniżej 3 GHz odbywa się praktycznie w warunkach bezstratności. Jednakże w pasmach fal centymetrowych i milimetrowych należy wziąć pod uwagę zarówno rozpraszanie fali, jak i jej tłumienie. Można wyróżnić dwie przyczyny tłumienia fali: tłumienie w czystym powietrzu spowodowane utratą energii z powodu pobudzenia cząsteczek powietrza i tłumienie w obecności opadów deszczu, gradu i śniegu oraz w obecności mgły.

Na rys. 13.3 pokazano charakterystyki tłumienia promieniowania EM dla czystego powietrza w szerokim zakresie częstotliwości 6-400 GHz. Na charakterystyce widoczne są kolejne maksima tłumienia, wskazujące na rezonansowy charakter absorpcji. Lokalne maksima pochłaniania energii propagowanej fali związane są z pobudzeniem cząsteczek pary wodnej  $\text{H}_2\text{O}$  i tlenu  $\text{O}_2$ . Dla pary wodnej kolejne rezonanse wypadają dla częstotliwości: 22, 183 i 325 GHz. Dla tlenu są to częstotliwości 60 i 119 GHz. Ilość tlenu w atmosferze jest prawie stała, natomiast ilość pary wodnej może zmieniać się wraz z pogodą w szerokich granicach.



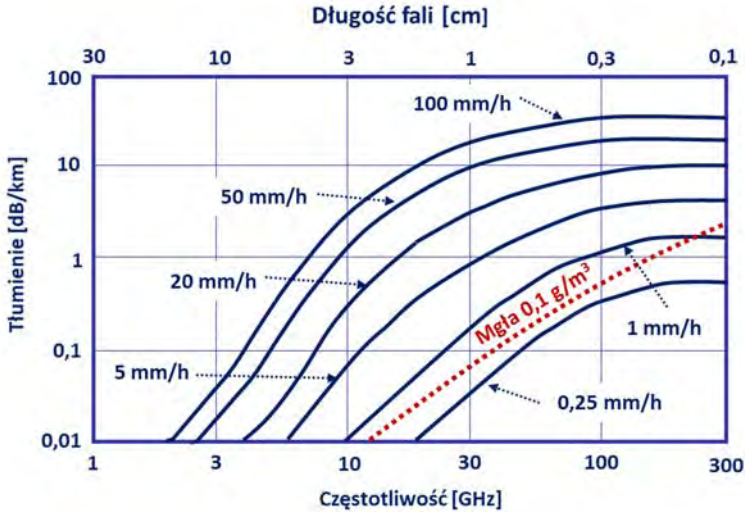
**Rys. 13.3.** Charakterystyki tłumienia promieniowania EM w atmosferze, w paśmie 6-400 GHz. Charakterystyka na poziomie morza w temperaturze  $T = 20^{\circ}\text{C}$ . Charakterystyka na wysokości 4 km w temperaturze  $T = 0^{\circ}\text{C}$ .

Między częstotliwościami rezonansowymi znajdują się okna widmowe, wykorzystywane do transmisji łączy pracujących w pasmach fal milimetrowych. Jednakże transmisja w zakresach częstotliwości rezonansowych ma swoje zalety, gdyż ułatwia pracę sąsiadom wykorzystującym te same pasma częstotliwości.

Na rys. 13.4 pokazano charakterystyki tłumienia fali EM w warunkach deszczu i mgły, w szerokim paśmie częstotliwości 1-300 GHz. Tłumienie deszczu wynika głównie z rozpraszania: pole elektryczne fali radiowej polaryzuje cząsteczki wody w kropli deszczu, a następnie kropla działa jak mały elektryczny dipol.

Stała tłumienia promieniowania EM w obecności mgły i chmur jest prawie wprost proporcjonalna do ilości wody mierzonej w  $\text{gramach}/\text{m}^3$ . Tłumienie fali EM w obecności suchego śniegu jest istotnie mniejsze niż w przypadku opadów deszczu. Natomiast propagacja fali EM w warunkach opadów mokrego śniegu odbywa się w warunkach silnego tłumienia, wywołanego zarówno pochłanianiem energii fali, jak i jej rozpraszaniem.

W warunkach mocnego opadu, któremu towarzyszy wiatr, występują często silne turbulencje warunków propagacji, przypadkowe zmiany zarówno mocy propagowanego sygnału, jak i jego fazy. Jakość transmisji w takich warunkach znacznie się pogarsza.



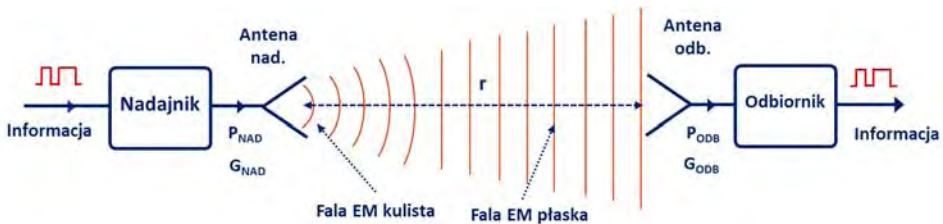
**Rys. 13.4.** Charakterystyki tłumienia promieniowania EM w atmosferze w paśmie 1-300 GHz, w warunkach padającego deszczu o różnym natężeniu i mgły.

Tłumienie fal EM w dużej mierze zależy od częstotliwości. Poniżej 3 GHz jest niewielkie. Z tego powodu radary do kierowania ruchem samolotów pracują w paśmie 1-3 GHz, aby rejestrować położenie samolotów niezależnie od warunków pogodowych. W paśmie fal milimetrowych powyżej 30 GHz silne opady deszczu i mokrego śniegu praktycznie przerywają transmisję.

## 13.3. Radiolinia

### 13.3.1. Systemy radiolinii

Przesłanie informacji drogą radiową odbywa się w układzie o podstawowej strukturze pokazanej na rys. 13.5.



**Rys. 13.5.** Układ ideowy łącza radiolinii z transmisją między antenami.

Główne elementy systemu transmisyjnego to nadajnik i odbiornik, wyposażone w anteny, między którymi sygnał przesyłany jest w wolnej przestrzeni (atmosfera Ziemi, przestrzeń między satelitami). Odległość między antenami wynosi  $r$ , przy czym odległość ta jest znacznie większa od rozmiarów anteny. Celem transmisji radiowej jest przesłanie informacji. Informacją może być sygnał analogowy albo cyfrowy, a także wiele informacji przesyłanych równocześnie. Do przesyłania sygnału wykorzystywana jest fala nośna o częstotliwościach bardzo różnych, od fal radiowych o długości kilometrów, do fal milimetrowych.

Współczesne systemy radiokomunikacyjne są bardzo zróżnicowane. Można podzielić je według różnych kryteriów. Jedno z nich uwzględnia liczbę użytkowników i sposób transmisji informacji.

- Systemy *point-to-point* wykorzystują jeden nadajnik i jeden odbiornik; transmisja często zachodzi w jedną stronę.
- Systemy *point-to-multipoint* bazują na jednym nadajniku i wielkiej liczbie odbiorników. Są to systemy transmisji radiowej i telewizyjnej. Stosowane są rozmaite modulacje: AM, FM, QAM.
- Systemy *multipoint-to-multipoint* pozwalają na jednoczesne połączenia wielkiej liczby użytkowników i wykorzystują sieć stacji bazowych. Są to systemy telefonii komórkowej, lokalne sieci bezprzewodowe.

Stosowany jest także podział ze względu na kierunek transmisji informacji.

- Systemy *simplex* pozwalają na komunikację tylko w jedną stronę, od nadajnika do odbiornika.
- Systemy *half-duplex* umożliwiają komunikację w obie strony, ale nie jednoczesną.
- Systemy *full-duplex* zapewniają jednoczesną transmisję informacji w obie strony.

W ostatnich latach intensywnie rozwijane są systemy transmisji w wolnej przestrzeni wykorzystujące falę nośną o długościach z pasm optycznych, podczerwieni i promieniowania widzialnego. Systemy te opisano w książce poświęconej telekomunikacji optofalowej<sup>2</sup>.

### 13.3.2. Równanie transmisji mocy

W rozdziale 8 zdefiniowano parametry anten. Wykorzystamy przedstawione tam zależności. Antena nadajnika emituje w przestrzeń moc  $P_{NAD}$ , przy czym jej wzmocnienie wynosi  $G_{NAD}$ . Maksymalna wartość gęstości mocy  $S_N$  fali wyemitowanej przez antenę, w preferowanym przez jej konstrukcję kierunku, można zapisać następująco.

$$S_N[\text{W/m}^2] = \frac{P_{NAD} G_{NAD}}{4\pi r^2}; \quad (13-1)$$

Moc sygnału  $P_{ODB}$  odbieranego przez antenę odbiornika zależy od wartości gęstości mocy w punkcie, w którym ją umieszczono i od jej skutecznej powierzchni  $A_{ef}(\theta, \phi)$ .

<sup>2</sup> B. Galwas, *Podstawy telekomunikacji optofalowej*. Akademicka Seria WWSI, Warszawa 2018.

$$P_{ODB} = A_{ef} S_N; \quad (13-2)$$

Antena odbiornika powinna być zwrócona w stronę anteny nadajnika, aby jej wzmacnienie było maksymalne. W tych warunkach jej powierzchnię skuteczną można obliczyć z zależności (13-3).

$$A_{ef[m^2]}(\theta, \phi) = \frac{\lambda_{[m]}^2}{4\pi} G_{ODB}(\theta, \phi); \quad (13-3)$$

Można teraz napisać równanie transmisji mocy w układzie łącza radiowego, przy założeniu, że obie anteny skierowane są w preferowanym konstrukcją kierunku, którym jest prosta łącząca obie anteny.

$$P_{ODB} = P_{NAD} \frac{G_{NAD} G_{ODB} \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (13-4)$$

Jest oczywistym, że moc  $P_{ODB}$  odbierana przez odbiornik jest proporcjonalna do mocy  $P_{NAD}$  wypromieniowanej przez nadajnik. Zależy ona też od wzmacnień  $G_{NAD}$  i  $G_{ODB}$  obu anten. Moc odbierana maleje ze wzrostem odległości  $r$  jak  $1/r^2$ . Jednakże iloczyn  $G_{NAD} G_{ODB} \lambda^2$  nie maleje ze wzrostem częstotliwości jak  $1/f^2$ , gdyż wzrastają wzmacnienia anten.

W praktyce szereg czynników może zmniejszyć moc odbieraną przez odbiornik. Mogą to być błędy w ustawieniu anten, niedopasowanie ich polaryzacji, straty spowodowane atmosferą i zanikanie spowodowane propagacją wielościeżkową. Należy również wziąć pod uwagę straty wywołane niedopasowaniem impedancji obu anten i połączonych z nimi przewodnic.

Zależność (13-4) można – po zlogarytmowaniu obu stron – zapisać w postaci (13-5).

$$P_{ODB[dBm]} = P_{NAD[dBm]} + G_{NAD[dB]} + G_{ODB[dB]} - 20 \log(f_{[MHz]} r_{[km]}) - 32,44; \quad (13-5)$$

Ta postać równania transmisji jest wygodna i często wykorzystywana w obliczeniach projektowych.

Równanie (13-4) opisujące transmisję mocy pozwala porównać tłumienie sygnału przy transmisjach w wolnej przestrzeni i linią transmisyjną. Okazuje się, że transmisja w wolnej przestrzeni jest zdecydowanie korzystna na duże odległości, np. transmisja satelitarna, międzysatelitarna. Przy odległościach kilometrów – setek kilometrów najlepsze rezultaty osiąga się przy użyciu światłowodu. Ten typ przewodnicy falowej ma najmniejsze tłumienie na kilometr.

### 13.3.3. Radiolinia – nadajnik i odbiornik

Nadajnik i odbiornik są najważniejszymi składnikami łącza transmisyjnego. Ich rozwiązania układowe bywają bardzo złożone, ale w każdym przypadku realizują kilka prostych i ważnych funkcji. Układ ideowy nadajnika radiolinii pokazano na rys. 13.6.

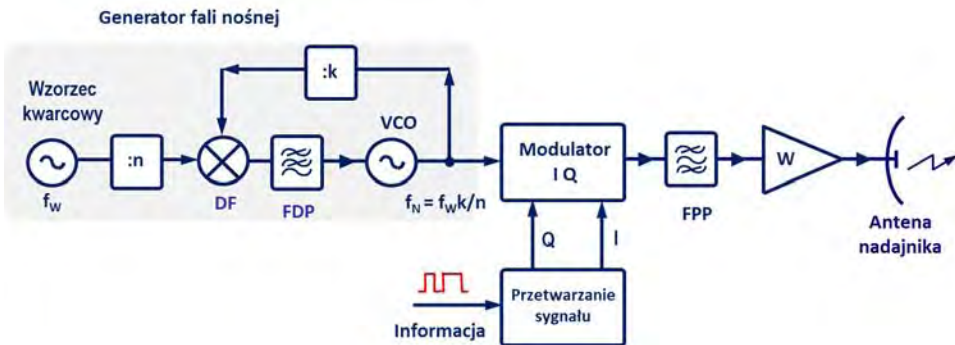


Jednym z ważniejszych układów nadajnika jest generator fali nośnej. Jego częstotliwość powinna być dokładnie określona i kontrolowana. Częstotliwość oscylatora można stabilizować za pomocą rezonatora o dużej dobroci. W układzie na rys. 13.6 pokazano inne rozwiązanie, w którym wykorzystano oscylator VCO przestrajany napięciem na diodzie waraktorowej. Jego częstotliwość jest kontrolowana w układzie ze sprzężeniem zwrotnym wykorzystującym pętlę fazową PLL. Wzorcem częstotliwości jest oscylator kwarcowy. Oscylatory z rezonatorem kwarcowym wykorzystywane w telekomunikacji pracują zwykle na częstotliwościach  $f_W = 1-50$  MHz, a ich stabilność jest w granicach  $10^{-9}-10^{-8}$  na dobę. Częstotliwość  $f_N$  oscylatora VCO może być ustalona w paśmie mikrofalowym. Dzielnik częstotliwości przez  $k$  pozwala w detektorze fazy DF porównać obie częstotliwości, zgodnie z zależnością (13-6).

$$\frac{f_W}{n} = \frac{f_N}{k}; \quad f_N = f_W \frac{k}{n}; \quad (13-6)$$

Próba zmiany częstotliwości oscylatora VCO powoduje pojawienie się na wyjściu detektora fazy DF napięcia, które zapobiega przestrojeniu oscylatora.

Sygnał fali nośnej kierowany jest następnie do układu modulatora IQ. Pracę modulatora QAM opisano w poprzednim rozdziale. W praktyce stosowane są rozmaite rodzaje modulatorów. Mogą to być analogowe modulatory amplitudy AM bądź częstotliwości FM, a także cyfrowe modulatory fazy PSK.



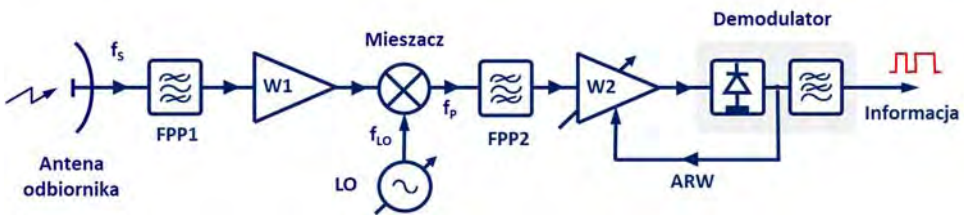
**Rys. 13.6.** Układ ideowy nadajnika radiolinii. Wzorec częstotliwości  $f_W$  stabilizuje częstotliwość  $f_N$  oscylatora VCO w układzie pętli fazowej z detektorem fazy DF i dzielnikami częstotliwości  $:n$  i  $:k$ . Fala nośna modulowana przez modulator IQ. FDP – filtr dolnoprzepustowy, FPP – filtr pasmowoprzepustowy, W – wzmacniacz mocy.

Sygnał wyjściowy modulatora jest starannie filtrowany, aby usunąć niepotrzebne składniki procesu modulacji. Poziom mocy sygnału zmodulowanego jest zwykle niewielki i przed dotarciem do anteny sygnał jest silnie wzmacniany.

Poziom mocy kierowanej do anteny jest rozmaity. W przypadku nadajników telewizyjnych sięga 100 kW, w przypadku telefonów komórkowych, z których prawie wszyscy

korzystamy, może sięgać 1 W. W nadajnikach małej mocy pracują wzmacniacze tranzystorowe. W nadajnikach stacji radiowych i telewizyjnych, przy transmisji do oddalonych satelitów, potrzebna jest moc rzędu dziesiątek i setek kilowatów. W tych wypadkach często stosowane są lampy elektronowe, takie jak tetrody dużej mocy, klitrony i lampy o fali bieżącej. W nadajnikach stacji radiolokacyjnych dużej mocy stosowane są od wielu lat magnetry. Wzmocniony sygnał w torze nadajnika kierowany jest następnie do anteny, która emituje falę w wybranym kierunku.

Odbiornik łącza radiowego powinien mieć wysoką czułość i selektywność. Powinien być w stanie pobrać informację niesioną przez sygnał słaby wśród innych silniejszych sygnałów.



**Rys. 13.7.** Układ ideowy odbiornika radiolinii. FPP1 i FPP2 filtry pasmowoprzepustowe. W1 – wzmacniacz niskoszumny, W2 – wzmacniacz pośredniej częstotliwości, LO – lokalny oscylator heterodyny mieszacza, ARW – układ automatycznej regulacji wzmacnienia.

W układzie odbiornika pracują odpowiednio dobrane filtry i precyzyjnie przestrajany lokalny oscylator, gdyż odbiorniki pracują zwykle, wykorzystując przemianę częstotliwości. Zakres wzmacnienia powinien być duży i pozwalać na automatyczną regulację jego wartości. Ideę układu odbiornika pokazano na rys. 13.7. Sygnał pobrany przez antenę jest najpierw filtrowany przez filtr pasmowoprzepustowy FPP1, aby usunąć sygnały poza pasmem odbioru. W paśmie odbioru mieści się zwykle cały grzebień częstotliwości wielu sygnałów. W kolejnym kroku niskoszumny wzmacniacz W1 wzmacnia wszystkie sygnały, które zmieściły się w paśmie transmisji filtru.

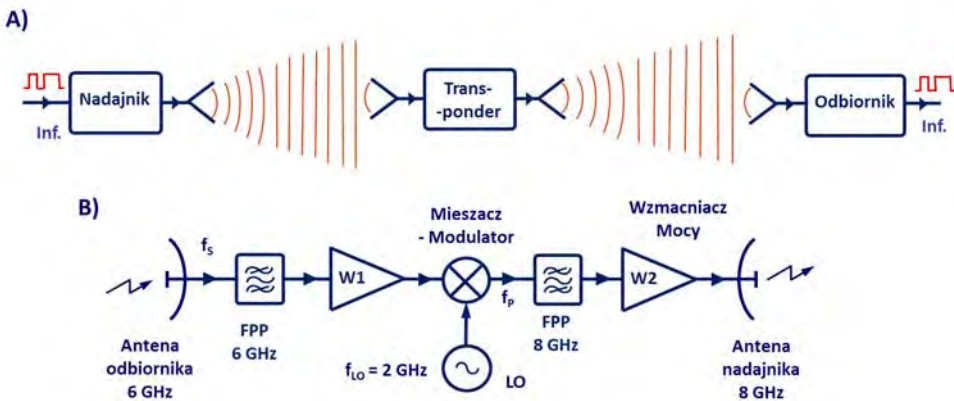
Mieszacz częstotliwości przesuwca cały grzebień transmitowanych sygnałów w dół, w pasmo częstotliwości pośrednich. Wielkość przesunięcia regulowana jest częstotliwością  $f_{lo}$  oscylacji precyzyjnie przestrajanego lokalnego oscylatora LO. Z grzebienia sygnałów w porcie wyjściowym mieszacza filtr pasmowoprzepustowy FPP2 umożliwi transmisję zwykle jednego, wybranego przez LO sygnału. Następnie sygnał jest silnie wzmacniany i kierowany do demodulatora. Demodulator usuwa falę nośną i odzyskuje oryginalny analogowy lub cyfrowy sygnał pasma podstawowego. Wzmocnienie wzmacniacza W2 powinno być na tyle duże, by odzyskać informację z najślabszego sygnału. Aby nie zdeformować sygnałów znacznie silniejszych, wprowadzana jest automatyczna regulacja wzmacnienia ARW, która w układzie sprzężenia zwrotnego redukuje wzmacnienie wzmacniacza W2.

Struktura i funkcje odbiornika pozwalają stosować różne warianty układowe. Często w odbiorniku stosowana jest podwójna przemiana częstotliwości. Podwójna przemiana ułatwia filtrowanie częstotliwości.

Stosowane są także układy, w których częstotliwość  $f_{LO}$  lokalnego oscylatora równa jest częstotliwości  $f_N$  fali nośnej. Mamy wtedy do czynienia z detekcją koherentną, a odbiornik staje się wtedy homodynowym. Informacja niesiona przez falę nośną zostaje przeniesiona bezpośrednio do pasma podstawowego.

### 13.3.4. Radiolinia – transponder

W wielu systemach radiokomunikacyjnych odległość między nadajnikiem, a odbiornikiem jest na tyle duża, że transmisja LOS jest niemożliwa. W takich przypadkach między nadajnikiem i odbiornikiem wprowadza się stacje pośredniczące, wyposażone w transponder. Przykład takiego rozwiązania pokazano na rys. 13.8A.



**Rys. 13.8.** Układ ideowy łącza radiolinii z transponderem pośredniczącym w transmisji. **A)** Transponder włączony między nadajnikiem i odbiornikiem łącza. **B)** Przykład rozwiązania układu funkcjonalnego transpondera. FPP – filtr pasmowoprzepustowy, W1 i W2 – wzmacniacze, LO – lokalny oscylator.

Transponder jest układem odbiorczo-nadawczym. Jedną z jego anten odbiera sygnał z naniesioną informacją, wysłany przez nadajnik inicjujący transmisję. Sygnał jest wzmacniany i po usunięciu fali nośnej informacja zostaje naniesiona na inną falę nośną, następnie zostaje wzmacniony i przez drugą antenę wyemitowany w stronę końcowego odbiornika.

Przykład układu transpondera pokazano na rys. 13.8B. Jak w typowym odbiorniku odebrany przez antenę sygnał jest filtrowany i po wzmacnieniu przez wzmacniacz W1 skierowany do mieszacza. Umieszczony za mieszaczem filtr pasmowoprzepustowy wybiera górną wstęgę. Po wzmacnieniu przez wzmacniacz W2 sygnał zostaje wyemitowany przez antenę w stronę końcowego odbiornika. Częstotliwości fali nośnych odbieranej i wyemitowanej są różne. W wielu rozwiązaniach między umieszczonymi na końcach łącza nadajnikiem i odbiornikiem wprowadza się wiele transponderów. W każdym przypadku

częstotliwości odbieranych sygnałów różnią się od nadawanych, przy czym w kolejnych transponderach wybierane są po procesie mieszania raz górne wstęgi, raz dolne.

W wielu rozwiązaniach układowych transponderów stosowane są podwójne przemiany częstotliwości, co ułatwia procesy filtrowania.

Radiolinie budowane są często jako połączenia komunikacyjne między odległymi miastami. W takich przypadkach budowane są równoległe dwa systemy transmisyjne z wieloma transponderami, aby umożliwić transmisję informacji w obie strony.

Przy transmisji informacji na duże odległości wykorzystywane są transpondery umieszczone na satelitach. Do transmisji do odbiorcy po drugiej stronie naszej planety kolejnymi punktami transmisji mogą być transpondery na dwóch lub więcej satelitach.

## 13.4. Szumy w układach odbiorników

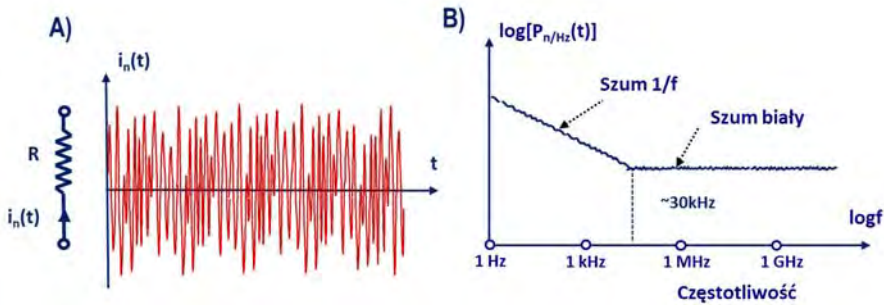
### 13.4.1. Ogólne uwagi o szumach

Opanowanie możliwości budowy wzmacniaczy pozwalało wzmocnić moc docierających do odbiornika sygnałów, zwykle zbyt słabych, by można było je wykorzystać. Można oczekiwać, że odpowiednio duże wzmocnienia łańcucha kilku wzmacniaczy podniosą w każdym przypadku moc sygnału do odpowiedniego poziomu.

Jednakże istnieją przeszkody ograniczające wielkość wzmocnienia. Odbiór i obróbka sygnałów niosących informację w systemach odbiorczych odbywają się w obecności przypadkowych prądów i napięć, zwanych szumami. Antena odbiornika odbiera wraz z sygnałem szum z otoczenia. Wszystkie elementy odbiornika wraz z przewodnicami, które są aktywne lub stratne, generują szum. Ten pierwszy nazywamy szumem anteny, a drugi szumem odbiornika. Suma tych składników jest szumem systemu odbiorczego. Poziom mocy sygnału powinien być istotnie większy od poziomu mocy szumów. W każdym kolejnym układzie obróbki różnica poziomów mocy sygnału i szumu maleje. Jeżeli dystans między nimi stanie się zbyt mały, to maleje użyteczność sygnału, obraz na ekranie jest „zaszumiony”, głos śpiewaka operowego traci barwę, odebrany program komputerowy zawiera błędy uniemożliwiające prawidłową pracę. Przedstawiony w tym punkcie opis efektów i skutków obecności szumów w systemach telekomunikacyjnych pozwoli zrozumieć problem.

Przykład przebiegu prądu szumów  $i_n(t)$  w rezystorze  $R$  pokazano na rys. 13.9A. Średnia wartość tego prądu jest w pewnym okresie czasu równa 0, ale obecność szumów związana jest mocą szumów i niesioną przez szumy energią. Na kolejnym rys. 13.9B pokazano rozkład gęstości mocy szumów na wyjściu wzmacniacza, w umownym przedziale częstotliwości równym 1 Hz, w szerokim zakresie częstotliwości od 1 Hz do 100 GHz obejmującym całe pasmo mikrofalowe. W paśmie małych częstotliwości dominują szumy migotania (ang. *flicker noise*), zwane też szumami  $1/f$ , ponieważ gęstość mocy tych szumów maleje z częstotliwością jak funkcja  $1/f$ .

Szumy migotania są wywoływane zmianami prądu powodowanymi przez defekty występujące w strukturze materiału półprzewodnikowego. W systemach radiokomunikacyjnych szumy  $1/f$  mają znaczenie w układach detekcji i przy transmisji radiowej w pasmach fal długich.



**Rys. 13.9.** Szumy w obwodach elektronicznych. **A)** Chwilowy prąd szumów  $i_n(t)$  w rezystorze. **B)** Typowa charakterystyka gęstości mocy szumów  $P_{n/Hz}(f)$  na wyjściu wzmacniacza operacyjnego, w szerokim zakresie częstotliwości 1 Hz-100 GHz, w skali log-log.

W pasmach częstotliwości powyżej 1 MHz dominuje szum biały. Jest on sumą dwóch składników: szumu śrutowego i szumu termicznego.

Szumy śrutowe (ang. *shot noise*), zwane inaczej szumami Schottky'ego, powstają, gdy w tranzystorach lub diodach elektron pokonuje barierę potencjału. Prąd przepływający przez złącze p-n nie ma charakteru ciągłego, jest sumą bardzo wielu impulsów prądowych. Dlatego też moc szumów śrutowych rośnie wraz z natężeniem prądu, niezależnie od wartości temperatury. Szumy termiczne zostaną opisane w kolejnym punkcie.

### 13.4.2. Szumy termiczne

Szumy termiczne (ang. *thermal noise*) obecne w obwodach i układach elektronicznych wywołane są chaotycznym ruchem swobodnych elektronów w przewodniku. W układach odbiorników odebranemu i przekształcanemu sygnałowi towarzyszy szum. Poziom mocy szumu rośnie w trakcie kolejnej obróbki sygnału, co utrudnia odzyskanie niesionej informacji.

Przyjrzymy się krótko naturze szumów. Na zaciskach rezystora  $R$  w temperaturze  $T$  [K] występuje napięcie  $e_n(t)$  wywołane przypadkowym ruchem elektronów, opisanym prądem szumów  $i_n(t)$  – rys. 13.9A. Kwadrat prądu szumów  $i_n^2$  zapisuje się zależnością (13-7):

$$i_n^2 = \frac{4kTB}{R}; \quad (13-7)$$

W zależności powyższej  $B$  jest pasmem częstotliwości, w którym analizowana jest moc szumów, a  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K jest stałą Boltzmana.

Kwadrat napięcia szumów termicznych  $e_n^2$ , docierających do rezystora  $R$  po transmisji przez idealny filtr o pasmie transmisji  $B$ , wyraża się znanym wzorem:

$$e_n^2 = 4RkTB; \quad (13-8)$$

Jak wspomniano wcześniej, szum termiczny jest szumem „białym”, jego widmo na osi częstotliwości rozciąga się szeroko. Moc  $P_n$  szumów wydzielona w rezystorze  $R$ , ograniczona pasmem  $B$  filtru, czyli dysponowana moc szumów zapisuje się prostą zależnością.

$$P_n = kTB; \quad (13-9)$$

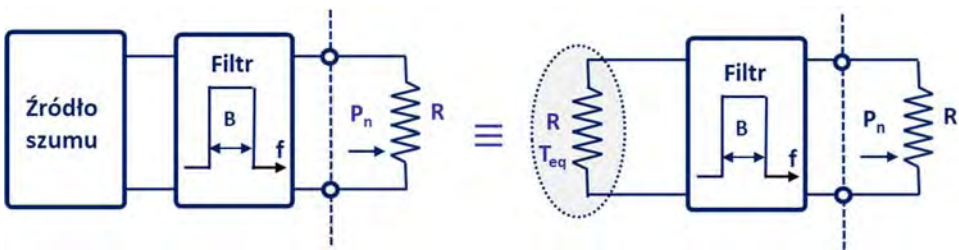
Zauważmy, że moc  $P_n$  jest niezależna od  $R$ !

Zależność (13-9) jest przybliżeniem dokładnego wzoru (13-10) opisującego promieniowanie ciała doskonale czarnego (tutaj  $h$  jest stałą Plancka):

$$P_n = \frac{hfB}{e^{hf/kT}} \cong kTB; \quad \text{gdym} \quad \frac{hf}{kT} \cong \frac{f_{[\text{GHz}]}}{20T_{[\text{K}]}} \ll 1; \quad (13-10)$$

Moce szumów są niewielkie, na przykład dla temperatury  $T = 300 \text{ K}$  i pasma  $B = 1 \text{ Hz}$ , moc  $P_n = 4,5 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz}$ , w decybelach jest to wartość  $P_{n[\text{dBm}]} = -174 \text{ dBm}$ . Dla pasma typowego dla telefonii komórkowej  $B = 30 \text{ kHz}$  moc szumów rośnie o kilka rzędów wielkości i wynosi  $P_{n(290\text{K},30\text{kHz})} = -129 \text{ dBm}$ . Dla pasma kanału telewizyjnego, w sytuacji gdy  $B = 6 \text{ MHz}$  moc szumów dalej rośnie,  $P_{n(290\text{K},6\text{MHz})} = -106 \text{ dBm}$ . Na rezystorze o rezystancji  $R = 10 \text{ k}\Omega$  w temperaturze  $300 \text{ K}$  i dla pasma  $B = 16 \text{ MHz}$  panuje napięcie szumów  $e_n = 36 \mu\text{V}$ .

W wielu analizach wprowadzane jest pojęcie zastępczej temperatury szumów. Na rys. 13.10 przedstawiono źródło szumów (może nim być antena odbiornika, wzmacniacz sygnału, mieszacz), dostarczające do rezystora  $R$  w pasmie  $B$  moc szumu  $P_n$ .



**Rys. 13.10.** Ilustracja wprowadzenia zastępczej temperatury szumów. Źródło szumów o mocy  $P_n$  reprezentowane przez rezystor  $R$  w temperaturze zastępczej  $T_{eq}$ .

Zgodnie z zależnością (13-11) źródło szumów można zastąpić rezystorem  $R$  w temperaturze zastępczej  $T_{eq}$ . Pojęcie temperatury zastępczej jest bardzo często stosowane przy analizie efektów obecności szumów w układach odbiorczych.

$$T_{eq} = \frac{P_n}{kB}; \quad (13-11)$$

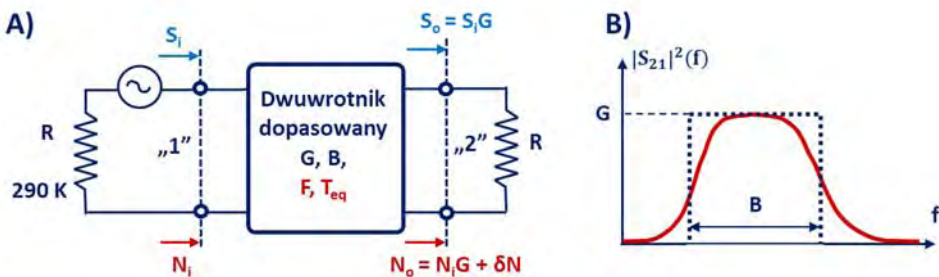
Dla uproszczenia przyjęto, że odbiorcą szumów jest także rezystor o wartości  $R$ .

### 13.4.3. Parametry szumowe dwuwrotnika

Aby wyjaśnić problem szumów w systemach odbiorczych, rozpatrzmy, jak propagowane są szумы w układzie: źródło szumów – dwuwrotnik – obciążenie. Układ taki pokazano na rys. 13.11A. Parametry dwuwrotnika opisane są macierzą rozproszenia  $[S]$  – zależność (13-12). Dla uproszczenia przyjęto, że dwuwrotnik jest obustronnie dopasowany.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} \\ S_{12} & 0 \end{bmatrix}; \quad |S_{21}|^2 = G; \quad (13-12)$$

Dwuwrotnik na rys. 13.11 opisany jest dwoma parametrami  $G$  i  $B$ . Parametry te opisują charakterystykę transmitancji  $S_{21}(f)$  jak pokazano na rys. 13.11B.



**Rys. 13.11.** Parametry szumowe dwuwrotnika. **A)** Poziomy mocy sygnału  $S$  i szumu  $N$  we wrotach dwuwrotnika. **B)** Opisanie charakterystyki  $|S_{21}|^2(f)$  parametrami  $G$  i  $B$ .

Gdy dwuwrotnik jest wzmacniaczem, to parametr  $G > 1$  jest wzmocnieniem, a  $B$  jest pasmem wzmocnienia.

Dwuwrotnik może również być tłumikiem, a wtedy  $0 < G < 1$ . Do portu „1” wejściowego dwuwrotnika dopływają: sygnał o mocy  $S_i$  i wygenerowany przez rezystor  $R$  szum o mocy  $N_i$ . Sygnał niosący informacje i szum są wzmocniane  $G$  razy. W porcie „2” wyjściowym wypływa sygnał wzmocniony o mocy  $S_0$  oraz szum o mocy  $N_0$ , obie wielkości opisane zależnościami (13-13).

$$S_0 = GS_i; \quad (13-13)$$

$$N_0 = GN_i + \delta N;$$

Szum w porcie wyjściowym „2” o mocy  $N_0$  jest większy od  $GN_i$  o przyrost  $\delta N$ . Przyrost został wygenerowany przez elementy układu dwuwrotnika, tranzystory, diody, rezystory.

Stosunek  $S/N$  mocy sygnału  $S$  do mocy szumu  $N$  jest miarą jakości odbioru. Stosunek ten zmalał w opisywanym przypadku transmisji przez dwuwrotnik.

W procesie obróbki stosunek  $S/N$  ulega degradacji w każdym procesie wzmacniania, przemiany częstotliwości, filtrowania czy też transmisji. Fakt ten pozwala wprowadzić parametr współczynnika szumów  $F$  opisującego właściwości przyrządu. W definicji współczynnika  $F$  przyjmuje się, że temperatura rezystora  $R$  w porcie „1” wynosi 290 K. Współczynnik szumów  $F$  dwuwrotnika / wzmacniacza o wzmocnieniu  $G$  i pasmie pracy  $B$  definiowany jest następująco:

$$F = \frac{S_i/N_{i290}}{S_o/N_o} = \frac{N_o}{GN_{i290}} > 1; \quad (13-14)$$

Drugim szumowym parametrem dwuwrotnika jest jego zastępcza temperatura szumów  $T_{eq}$ . Jej wartość związana jest z przyrostem  $\delta N$  wyjściowej mocy szumów.

$$\delta N = GkBT_{eq}; \quad (13-15)$$

Jej znaczenie interpretujemy następująco: aby otrzymać na wyjściu dwuwrotnika poziom  $N_o$  mocy szumów należy temperaturę rezystora podnieść od 290 K do wartości 290 K +  $T_{eq}$ . Po uproszczeniach otrzymujemy związek między obu parametrami:

$$F = \frac{290 + T_{eq}}{290} = 1 + \frac{T_{eq}}{290K}; \quad (13-16)$$

Można go zapisać w innej postaci:

$$T_{eq[K]} = (F - 1)290; \quad (13-17)$$

Wartość współczynnika szumów  $F$  podawana jest często w decybelach. Po zlogarytmowaniu (13-16) otrzymujemy następującą zależność:

$$F_{[dB]} = 10\log\left(1 + \frac{T_{eq}}{290K}\right); \quad (13-18)$$

Współczynnik szumów układów (wzmacniaczy, mieszaczy, filtrów itp.) stosowanych w torach odbiorników jest bardzo ważnym parametrem decydującym o jakości odbieranego sygnału. Porównanie zdefiniowanych wielkości zestawiono w tabeli 13.1.

**Tabela 13.1.** Zestawienie różnych wartości temperatury szumów  $T_{[K]}$ , współczynnika szumów  $F$  i współczynnika szumów wyrażonego w decybelach  $F_{[dB]}$

$T_{eq}$ [K]	1	7	35	75	290	870	2600
$F$	1,003	1,023	1,12	1,26	2	4	10
$F_{[dB]}$	0,014	0,1	0,5	1	3	6	10



Dla obwodów, których współczynnik szumów jest mniejszy od 1 dB, podawanym parametrem jest zastępcza temperatura szumów. Dla bardziej szumiących podaje się zwykle współczynnik szumów  $F_{[dB]}$ .

#### 13.4.4. Parametry szumowe obwodów odbiornika

W punkcie tym omówimy parametry szumowe czterech elementów, często spotykanych w układach odbiorników: linii długiej, wzmacniacza, mieszacza i tłumika rezystywnego.

Na rys. 13.12A pokazano odcinek stratnej linii długiej o impedancji charakterystycznej  $Z_0$ , w temperaturze 290 K. Linią transmitowany jest sygnał o mocy  $S_i$  oraz szumy generowane przez rezystor  $R = Z_0$ , znajdujący się w temperaturze 290 K. Szumy generowane przez rezystor  $R$  rozchodzą się wzdłuż przewodnicy falowej we wszystkich dopuszczalnych modach. Propagowany przewodnicą falową sygnał jest tłumiony, gdyż stała propagacji  $\alpha > 0$ . Propagowane szumy są także tłumione. Rzeczywista przewodnica stratna sama generuje szumy. Gdy  $R = Z_0$  i temperatura  $T$  jest jednakowa dla rezystora i dla przewodnicy, to poziom szumów pozostaje ten sam. W konsekwencji współczynnik szumów  $F_{LD}$  o długości  $l$  i stałej tłumienia  $\alpha$  wyrazi się zależnością (13-19).

$$F_{LD} = e^{2\alpha l}; \quad (13-19)$$

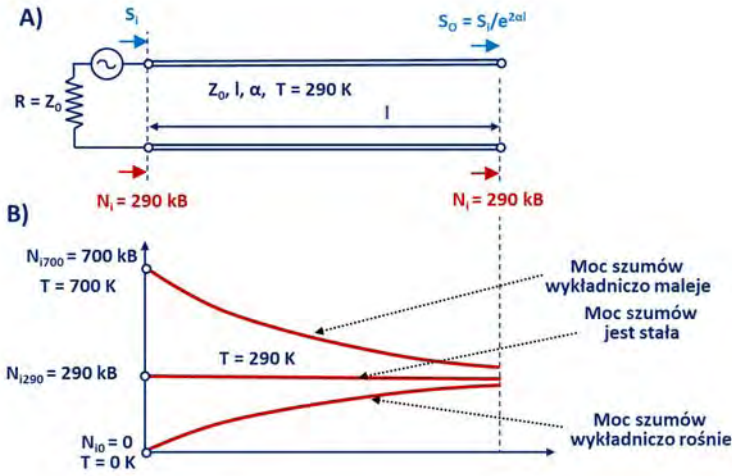
Współczynnik szumów rośnie z powodu tłumienia transmitowanego sygnału.

Na rys. 13.12B pokazano przypadek, w którym w porcie wejściowym linii długiej pojawi się szum odpowiadający temperaturze 700 K. W miarę transmisji linią długą, która jest w temperaturze 290 K, moc szumów maleje do poziomu odpowiadającego 290 K. W kolejnym przypadku moc szumów na wejściu  $N_{i0} = 0$ . W miarę transmisji linią długą moc szumów wzrasta do poziomu  $N_{i290}$ .

Współczynnik szumów wzmacniaczy stosowanych w torach odbiorników radiokomunikacyjnych jest bardzo ważnym parametrem decydującym o jakości odbieranego sygnału – rys. 13.13A. W następnym punkcie przedstawiona zostanie formuła Friisa, zgodnie z którą właściwości szumowe pierwszego wzmacniacza mają największy wpływ na parametry szumowe odbiornika. Bardzo ważnym jest dobór tranzystora, ustalenie punktu pracy oraz dopasowanie obwodów współpracujących z tranzystorem.

Na rys. 13.15 pokazano typowe przebiegi zastępczej temperatury szumów dla kilku typów tranzystorów. Opracowana kilka dekad temu technologia tranzystorów HEMT (ang. *High-Electron-Mobility Transistor*) umożliwiła znaczną poprawę parametrów szumowych odbioru. Zainteresowani Czytelnicy znajdą obszerną literaturę związaną z problemami projektowania wzmacniaczy niskoszumowych.

Mieszacz mikrofalowy jest przyrządem umieszczanym bardzo często w torach układów odbiorczych – rys. 13.13B. Zmienia on częstotliwość fali nośnej, przesuując ją do innego zakresu.



**Rys. 13.12.** Ilustracja transmisji szumów w linii długiej. **A)** Linia długa w temperaturze 290 K tłumi wykładniczo sygnał, poziom mocy szumów pozostaje niezmienny. **B)** Szumy wzdłuż linii długiej w warunkach różnych poziomów szumów wejściowych.

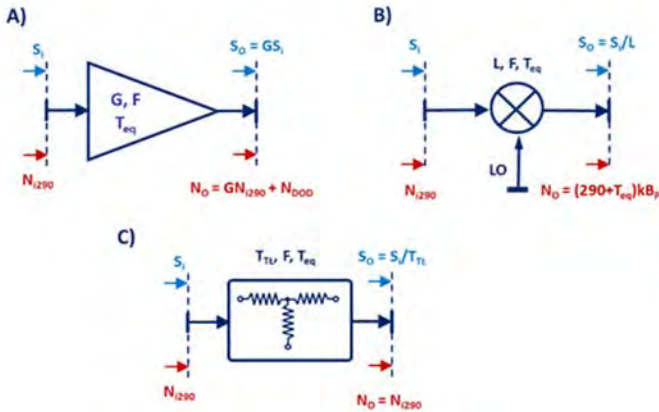
Najczęściej w układach odbiorników stosowane są mieszacze diodowe. Najważniejszym parametrem są straty przemiany  $L_M$  mieszacza. Straty przemiany podawane są zwykle w decybelach i wtedy mieszczą się w granicach  $L_{M[\text{dB}]} = 4 - 6$  dB. Pomiarzy wykazały, że współczynnik szumów  $F_M$  jest nieco większy od wartości  $L_M$ , co pokazano w zależności (13-20).

$$F_{M[\text{dB}]} \cong L_{M[\text{dB}]} + 0,5 - 1 \text{ dB}; \quad (13-20)$$

W wielu układach odbiorczych, szczególnie pracujących poniżej 1 GHz, stosowane są często zrównoważone mieszacze tranzystorowe. Moc sygnału pośredniej częstotliwości bywa w takich przypadkach większa od mocy sygnału wejściowego. Współczynnik szumów mieszaczy tranzystorowych zależy od typu użytych tranzystorów.

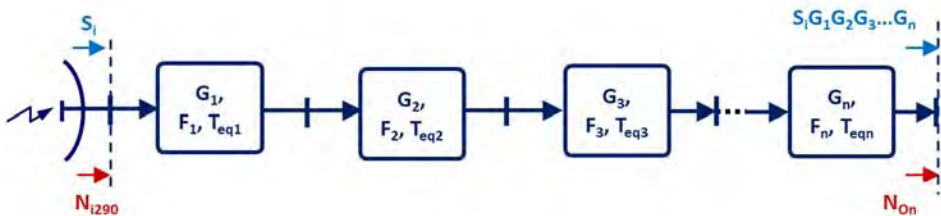
Na rys. 13.13C przedstawiono tłumik z rezystorami, obustronnie dopasowany. Tłumiki tego typu o tłumieniach  $T_{T[\text{dB}]} = 3, 6, 10, 20$  dB, często spotyka się w torach układów odbiorczych. Zadaniem tłumika jest zmniejszenie poziomu mocy sygnału  $S_i$  do wartości  $S_i/T_T$ . W tym samym stopniu zostaje stłumiona moc szumów  $N_{i290}$  wpływających do portu wejściowego. Rezystory tłumika są generatorami szumów, gdyż ich temperatura równa jest także 290 K. W rezultacie moc szumów w porcie wyjściowym jest taka sama, jak na wejściu. Współczynnik szumów tłumika  $F_{T1} > 1$ , ponieważ moc sygnału zmalała. Jego wartość zależy od wartości tłumienia tłumika, zgodnie z równością (13-21).

$$F_{T1} = T_T; \quad (13-21)$$



**Rys. 13.13.** Ilustracja transmisji sygnału  $S$  i szumów  $N$  przez różne obwody odbiornika. **A)** Transmisja przez wzmacniacz o wzmocnieniu  $G$ . **B)** Transmisja przez mieszacz o stratach przemiany  $L$ . **C)** Transmisja przez tłumik o tłumieniu  $T_T$ .

Na rys. 13.14 przedstawiono pierwsze cztery obwody toru nadajnika dołączone do anteny, bez wskazywania pełnionej w systemie roli, natomiast z podaniem ich parametrów szumowych. Parametr  $G$  opisuje transmisję mocy sygnału. Wzmacniacz jest zwykle pierwszym za anteną elementem w łańcuchu. Jego wzmocnienia  $G_1 > 1$  odgrywa ważną rolę. Inne obwody łańcucha: filtry, mieszacz, tłumiki, odcinki przewodnic tłumią w pewnym stopniu sygnał. W ich przypadku  $0 < G < 1$ .



**Rys. 13.14.** Transmisja sygnału i szumów przez łańcuch układów odbiornika. Kolejne układy opisane są parametrami:  $G, F$  i  $T_{eq}$ . Dla wzmacniaczy  $G > 1$ , inne układy  $0 < G < 1$ .

Współczynnik  $F$  takiego łańcucha układów można opisać zależnością (13-22).

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}; \tag{13-22}$$

Temperaturę zastępczą  $T_{eq}$  łańcucha układów można obliczyć z zależności (13-23).

$$T_{eq} = T_{eq1} + \frac{T_{eq2}}{G_1} + \frac{T_{eq3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{eqn}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}; \quad (13-23)$$

W całym łańcuchu układów odbiornika koniecznym jest umieszczenie kilku wzmacniaczy, gdyż sygnał odebrany przez antenę jest zwykle bardzo słaby. Analiza powyższych zależności pozwala dostrzec rolę pierwszego wzmacniacza. Należy go umieścić jak najbliżej anteny, aby jego wzmocnienie  $G_1 > 1$  pojawiło się w mianownikach jak największej liczby składników obu zależności. Dlatego umieszczony jest zwykle tuż za anteną, po koniecznym filtrze.

Współczynnik szumów tego wzmacniacza decyduje o współczynniku szumów całego systemu odbiorczego. Opracowano metodykę konstruowania wzmacniaczy o możliwie najmniejszym współczynniku szumów. Odsyłam Czytelników do obszernej literatury tego tematu.

Poza tym opracowano technologie i konstrukcje niskoszumnych tranzystorów, aby zwiększyć czułość systemów odbiorczych. Na rys. 13.15 można znaleźć krzywe  $T_{eq}(f)$  dla najlepszych – z punktu widzenia poziomu mocy szumów – rodzin tranzystorów wykonanych w kilku technologiach. Są to tranzystory bipolarne, MESFET i HEMT. Stwierdzono, że obniżając temperaturę pracy wzmacniaczy tranzystorowych, uzyskuje się obniżenie temperatury zastępczej  $T_{eq}$ , wzmacniaczy. Na opisywanym wykresie przedstawiono krzywą dla wzmacniaczy z tranzystorami HEMT, pracującymi w temperaturze 15 K. Prawdopodobnie są to najlepsze z publikowanych rezultatów.

### 13.4.5. Szumy odbierane przez antenę

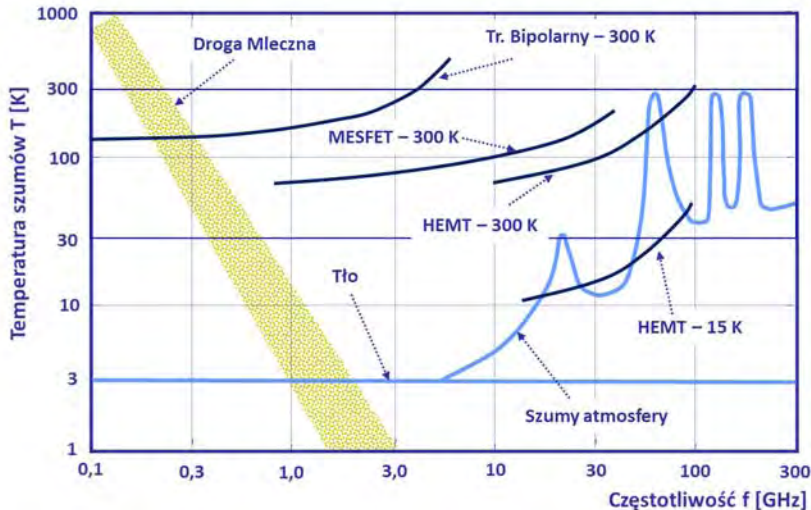
Rolą anteny odbiornika jest odbiór sygnałów niosących informację. Sygnał dociera do anteny z różnych kierunków. Tysiące anten odbiera sygnały emitowane przez stacjonarne satelity, miliony anten telefonów mobilnych komunikuje się z najbliższą stacją bazową. Każda antena obok użytecznego sygnału odbiera również moc szumów propagowanych nad powierzchnią Ziemi, a także pochodzących z kosmosu.

Podobnie jak dla układów tworzących łańcuch odbiornika można dla anteny zdefiniować zastępczą temperaturę szumów  $T_{eqA}$ , która jest temperaturą rezystora zapewniającego taką samą moc szumów, jaka jest dostępna w porcie wyjściowym anteny.

Antena odbiera szumy zewsząd, w tym z kosmosu i atmosfery. Można zdefiniować temperaturę  $T_{eqA}$  jako temperaturę otaczającej antenę powierzchni ciała doskonale czarnego, które jest źródłem tego szumu. Wartość temperatury  $T_{eqA}$  zależy od częstotliwości i kierunku odbioru.

Na rys. 13.15 pokazano temperaturę szumów otaczającej nas przestrzeni. Jeżeli wszystkie ciała są źródłem szumów, to należy przypuszczać, że skierowując antenę pomiarową w pustkę kosmosu, nie odbierzemy nic. Zrobiono taki eksperyment i zmierzono, że szum kosmiczny ma poziom odpowiadający temperaturze 3 K. Szum ten nazywany jest promieniowaniem tła. Zgodnie z teorią jest to ślad wielkiego wybuchu, pozostałość po narodzinach

wszechświata. Poziom szumów kosmosu rośnie, jeśli antena skierowana jest w stronę galaktyki. Najbliższa Ziemi galaktyka Droga Mleczna jest silnym źródłem szumów w pasmach częstotliwości poniżej 1 GHz. Szum Drogi Mlecznej zmniejsza się przy zmianie kierunku anteny. Zastępcza temperatura szumów anteny nie zależy od wzmocnienia anteny, ale oczywiście zależy od kierunku, w którym antena jest skierowana.



**Rys. 13.15.** Temperatura szumów otaczającej nas przestrzeni. Dla porównania temperatury szumów niskoszumnych wzmacniaczy tranzystorowych małej mocy.

Powyżej częstotliwości 3 GHz rośnie poziom szumów atmosfery. Atmosferę można uznać za tłumik o temperaturze fizycznej około 270 K. Z tego powodu wiele anten obserwatoriów radioastronomicznych instaluje się w górach na wysokości kilku kilometrów.

W pobliżu miast i zamieszkałych terenów rejestrowane są silne źródła szumów wytwarzanych przez linie i instalacje energetyczne, świece zapłonowe samochodów, pociągi elektryczne. Anteny paraboliczne odbierające z satelitów stacjonarnych sygnały dziesiątek kanałów telewizyjnych, by dostarczyć je do sieci telewizji CATV, lokowane są poza miastami. Anteny radiolinii skierowane są równoległe do powierzchni ziemi. Poziom odbieranych szumów odpowiada wtedy temperaturze 290 K.

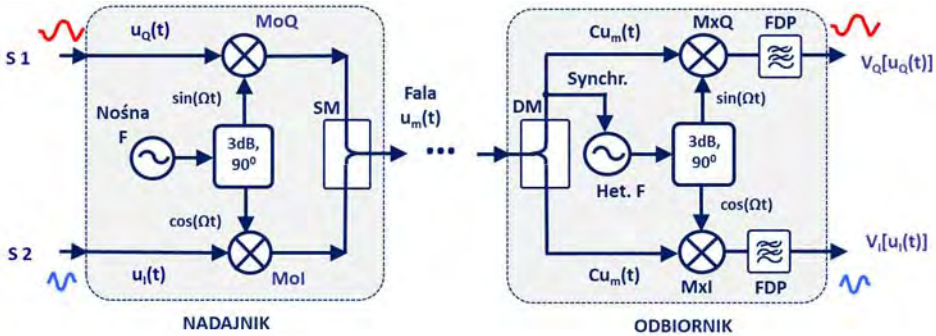
## 13.5. Multipleksacja

### 13.5.1. Multipleksacja z modulacją QAM

Modulacja cyfrowa QAM opisana została w rozdziale 12. Modulacja prowadzona w dwóch torach transmisyjnych pozwala zmieniać zarówno amplitudę, jak i fazę transmitowanego sygnału. W tym punkcie opisana będzie technika jednoczesnego nakładania dwóch

strumieni informacji na tę samą falę nośną, co jest równoznaczne z uruchomieniem dwóch kanałów transmisyjnych wykorzystujących to samo pasmo łącza transmisyjnego.

Schemat ideowy łącza umożliwiającego podwojenie szybkości transmisji przedstawiono na rys. 13.16. Przyjęto, że łączem transmitowane są dwa sygnały analogowe  $u_Q(t)$  i  $u_I(t)$  doprowadzone do portów wejściowych S1 i S2. Sygnały te kierowane są do modulatorów MoQ i MoI. Generator fali nośnej o częstotliwości  $F = \Omega/2\pi$  kieruje falę nośną do obu modulatorów przez sprzęgacz 3 dB/90°. Dzięki temu sygnały te mają jednakowe amplitudy i są przesunięte w fazie o 90°.



**Rys. 13.16.** Układ nadajnika i odbiornika w łączu stosującym multipleksację z modulacją QAM. W układzie nadajnika:  $u_Q(t)$  i  $u_I(t)$  są transmitowanymi sygnałami, MoQ i MoI – modulatory amplitudy, SM – sumator mocy. W układzie odbiornika: DM – dzielnik mocy, MxQ i MxI – mieszacze w obu torach, FDP – filtry dolnoprzepustowe, Het. F – generator heterodyny o częstotliwości synchronizowanej częstotliwością odbieranego sygnału,  $V_Q[u_Q(t)]$  i  $V_I[u_I(t)]$  sygnały wyjściowe.

Po modulacji sumator SM łączy sygnały z obu torów, a napięcie chwilowe  $u_m(t)$  można zapisać w postaci (13-24).

$$u_m(t) = A_Q[u_Q(t)]\sin(\Omega t + \Phi_N) + A_I[u_I(t)]\cos(\Omega t + \Phi_N); \quad (13-24)$$

Amplitudy  $A_Q[u_Q(t)]$  i  $A_I[u_I(t)]$  są liniowymi funkcjami napięć  $u_Q(t)$  i  $u_I(t)$  transmitowanych łączem sygnałów. Po odpowiednim wzmocnieniu sygnały z obu torów przesyłane są do odbiornika w układzie antena – antena, bądź transmisją kablem. Dla prostoty na rysunku nadajnika nie umieszczono wzmacniaczy i filtrów.

Sygnał docierający do odbiornika zawiera, zgodnie z zależnością (13-24), dwa składniki modulowane w obu torach nadajnika. Moc odebranego sygnału jest oczywiście znacznie mniejsza od mocy wyjściowej nadajnika. Straty transmisji reprezentuje współczynnik  $C$ .

Odebrany sygnał jest dzielony na połowy przez dzielnik mocy DM i kierowany do mieszaczy MxQ i MxI. Generator heterodyny Het. F synchronizowany sygnałem odbieranym przez odbiornik generuje sygnał o częstotliwości  $F = \Omega/2\pi$ . Podobnie jak w nadajniku, sygnał heterodyny kierowany jest przez sprzęgacz 3 dB/90° do obu mieszaczy. Sygnały te

mają jednakowe amplitudy i są przesunięte w fazie o  $90^\circ$ . W porcie wyjściowym mieszacza MxQ pojawi się wiele składników o różnych częstotliwościach.

Po transmisji przez filtr dolnoprzepustowy FDP w porcie wyjściowym pojawi się napięcie  $V_Q(t)$ , które w ogólnym przypadku będzie zawierało dwa składniki, zgodnie z zależnością (13-25).

$$V_Q(t) = CA_Q[u_Q(t)]A_H \cos(\Phi_N - \Phi_H) + CA_I[u_I(t)]A_H \sin(\Phi_N - \Phi_H) + \dots; \quad (13-25)$$

Występujące we wzorze kąty  $\Phi_N$  i  $\Phi_H$  to kąty fazowe generatora fali nośnej nadajnika i heterodyny odbiornika. Oba generatory powinny mieć jednakowe zarówno częstotliwości, jak i jednakowe kąty fazowe. W takim przypadku  $\cos(\Phi_N - \Phi_H) = 1$ , natomiast  $\sin(\Phi_N - \Phi_H) = 0$ . W napięciu  $V_Q(t)$  znika drugi ze składników, pozostaje pierwszy. W porcie wyjściowym mieszacza MxI pojawi się wiele składników napięcia. Filtr dolnoprzepustowy FDP usunie składniki niepotrzebne, pozostawiając sumę zgodną z zależnością (13-26). Różnica między zależnościami (13-25) i (13-26) jest konsekwencją przesunięcia przez sprzęgacz  $3 \text{ dB}/90^\circ$  faz napięć heterodyny obu mieszaczy o  $90^\circ$ .

$$V_I(t) = CA_Q[u_I(t)]A_H \sin(\Phi_N - \Phi_H) + CA_I[u_I(t)]A_H \cos(\Phi_N - \Phi_H) + \dots; \quad (13-26)$$

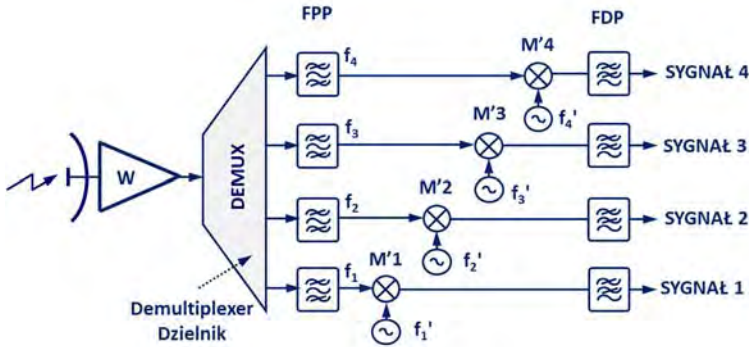
Jeżeli kąty fazowe  $\Phi_N$  i  $\Phi_H$  są sobie równe, to w tym przypadku w napięciu  $V_I(t)$  zniknie pierwszy składnik, a pozostanie drugi.

Podsumowując, w układzie łącza pokazanego na rys. 13.16 transmitowana jest jedna fala nośna, na którą nałożono dwa strumienie informacji. Wykorzystanie detekcji koherentnej pozwala transmitować tym łączem dwa niezależne strumienie informacji. Łącze można wykorzystać do przesyłania sygnałów analogowych lub cyfrowych.

### 13.5.2. Multipleksacja z podziałem częstotliwości

Transmisja sygnału zawierającego informację łączem radiowym bądź kablem współosiowym wymaga odpowiednich parametrów łącza. Transmitowany sygnał zajmuje określone pasmo częstotliwości. Pasma transmisji łącza powinno być co najmniej tak szerokie, jak pasmo zajmowane przez sygnał.

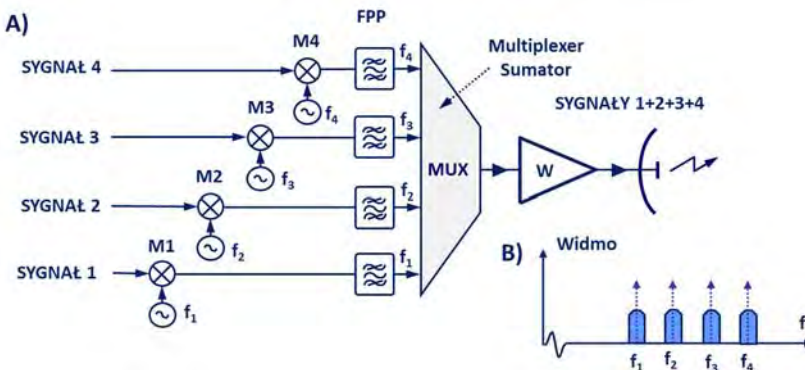
Rozwój technik transmisji i związane z tym przesuwanie pasma transmisji w kierunku wysokich częstotliwości doprowadziło do poszerzenia pasma transmisji. Dla przykładu, pasmo transmisji o szerokości 10% częstotliwości środkowej dla łącza na częstotliwość 100 MHz, to 10 MHz, dla częstotliwości 1 GHz to już 100 MHz, a dla 10 GHz aż 1000 MHz. Jeżeli wymagana szerokość kanału transmisyjnego wynosi 10 MHz, to w pierwszym przypadku łącze może transmitować 1 kanał, w drugim przypadku 10 kanałów, a w trzecim 100 kanałów. W ten sposób rozwinięto technikę zwielokrotniania liczby kanałów transmitujących informacje jednym łączem. Jest to technika multipleksacji FDM z podziałem częstotliwości (ang. *Frequency Division Multiplexing*).



**Rys. 13.17.** Nadajnik radiolinii wykorzystujący multipleksację z podziałem częstotliwości. **A)** Struktura nadajnika. Sygnały od 1 do 4 doprowadzone do modulatorów  $M_1, \dots, M_4$  modułują fale nośne o częstotliwościach  $f_1, \dots, f_4$ . Modulowane sygnały sumuje multiplexer-sumator. **B)** Widmo sygnału emitowanego przez antenę.

Na rys. 13.17 pokazano schemat ideowy nadajnika radiolinii, w którym wykorzystano 4 fale nośne o odpowiednio oddalonych od siebie częstotliwościach  $f_1, f_2, f_3$  i  $f_4$ . Transmitowane strumienie informacji to sygnały od 1 do 4. Transmitowanymi mogą być sygnały analogowe albo cyfrowe, albo takie i takie. Modulatory oznaczone jako  $M_1, M_2, M_3$  i  $M_4$  niosą informację na fale nośne. Filtry pasmowoprzepustowe usuwają niepotrzebne składniki w portach wyjściowych modulatorów. Układ multipleksera MUX jest sumatorem czterech zmodulowanych fal nośnych. Po zsumowaniu sygnał wyjściowy jest wzmacniany do odpowiedniego poziomu i kierowany do anteny nadajnika.

Układ ideowy odbiornika radiolinii odbierającego równocześnie cztery fale nośne pokazano na rys. 13.18.



**Rys. 13.18.** Struktura odbiornika radiolinii odbierającego 4 fale nośne niosące informację. Demultiplexer jest dzielnikiem wejściowego sygnału do 4 torów. Filtry pasmowoprzepustowe FPP nastrojone na kolejne częstotliwości fal nośnych  $f_1, f_2, f_3$  i  $f_4$  usuwają zbędne składniki. Mieszacze  $M'1, M'2, M'3$  i  $M'4$  obniżają częstotliwości fal nośnych i przez filtry dolnoprzepustowe FDP kierują do dalszej obróbki.

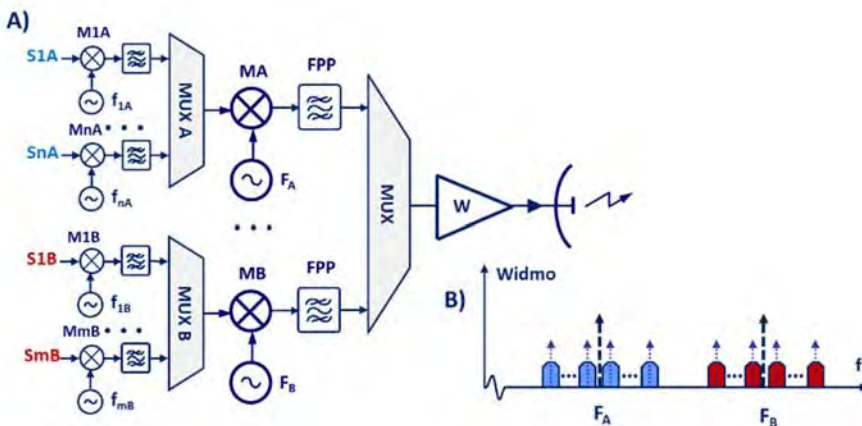


Odbierany sygnał jest wzmacniany, często wstępnie filtrowany, następnie kierowany przez demultiplexer, który jest szerokopasmowym dzielnikiem mocy, do czterech torów. Filtry pasmowoprzepustowe kierują poszczególne modulowane fale nośne do mieszaczy M'1, M'2, M'3 i M'4, pracujących z heterodynami o częstotliwościach  $f_1'$ ,  $f_2'$ ,  $f_3'$  i  $f_4'$ . Po obniżeniu częstotliwości sygnały poddawane są dalszej obróbce typowej dla odbiorników.

Układ na rys. 13.18 pozwala na jednoczesny odbiór wszystkich czterech sygnałów. W wielu przypadkach liczba jednocześnie odbieranych zmodulowanych informacją fal nośnych może przekraczać sto. Popularne odbiorniki radiowe odbierają dużą liczbę modulowanych fal nośnych z różnych kierunków. Struktura ich obwodów różni się jednak od przedstawionej na rys. 13.18. Zadaniem zwykłego odbiornika radiowego jest selektywny odbiór informacji niesionej przez jedną tylko falę nośną, wybraną przez słuchacza.

### 13.5.3. Multipleksacja na podnośnych

Szerokopasmowe łącza transmisyjne umożliwiają stosowanie rozmaitych wariantów grupowania transmitowanych strumieni informacji. Interesującym rozwiązaniem jest zastosowanie dwóch fal nośnych, nazywanych falą nośną i podnośną (ang. *carrier and subcarrier*). Rozwiązanie ma nazwę multipleksacja na podnośnych. Układ nadajnika radiolinii wykorzystującego ten typ modulacji pokazano na rys. 13.19.



**Rys. 13.19.** Działanie nadajnika radiolinii wykorzystującego multipleksację na podnośnych. **A)** Schemat ideowy nadajnika z modulacją na podnośnych. **B)** Składniki widma sygnałów. Wokół nośnej o częstotliwości  $F_A$  grzebień wstęg bocznych częstotliwości podnośnych  $f_{1A}$ , ...,  $f_{nA}$  zmodulowanych sygnałami  $S_{1A}$ , ...,  $S_{nA}$ . Wokół nośnej o częstotliwości  $F_B$  grzebień wstęg bocznych częstotliwości podnośnych  $f_{1B}$ , ...,  $f_{mB}$  zmodulowanych sygnałami  $S_{1B}$ , ...,  $S_{mB}$ .

Grupa  $n$  sygnałów oznaczonych przez  $S_{1A}$ , ...,  $S_{nA}$  kierowana jest do modulatorów  $M_{1A}$ , ...,  $M_{nA}$ . Sygnały te nakładane są na fale podnośne o częstotliwościach  $f_{1A}$ , ...,  $f_{nA}$ . Po odfiltrowaniu zbędnych produktów modulacji zmodulowane nośne sumowane są przez

multiplekser MUX A. Grzebień zmodulowanych podnośnych kierowany jest następnie do modulatora MA, który nakłada ten złożony sygnał na kolejną falę nośną o częstotliwości  $F_A$ . Częstotliwość  $F_A$  jest zwykle znacznie większa od częstotliwości podnośnych  $f_{1A}, \dots, f_{nA}$ . Grzebień wstęp bocznych wokół częstotliwości  $F_A$  kierowany jest następnie poprzez multiplekser MUX i wzmacniacz do anteny nadajnika.

Równolegle inna grupa  $m$  sygnałów oznaczonych przez S1B, ..., SmB kierowana jest do modulatorów M1B, ..., MmB. Sygnały te nakładane są na fale podnośne o częstotliwościach  $f_{1B}, \dots, f_{mB}$ . Po transmisji przez filtry pasmowoprzepustowe główne produkty modulacji kierowane są do multipleksersa MUX B. Po zsumowaniu grzebień zmodulowanych podnośnych kierowany jest do modulatora MB, który nakłada zsumowany sygnał na kolejną falę nośną o częstotliwości  $F_B$ . Grzebień wstęp bocznych wokół częstotliwości  $F_B$  kierowany jest przez multiplekser MUX i wzmacniacz do anteny nadajnika.

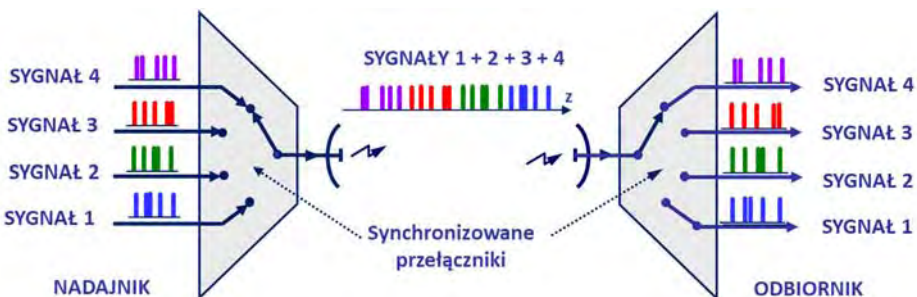
Na rys. 13.19B pokazano widmo emitowanego przez antenę sygnału.

W układach odbiorników pierwszym procesem jest zwykle odfiltrowanie jednego z pakietów częstotliwości podnośnych. Obniżanie częstotliwości dokonywane jest w dwóch etapach, najpierw usuwana jest fala nośna o dużej częstotliwości, a następnie, po kolejnej filtracji, fala podnośna.

Modulacja z wykorzystaniem podnośnych stosowana jest w przypadkach transmisji grup sygnałów kierowanych do różnych odbiorców. Rozwiązania takie można spotkać w systemach telewizji kablowej i sieciach telefonii komórkowej.

#### 13.5.4. Multipleksacja z podziałem czasu

Zwielokrotnianie albo multipleksowanie z podziałem czasu TDM (ang. *Time-Division Multiplexing*) jest metodą przesyłania sygnałów cyfrowych, pochodzących z wielu strumieni informacji, w kolejnych odcinkach czasu transmisji. Czas transmisji dzielony jest na odcinki, w których kolejno przesyłane są grupy / pakiety impulsów pobieranych z sygnałów doprowadzonych do nadajnika. W niektórych rozwiązaniach przyjęto transmisję pojedynczych impulsów, w innych są to grupy impulsów.

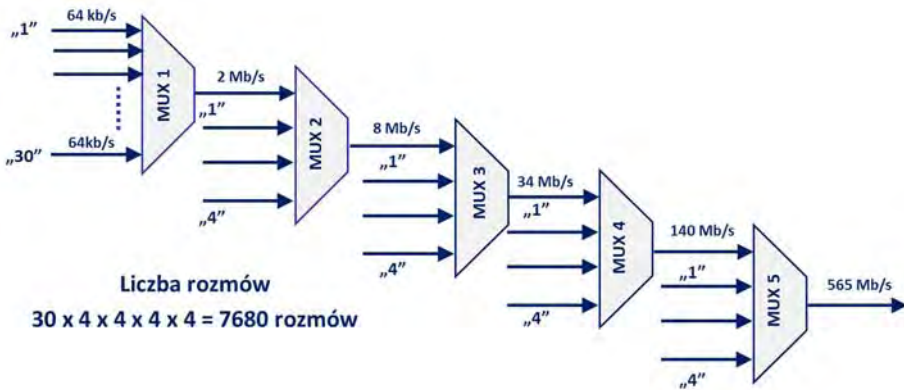


**Rys. 13.20.** Idea transmisji sygnałów cyfrowych w układzie nadajnik – odbiornik z podziałem czasu na transmisję kolejnych strumieni informacji.

Na rys. 13.20 pokazano układ łącza nadajnik – odbiornik, w którym transmitowane są grupy impulsów pobierane kolejno z czterech sygnałów. Dla uproszczenia pominięto na rysunku wzmacniacze, filtry, modulatory i mieszacze. W układzie odbiornika, po usunięciu fali nośnej i wzmocnieniu, odpowiednio synchronizowany przełącznik kieruje grupy impulsów kolejno do czterech portów wyjściowych.

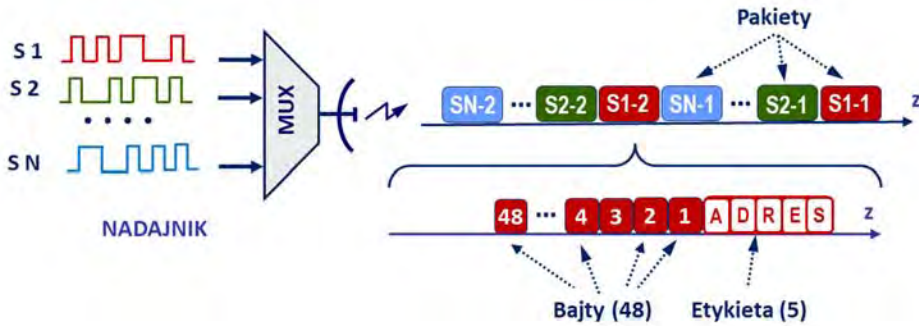
Technika multipleksacji z podziałem czasu wykorzystuje możliwość skracania czasu trwania impulsów, co pozwala zwiększać znacząco liczbę impulsów w jednostce czasu. W okresie przechodzenia z analogowych transmisji rozmów telefonicznych na transmisje cyfrowe przyjęto reguły standaryzacji. Ustalono, że dobrą jakość transmisji zapewnia kanał o przepływności 64 kb/s. Próbkowanie sygnału analogowego wykonywane jest z prędkością 8000 na sekundę. Wartość sygnału podawana jest liczbą 8-bitową, w rezultacie otrzymujemy 64 kb/s. Przy tej prędkości na transmisję 1 bitu przeznaczają się w najniższym poziomie łącza 15  $\mu$ s. Oczywiście w tak długim czasie można przesłać dziesiątki tysięcy bitów.

TDM przedstawiono na rys. 13.21. Pokazano na nim organizację systemu gromadzenia i transmisji zapisanych cyfrowo rozmów telefonicznych. Przyjęto, że transmisje na dużych odległościach będą prowadzone łączami kablowymi z prędkością 565 Mb/s. System gromadzenia informacji zawiera 5 warstw multiplekserów MUX 1, ..., MUX 5. Pierwszą warstwę tworzą multipleksery, do których dociera 30 kanałów z transmisją 64 kb/s. Informacje cyfrowe są zapamiętywane, dzielone i kolejno wysyłane w postaci pakietów z szybkością 2048 kb/s. Pięta z warstw gromadzi i porządkuje informacje z 7680 kanałów i wysyła je z prędkością 565 Mb/s. Wymienione dane zgodne są ze standardem przyjętym w Europie. Nieco inne standardy przyjęto dla USA i Kanady.



**Rys. 13.21.** Idea europejskiego systemu zwielokrotniania czasowego dla transmisji rozmów telefonicznych. Przy zapisie cyfrowym na jedną rozmowę przeznaczono 64 kb/s. Układ 5 warstw multiplexera pozwala na transmisję sygnałów cyfrowych z  $30 \times 4 \times 4 \times 4 \times 4 = 7680$  kanałów.

Współczesne systemy transmisyjne mają bardzo złożoną strukturę i setki milionów użytkowników. Aby umożliwić transfer i wymianę informacji między wybraną parą użytkowników, często bardzo odległych, opracowano system formowania kolejnych porcji informacji w pakiety. Kolejne pakiety odbywają podróż z kontynentu na inny kontynent często różnymi drogami. Struktura pakietu pokazana jest na rys. 13.22.



**Rys. 13.22.** Idea formowania pakietów transmisyjnych zgodnie z protokołem komunikacyjnym TCP/IP. Pakiet zawiera 53 bajty impulsów, z których pierwsze pięć niesie adres odbiorcy i nadawcy, pozostałe 48 to bajty z informacją.

Pakiety formowane są zgodnie z protokołem komunikacyjnym TCP/IP (ang. *Transmission Control Protocol, Internet Protocol*). W podstawowym rozwiązaniu pakiety mają długość 53 bajtów. Pierwsze 5 bajtów pakietu tworzy etykietę z adresami wskazującymi nadawcę i odbiorcę przesyłanej informacji. Kolejne 48 bajtów niesie informację. Dowolny typ danych może być przesyłany w ten sposób. Mogą to być transmisja głosu, obrazu bądź dane komputerowe.

Adres odbiorcy umieszczony w etykiecie pakietu odczytywany jest wielokrotnie, co pozwala w złożonej strukturze sieci skierować go właściwą trasą do odbiorcy. W pewnych przypadkach jednym z przystanków na tej trasie może być satelita. Pakiety docierają kolejno, choć często poza kolejnością, do końcowego odbiorcy. Tam są porządkowane i po usunięciu etykiet informacja zostaje zapisana w pamięci, bądź – na przykład – w postaci kolorowego filmu wyświetlona na ekranie.

W miarę rozwoju sieci telekomunikacyjnej i możliwości transmisji opracowano kilka różnych wersji protokołów. Niektóre z nich zapewniają niezawodne dostarczenie zawartej w pakietach informacji do odbiorcy. Ich prezentacja wychodzi jednak poza planowane ramy tej książki. Zainteresowany Czytelnik może znaleźć w polecanej bibliografii odpowiednie pozycje.

## 13.6. Podsumowanie

Rozdział 13 poświęcony jest opisowi procesu transmisji informacji w prostym układzie radiolinii, między wyposażonymi w anteny nadajnikiem i odbiornikiem. Łącze nadajnik – odbiornik może być fragmentem systemu transmisji o przepustowości setek megabitów na sekundę, może to być transmisja radiowa bądź telewizyjna do domowego odbiornika, może to być transmisja między telefonem komórkowym a najbliższą stacją bazową, może to też być transmisja setki kanałów telewizyjnych kablem koncentrycznym w sieci telewizji kablowej. Zasady takich transmisji są w wielu punktach wspólne, choć mamy świadomość istniejących różnic.

Ważnym krokiem w rozwoju sieci transmisji telekomunikacyjnej było przyjęcie modu-  
lacji cyfrowej jako najważniejszej, pozwalającej transmitować dźwięk, obraz i dane. Sieć telekomunikacyjna stała się z tego powodu uniwersalnym medium o światowym zasięgu, umożliwiającym dostęp i wymianę informacji w globalnej skali. Rozwój technik multipleksacji połączony z rozbudową sieci telefonii komórkowej i łączy światłowodowych w krótkim czasie ogromnie zwiększył dostęp do informacji i zrewolucjonizował relacje między miliardami ludzi.