

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

**ZESZYT 1 (2)
ROK II**



WARSZAWA 1955

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

Cz. F.

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ZESZYT I (2)
ROK II



WARSZAWA 1955

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

Komitet Redakcyjny

Redaktor naczelny *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

Redaktorzy działowi: *doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski, inż. Aleksy Brodowski*

Sekretarz Redakcji: *Edward Tomkiel*

Adres Redakcji

Instytut Łączności, Warszawa 4, ul. Targowa 74

SPIS TREŚCI

1. Wanda Kacprowska — Zastosowanie linii radiowych w telekomunikacji 3
2. Henryk Helbing — Pomiar widma radiotelegraficznego 23

СОДЕРЖАНИЕ

1. В. Кацпrowska — Применение радиолиний в высокочастотной связи 3
2. Г. Гельбинг — Измерение радиотелеграфного спектра 23

CONTENTS

1. W. Kacprowska — Application of radio links in communications 3
2. H. Helbing — Spectrum measurements in wireless telegraphy 23

CONTENTS

1. W. Kacprowska — L'Utilisation des faisceaux hertziens dans la télécommunication 3
2. H. Helbing — Mesure du spectre radiotélégraphique 23

INHALT

1. W. Kacprowska — Die Anwendung von Richtfunkverbindungen 3
2. H. Helbing — Messungen des Frequenzspektrums bei der Funktelegraphie 23

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEZONE

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

Redaktor techniczny *S. Skotnicki*

Korektor techniczny *Z. Piecyk*

PWT Warszawa 1955. Wydanie 1. Nakład 584 egz. Ark. wyd. 4,1 Ark. druk. 3,33/A Format B5
Pap. druk. sat. kl. V, 70 g, 700×1000/16. Rękopis oddano do składania 15. 4. 1955
Podpisano do druku 10. 5. 1955 Druk ukończono 18. 6. 1955 Symbol 80179/INB. Cena zł 8,20

Zakłady Graficzne im. Marcina Kasprzaka w Poznaniu 960/IV/55 — K-6-2742

WANDA KACPROWSKA

ZASTOSOWANIE LINII RADIOWYCH W TELEKOMUNIKACJI

Rękopis dostarczono do IEŁ 18. 6. 1954

Po krótkim wstępie wprowadzającym omówiono zagadnienie linii radiowych pod kątem zastosowania ich w nowoczesnych sieciach telekomunikacyjnych. Dla porównania z istniejącymi systemami przewodowymi przeanalizowano stronę ekonomiczną linii radiowych oraz stronę techniczną z punktu widzenia jakości i pewności transmisji. Podkreślono oszczędność zużycia metali kolorowych oraz dużą zależność kosztów inwestycyjnych od lokalnych warunków gospodarczych i terenowych.

Przeanalizowano zastosowanie linii radiowych do dalekosiężnej i okręgowej sieci telefonicznej, jak również do przesyłania programów telewizyjnych. W związku z takim zastosowaniem linii radiowych omówiono zasadnicze typy ich urządzeń, a więc: a) z modulacją impulsową i b) z modulacją częstotliwości (współpracujące z urządzeniami telefonii nośnej).

Na zakończenie podano przegląd podstawowych zagadnień związanych z budową linii radiowych, a mianowicie: wybór pasma częstotliwości, wybór trasy i miejsca na stacje przekątnikowe, zagadnienie anten — ich konstrukcji, sposobu zasilania i instalowania — oraz wynikający stąd problem wież i masztów antenowych.

1. WSTĘP

Studia nad liniami radiowymi zostały zapoczątkowane już przed wojną. Ze względu na istniejący wówczas stan rozwoju technicznego sprzętu radiowego próby były wykonywane na częstotliwościach do 500 MHz. Główne zainteresowanie skierowane było w tym okresie na linie telewizyjne z modulacją częstotliwości.

W czasie wojny linie radiowe znalazły poważne zastosowanie do celów wojskowych, jako wielokanałowe linie telefoniczne. Ogromny rozwój techniki radarowej, a więc techniki impulsowej i mikrofalowej, pociągnął za sobą rozwój przemysłu radiotechnicznego i umożliwił zastosowanie nowej techniki do linii radiowych. Od tego okresu datuje się powstanie szeregu przewoźnych (o lekkich, łatwych do szybkiego instalowania masztach) wojskowych urządzeń wielokanałowych, pracujących z modulacją impulsową na mikrofalach. Urządzenia te zdały egzamin zarówno pod względem technicznym, jak i eksploatacyjnym, toteż w dalszym ciągu prowadzone są prace nad ich udoskonaleniem.

Po wojnie nastąpił zwrot w kierunku wykorzystania urządzeń wielokanałowych do realizowania połączeń stałych do celów radiokomunikacji, do przesyłania progra-

mów telewizyjnych oraz do celów specjalnych, jak np. telemetria, sterowanie zdalne itp.

Ogromna rozbudowa sieci telekomunikacyjnych oraz związane z tym tendencje poszukiwania nowych systemów, lepszych zarówno pod względem technicznym, jak i ekonomicznym, sprzyjają rozwojowi linii radiowych, zwłaszcza w tych krajach, w których przemysł telekomunikacyjny stoi na dostatecznie wysokim poziomie. Sześć państw ma już opracowane własne systemy i eksploatuje je na szeroką skalę. Inne kraje starają się zdobyć doświadczenie w tej dziedzinie przez eksploatację urządzeń zagranicznych.

2. OCENA WŁAŚCIWOŚCI LINII RADIOWYCH

Dotychczasowe doświadczenia z dziedziny linii radiowych pozwalają na zorientowanie się co do możliwości zastosowania ich w nowoczesnych sieciach telekomunikacyjnych. Przy porównywaniu różnych systemów komunikacji należy jednak zawsze rozpatrzyć dwa zasadnicze czynniki, które decydują o wyższości jednego systemu nad pozostałymi. Wchodzą tu przede wszystkim w grę:

a. czynniki ekonomiczne,

b. czynniki techniczne: jakość, pewność i tajność transmisji.

Jest rzeczą oczywistą, że czynniki te są ze sobą ściśle powiązane i że zwiększanie, dla dowolnego systemu, pewności pracy i jakości transmisji pociąga za sobą zwiększanie kosztów inwestycyjnych. Wiadomo również, że istnieją pewne granice polepszania transmisji, powyżej których eksploatacja nie opłaca się ze względu na niewspółmiernie duży wzrost kosztów.

2.1. Warunki ekonomiczne

Przy rozpatrywaniu warunków ekonomicznych należy sobie zdać sprawę z faktu, że w tej dziedzinie jest dosyć trudno opierać się na doświadczeniach z ograniczonych, gdyż decydują tu przede wszystkim warunki lokalne. Jednakże istnieją pewne ogólne wytyczne, którymi można kierować się przy analizie warunków ekonomicznych.

Koszty każdej sieci telekomunikacyjnej obejmują dwie zasadnicze pozycje:

a. jednorazowe koszty inwestycyjne,

b. stałe koszty eksploatacyjne.

O kosztach inwestycyjnych — niezależnie od rodzaju linii, a więc bez względu na to, czy jest to linia napowietrzna, kablowa, czy też radiowa — decyduje długość trasy i ilość kanałów. Porównując więc koszty na 1 km i 1 kanał dla różnych systemów należy brać pod uwagę te dwie wielkości, gdyż jest rzeczą jasną, że ze wzrostem ilości kanałów i długości trasy koszty inwestycyjne (na km i kanał) maleją.

Na koszty inwestycyjne składają się:

1. właściwe koszty materiałowe aparatury, kabli, przewodów itp.,

2. koszty związane z instalowaniem połączenia, jak budynków, wież, słupów, doprowadzenia energii, dróg itp.

Jeżeli chodzi o porównanie linii radiowych z systemami wielokrotnymi przewodowymi, to rozkład kosztów między obie pozycje jest różny, a przewaga jednego systemu nad drugim zależy od lokalnych warunków ekonomicznych i terenowych, które dla linii radiowych odgrywają dużą rolę, oraz od czysto technicznego rozwią-

zania zagadnienia. Jedną z ważniejszych zalet linii radiowych, która w pewnych przypadkach może odgrywać zasadniczą rolę, jest ogromna oszczędność zużycia metali kolorowych. Dla przykładu przytoczono w tablicy 1 dane liczbowe amerykańskie¹⁾ podające (w tysiącach dolarów) porównanie kosztów surowych materiałów linii mikrofalowej z dwoma kanałami telewizyjnymi i 600 kanałami fonicznymi i odpowiedniego kabla koncentrycznego dla trasy o długości 3200 km. Miarodajne oczy-

Tablica 1

Porównanie kosztów surowców kabla koncentrycznego dla trasy o długości 3200 km i linii mikrofalowej z dwoma kanałami telewizyjnymi i 600 kanałami fonicznymi

Surowce	Kabel koncentryczny tys. dolarów	Linia mikrofalowa tys. dolarów
guma	2	2
ołów	5750	1
miedź	2400	13
stal	920	180
nikiel	18	7
mika	22	22
cyna	8	8
papier	970	1
inne	1	1
	10091	235

Tablica 2

Porównanie ilości zużytych surowców dla linii telewizyjnej i kabla telewizyjnego na trasie Berlin—Lipsk

Surowce	Linia telewizyjna	Kabel telewizyjny
ołów	—	308 t
miedź	0,12 t	85 t
ilość stacji z obsługą	4 (2 pracowników)	27 (25 wzmacniakowych)

wicie są tu nie bezwzględne dane liczbowe, lecz wartości względne, mówiące o zużyciu odpowiednich surowców.

Ciekawym również przykładem jest porównanie podane w tablicy 2, radiowej linii telewizyjnej z kablem telewizyjnym²⁾ pod względem ilości zużytych surowców. Dane te (podane w tonnach) dotyczą konkretnej linii za-

instalowanej na odcinku 180 km na trasie Berlin — Lipsk oraz kabla obliczonego dla tej samej trasy.

Z powyższych zestawień widać wyraźnie, że jeśli chodzi o oszczędność takich surowców, jak miedź czy ołów, linie mikrofalowe mają w stosunku do kabla czy linii napowietrznej zdecydowaną przewagę. Należy jednak podkreślić, że zestawienia te obejmują ceny i ilości surowca, a nie gotowego sprzętu, który w aparaturach mikrofalowych będzie kalkulował się drożej ze względu na wysokie wymagania stawiane wykonaniu.

Według tych samych źródeł¹⁾ rozdział kosztów dla linii radiowej o długości 1600 km wynosi:

- 60% — aparatury radiowe i urządzenie wielokrotne,
- 15% — wieże,
- 25% — budynki, drogi, urządzenia zasilające zwykłe i awaryjne.

Koszty aparatury zależą w przypadku linii radiowej od jej zastosowania i wynikającego stąd rozwiązania technicznego. Linie z modulacją częstotliwości, zawierające normalną aparaturę telefonii wielokrotnej, są droższe od linii z modulacją impulsową dla tej samej niewielkiej ilości kanałów. Ponieważ jednak przy dużej ilości kanałów linie z modulacją impulsową nie znajdują zastosowania, rozwiązanie tech-

¹⁾ Nexon V. J.: Economics in Modern Telecommunications. — Radio and Television News, 1953, nr 3, s. 21 — 22.

²⁾ Megla G.: Die Übertragungsverhältnisse der Fernseh-Zubringer-Linie Berlin—Leipzig. — Nachrichten Technik, 1954, nr 3, s. 98 — 102.

niczne nie jest dowolne i kalkulacja ceny musi być przeprowadzona dla określonego typu aparatury.

Jeżeli chodzi o koszty instalowania linii radiowych, to są one bardzo wysokie i stanowią, jak już podano, duży procent kosztów ogólnych. Ponieważ koszty te są ściśle związane z wyborem trasy, odpowiednim doбором miejsc na stacje przekaźnikowe (i to zarówno pod względem wzniesienia terenu, a więc konieczności budowania odpowiednich wież, jak również możliwości dojazdu i doprowadzenia energii elektrycznej, wody itp.), wynika stąd, że zagadnienia ekonomii zastosowania linii radiowych zamiast np. sieci kablowej nie można rozpatrywać w sposób zbyt ogólny. I tak, w przypadku korzystnego ukształtowania terenu, stacje przekaźnikowe można rozmieszczać w odległościach 40—60 km przy zastosowaniu stosunkowo niskich wież (rzędu 30 m). W przypadku niekorzystnym natomiast, przeciętne odległości między stacjami mogą być rzędu 20—40 km, a niezbędna wysokość wież może wzrosnąć do rzędu 60 m. W pierwszym przypadku linia radiowa może okazać się znacznie korzystniejsza od połączenia kablowego, natomiast w drugim przypadku, nawet przy zastosowaniu aparatury tego samego typu, linia radiowa może być od kabla droższa.

Przytoczone powyżej czynniki są prawdopodobnie przyczyną, że obszerna już dziś literatura dotycząca ogólnego zagadnienia linii radiowych zawiera tak mało konkretnych danych liczbowych odnoszących się do oceny ekonomicznej tych linii.

Jako konkretny przykład można przytoczyć zależności podane przez R. Sueura³⁾, dające porównanie kosztów instalowania oraz rocznych kosztów eksploatacyjnych kabla koncentrycznego na 1800 kanałów z kosztami dwu typów linii radiowych: 1) o dużej ilości kanałów (480—1800), 2) o średniej ilości kanałów (120—360).

Oznaczając przez:

- K_K — koszty zainstalowania kabla koncentrycznego na 1 km i 1 kanał (1800 k.),
 - K_{L-1} — koszty linii radiowej 1 typu (480—1800 k.),
 - K_{L-2} — koszty linii radiowej 2 typu (120—360 k.),
 - K_{RK} — roczne koszty eksploatacji kabla na 1 km i 1 kanał,
 - K_{RL-1} — roczne koszty eksploatacji linii radiowej 1 typu,
 - K_{RL-2} — roczne koszty eksploatacji linii radiowej 2 typu,
- podano

$$\text{na korzyść linii radiowej } \frac{K_K}{K_{L-1}} = 1,20, \quad \frac{K_{RK}}{K_{RL-1}} = 1,10;$$

$$\text{na korzyść kabla } \frac{K_K}{K_{L-2}} = 0,86, \quad \frac{K_{RK}}{K_{RL-2}} = \text{nie podano (nie znane)}$$

Porównanie z liniami napowietrznymi wg źródła⁴⁾ wypada zdecydowanie na korzyść linii mikrofalowych, zarówno jeśli chodzi o koszty inwestycyjne, jak i eksploatacyjne.

Przy analizie kosztów eksploatacyjnych należy przy liniach mikrofalowych zwrócić uwagę na problem wyszkolenia personelu. Ponieważ wymagania dotyczące kwalifikacji technicznych przy obsłudze linii mikrofalowych są dość wysokie, należy liczyć się w tym przypadku z koniecznością specjalnego szkolenia odpowiednich kadr. Czesi np. ze względu na duże wymagania, a równocześnie mało atrakcyjną pracę na stacjach w czasie eksploatacji mają trudności ze znalezieniem techników chętnych do obsługi urządzeń mikrofalowych.

Z przytoczonych powyżej uwag widać wyraźnie, że jeśli chodzi o stronę ekono-

³⁾ Sueur R.: Les Grandes Arteres Hertiennes. — La Télévision Française, list, 1953, nr 100, s. 11—21.

⁴⁾ Patrz odnośnik na str. 3.

miczną, linie mikrofalowe dają zdecydowaną oszczędność drogich i ważnych gospodarczo metali, jak miedź i ołów. Linie te mają ponadto przewagę przy korzystnych dla siebie warunkach terenowych.

W warunkach przeciętnych trudno mówić o przewadze jednego systemu nad drugim i dla każdego konkretnego przypadku należy przeprowadzić indywidualną analizę kosztów.

2.2. Jakość transmisji

Od każdej transmisji wymagamy wierności odtwarzania nadawanych sygnałów. Jakość transmisji jest określana przez szereg czynników, jak:

- a. szerokość przesyłanego pasma sygnału modulującego,
- b. zniekształcenia liniowe,
- c. zniekształcenia nieliniowe,
- d. stosunek sygnału do szumów na wyjściu układu transmisyjnego,
- e. stosunek sygnału do przesłuchów.

Ponadto ważnym czynnikiem w ocenie jakości transmisji jest zazwyczaj warunek zachowania tajności przesyłanych wiadomości oraz pewność pracy urządzenia.

Dla transmisji telefonicznych wymagania dotyczące poszczególnych właściwości są ściśle określone przepisami CCIF dla różnego typu połączeń, zależnie od ich charakteru, długości itp.

Ponieważ linie mikrofalowe należy rozpatrywać jako wchodzące w skład normalnej sieci telekomunikacyjnej, a więc powinny być do nich stosowane odpowiednio te same przepisy, co do sieci przewodowej, z uwzględnieniem przepisów CCIR dotyczących części radiowej aparatury (z wyjątkiem przypadków, gdy linia jest zainstalowana jako połączenie niezależne do celów specjalnych).

Jakość transmisji przy zastosowaniu linii radiowej zależy oczywiście w dużym stopniu od długości trasy, tzn. od ilości stacji przekaźnikowych. Każda stacja wprowadza dodatkowe zniekształcenia, przesłuchy i szумы i dlatego przy trasach długich rosną wymagania dotyczące jednego odcinka trasy. Trzeba zaznaczyć, że na ogół biorąc firmy produkujące aparatury pomijają to zagadnienie milczeniem i nie zaznaczają wyraźnie, ile stacji przekaźnikowych może być zastosowanych. Przytaczane firmowe dane techniczne odpowiadają wymaganiom na połączenie kablowe wysokiej jakości, jak np. połączenie międzynarodowe, ale często brak jest bezpośredniego potwierdzenia praktycznego tych danych.

Jeżeli chodzi o stosunki amerykańskie, to tam zagadnienie przedstawia się nieco inaczej. Można sądzić, że okres eksperymentalny został zakończony i to z wynikiem pozytywnym, a obecnie eksploatuje się szereg linii radiowych zarówno do celów telefonii, telewizji, telefotografii, jak i dla energetyki i innych zastosowań specjalnych.

Linie mikrofalowe w Stanach Zjednoczonych nie podlegają zaleceniom CCIF. Obowiązujące tam przepisy firmy Bell System są zbliżone do europejskich, lecz są nieco łagodniejsze.

Oddanie do eksploatacji w 1951 r. linii mikrofalowej New-York — San Francisco zdaje się zamykać dyskusję co do możliwości technicznych transmisji za pomocą linii mikrofalowych. Połączenie uzyskane na przestrzeni 4700 km przy zastosowaniu 107 stacji przekaźnikowych, w tym 98 nie dozorowanych, pozwalające na dwukierunkowe przesłanie 6 kanałów szerokostęgowych w. cz. (każdy 20 MHz) dla telewizji lub setek kanałów telefonicznych, jest praktycznym sprawdzianem zalet linii mikrofalowych. Należy w tym miejscu podkreślić, że linie mikrofalowe nadają się specjalnie do telewizji dzięki łatwości przenoszenia szerokiego pasma często-

tliwości. Zagadnienie przenoszenia odpowiednio szerokiego pasma telewizyjnego za pomocą kabla wiąże się ściśle ze zwiększeniem ilości stacji wzmacniakowych, co znacznie zwiększa koszty połączenia.

Przykład łączy amerykańskiego, będącego inwestycją, która pochłonięła 40 000 000 dolarów, nie może być traktowany jako eksperyment; o wyborze systemu transmisji zdecydowały dwa zasadnicze czynniki: ekonomiczny i techniczny, prowadzące się do prostego określenia — „taniej i lepiej“. Pierwszy czynnik był już dyskutowany uprzednio. Co się tyczy drugiego czynnika, a mianowicie jakości, przykład linii radiowej amerykańskiej potwierdza opinię, że osiągnięcie za pomocą linii radiowych transmisji o wysokiej jakości oraz jednocześnie zysku ekonomicznego jest technicznie zupełnie możliwe.

Przy rozpatrywaniu możliwości rozwiązania technicznego zapewniającego dużą dobroć transmisji przy liniach mikrofalowych należy zwrócić uwagę na dobór odpowiedniego sprzętu, materiałów i elementów wysokiej jakości. Linie mikrofalowe wymagają dobrych materiałów izolacyjnych, ceramicznych i magnetycznych, wysokich tolerancji przy obróbce, specjalnych lamp i elementów, kabli o małym tłumieniu itp., tzn. wymagają odpowiedniego zaplecza przemysłowego. Aparatura musi być pewna w działaniu, a to daje się osiągnąć tylko przy odpowiednim sprzęcie.

2.3. Tajność transmisji

Jak już poprzednio wspomniano, o wartości połączenia decyduje również możliwość zachowania tajemnicy przesyłanych wiadomości.

Przy transmisjach przewodowych obszar transmisji ograniczony jest fizycznie do linii napowietrznej lub kabla, natomiast przy połączeniu radiowym obejmuje całą wiązkę promieniowania anteny nadawczej, zwiększając teoretycznie możliwości podsłuchu.

W praktyce przy stosowaniu odpowiednio wielkich częstotliwości kierunkowość anten pozwala na zwężenie promieniowanej wiązki do 2° lub mniej, ograniczając tym samym terenowo możliwość podsłuchu.

Jeżeli stosowane częstotliwości są niższe i istnieje obawa przejścia przesyłanych wiadomości, to należy stosować takie sposoby modulacji, które do wydzielenia sygnału m. cz., to jest do demodulacji, wymagają specjalnych układów. Pod tym względem systemy wielokrotne z podziałem częstotliwościowym są niekorzystne, gdyż nierówne obciążenie kanałów transmisyjnych w przypadku niewielkiej ich ilości pozwala w praktyce, po prostej demodulacji, wyodrębnić najsilniejszy sygnał bez specjalnych przyrządów. Urządzenia wielokrotne impulsowe, z podziałem czasowym, praktycznie nie pozwalają na odebranie sygnału bez specjalnej aparatury.

Jeżeli chodzi o aparaturę linii radiowych, to oczywiście dopuszczalne wartości przesłuchów muszą podlegać odpowiednim przepisom CCIF dla telefonii kablowej, tzn. tłumienie przesłuchu powinno być większe od 58 dB dla dowolnej kombinacji 90% obwodów i większe od 52 dB dla 100%.

Wartości te można uzyskać w układach z podziałem częstotliwościowym stosując urządzenia telefonii nośnej z jedną wstęgą boczną i usuniętą falą nośną, co pozwala na uczynienie przesłuchu niezrozumiałym i zaliczenie go do szumów. W układach z podziałem czasowym dostateczny odstęp ochronny między impulsami pozwala uzyskać pożądane tłumienie przesłuchu kosztem ilości kanałów transmisyjnych, która w tym przypadku rzadko bywa większa od 24.

Z przytoczonych uwag wynika, że tajność transmisji za pomocą linii radiowych zależy w dużym stopniu od zastosowanych środków ostrożności.

2.4. Pewność transmisji

O ile większość fachowców jest zgodna co do tego, że linie radiowe pozwalają na dobroć transmisji równorzędną liniom przewodowym, to opinie dotyczące pewności pracy linii radiowych są bardziej rozbieżne.

Na podstawie dotychczasowej praktyki powstał jedynie ogólny pogląd, że linie radiowe są w pracy pewniejsze niż linie napowietrzne, szczególnie wrażliwe na warunki atmosferyczne, jak np. burze, wiatry i silne opady. Jeśli chodzi o porównanie z kablami, to stanowisko przewodowców jest na ogół dość konserwatywne; przypisują oni kablom bezwzględnie w tej dziedzinie przewagę. Radiotechnicy, zainteresowani w rozwoju nowego systemu transmisji, stwierdzają raczej równorzędność obu systemów, z zastrzeżeniem, że aparatura jest instalowana do stałego użytkowania, a więc zaopatrzona w odpowiednie urządzenia zabezpieczające ciągłość pracy, nie zaś — jak często się dotąd zdarza — jedynie do celów eksperymentalnych.

Jeżeli chodzi o linie radiowe, to przerwy w pracy są spowodowane przez:

- a. zaburzenia w propagacji fal,
- b. uszkodzenia źródeł zasilających,
- c. uszkodzenia aparatury.

Zaburzenia w propagacji fal. Zaburzenia w propagacji fal są związane z częstotliwością pracy oraz przebiegiem trasy. Im wyższa jest stosowana częstotliwość, tym istnieją większe prawdopodobieństwo powstawania zaników wskutek zmienności współczynnika refrakcji. Na ogół biorąc zaniki nie przekraczające 20 dB (dla fal rzędu 10 cm do 30 dB) i tę wartość należy uwzględnić jako współczynnik bezpieczeństwa przy obliczaniu stosunku sygnału do szumów. Również, ze względu na możliwość zaników, należy zachować nie tylko całkowitą widoczność, ale także musi być zachowany dostatecznie duży odstęp między najwyższymi przeszkodami a linią geometryczną łączącą antenę nadawczą z anteną odbiorczą. Według niektórych autorów odstęp ten powinien wynosić 20 do 30 m. Jeżeli powyższe dwa czynniki wpływające na pewność odbioru zostaną uwzględnione, to zaburzenia w propagacji fal nie będą miały praktycznego wpływu na pewność połączenia.

Uszkodzenia źródeł zasilających. Przerwy w dopływie energii stanowią najczęstszą przyczynę przerw w pracy. W celu zmniejszenia ich pożądanym jest przede wszystkim zasilanie zarówno stacji końcowych, jak i przekaźnikowych z sieci wysokiego napięcia, która znacznie rzadziej ulega awariom niż sieć niskiego napięcia. Środek ten nie zapobiega jednak skutkom braku energii i dlatego z reguły muszą być przewidziane rezerwowe źródła zasilające aparaturę.

W praktyce istnieje bardzo dużo różnych rozwiązań technicznych, które sprowadzają się do dwóch zasadniczych typów:

- a. zasilania awaryjnego opóźnionego,
- b. zasilania awaryjnego natychmiastowego.

Zasilanie opóźnione może składać się na przykład z generatora prądu zmiennego napędzanego silnikiem Diesela z rozruchem automatycznym. Czas rozruchu wynosi około 10 s, podczas których komunikacja ulega przerwie.

Przykładem zasilania awaryjnego natychmiastowego może być urządzenie składające się z baterii akumulatorów o takiej pojemności, aby w razie przerwy dostawy energii z sieci aparatura mogła pracować przez określony czas, np. rzędu 1 godz. W razie gdy przerwa w dostawie prądu trwa dłużej, zostaje automatycznie uruchomiony agregat spalinowo-elektryczny prądu stałego, ładujący buforowo baterię akumulatorów.

W stanie normalnym pracy bateria jest buforowo ładowana z przetwornicy zasilanej z sieci.

Przy tak rozwiązanym urządzeniu zasilającym, w razie zaniku napięcia sieci, przerwa w ruchu nie powinna trwać dłużej niż 2 s. Takie urządzenie zasilające jest celowe na stacjach pracujących bez obsługi. Do zasilania stacji ze stałą obsługą nadaje się również nieco tańsze urządzenie, złożone z agregatu spalinowo-elektrycznego prądu zmiennego, który zostaje uruchamiany ręcznie w przypadku zaniku napięcia sieci; przerwa w ruchu jest wówczas oczywiście odpowiednio dłuższa niż w przypadku przełączania automatycznego.

Uszkodzenia aparatury. W celu zapewnienia ciągłości pracy i uniknięcia przerw transmisji wskutek uszkodzeń aparatury należy:

a. Wyposażyć stacje w aparatury rezerwowe z włączeniem automatycznym w przypadku uszkodzenia aparatury głównej. Przerwa w pracy wywołana przełączeniem nie powinna trwać dłużej niż 1—2 s.

W aparaturze zapasowej lampy powinny być cały czas żarzone, aby uruchomienie jej mogło nastąpić natychmiast po włączeniu napięcia anodowego.

b. Wyposażyć aparatury w odpowiednie urządzenia kontrolne i sygnalizacyjne. Urządzenia kontrolne pozwalają na kontrolę działania poszczególnych elementów w czasie pracy i wymienienie ich w porę, w razie odchylenia od normalnych warunków pracy, a sygnalizacyjne umożliwiają, w razie uszkodzenia, szybkie jego zlokalizowanie.

c. Mieć aparatury linii radiowych w stałej konserwacji przez odpowiednio wykwalifikowany personel techniczny.

Istnieją zwolennicy stosowania zamiast dość kosztownych aparatów zapasowych połączeń równoległych, z których każde zawiera połowę potrzebnej ilości kanałów. Urządzenie takie pozwala na wyłączenie jednej aparatury w godzinach zmniejszonego ruchu i umożliwia równocześnie właściwą jej konserwację. W przypadku uszkodzenia aparatury przerwa w pracy dotyczy tylko połowy kanałów.

Wadą tego systemu jest konieczność budowy podwójnych anten i zajęcie dwóch częstotliwości nośnych.

Odpowiednie wyposażenie stacji przekaźnikowych w celu zapewnienia pewności pracy pozwala na pracę bez obsługi. Oczywiście konieczne jest wtedy całkowite zautomatyzowanie przełączania aparatów zapasowych i zastosowanie sterowania oraz kontroli zdalnej.

3. ZASTOSOWANIE I TYPY LINII RADIOWYCH

Istnieje cały szereg klasyfikacji linii radiowych przeprowadzanych z różnych punktów widzenia. Możemy dzielić linie, ze względu na ich zastosowanie, na ilość kanałów, zakres częstotliwości nośnych, rodzaj modulacji, zasięg, a więc ilość stacji przekaźnikowych itp.

Najważniejsze jest tu przeanalizowanie linii radiowych pod kątem ich zastosowania, tym bardziej że z zastosowaniem są związane ich właściwości techniczne.

Jak już wspomniano na początku, linie radiowe mogą służyć do rozmaitych celów. Poniżej będą jednak rozpatrzone tylko linie radiowe typowe, które bądź stanowią część istniejących sieci telekomunikacyjnych, bądź ściśle z tą siecią współpracują. Będą to przede wszystkim:

a. Linie radiowe telefoniczne.

b. Linie radiowe telewizyjne.

W dalszych rozważaniach pominięte będą natomiast:

c. Linie radiowe przewoźne do celów wojskowych, które charakteryzuje przeważnie niewielka ilość kanałów, lekkość konstrukcji i łatwość szybkiego instalowania

oraz mniejsze wymagania co do jakości odbioru. Linie radiowe te są zwykle z modulacją impulsową.

d. Linie radiowe o dużych zasięgach, wykraczających poza widzialność bezpośrednią (nad morzem lub w terenie niedostępnym). Ze względu na duże zasięgi linie te charakteryzują się bardzo dużymi mocami (do paru kilowatów) oraz stosunkowo małymi częstotliwościami (około 100 MHz).

3.1. Telefoniczne linie radiowe wielokrotne

Telefoniczne linie radiowe w ogólnej sieci telekomunikacyjnej służą zarówno do dublowania linii kablowych na odcinkach narażonych na uszkodzenia lub na odcinkach o zbyt małej przepustowości, jak i do połączeń nie obsługiwanych przez kable. Linie radiowe mogą współpracować z urządzeniami telefonii wielokrotnej, tzn. mogą zastępować tor przewodowy torem radiowym, albo mogą stanowić niezależne połączenie między dwoma dowolnymi punktami, nie włączonymi do ogólnej sieci.

Nowoczesne sieci telekomunikacyjne obejmują dwa zasadnicze typy linii radiowych:

- linie radiowe dalekosiężne,
- linie radiowe okręgowe.

3.1.1. Linie radiowe dalekosiężne

Ze względu na swą podstawową właściwość, mianowicie duży zasięg, linie te powinny wchodzić w skład istniejących sieci magistralnych i ściśle współpracować ze stosowanymi w tych sieciach systemami kablowymi.

Kable dalekosiężne zawierają w sobie tory przeznaczone dla różnych systemów nośnych, przy czym niektóre z nich mogą być eksploatowane systemem kilkakrotnym, niektóre kilkunastokrotnym lub nawet kilkusetkrotnym. Jako system podstawowy przyjęto w wielokrotnej telefonii nośnej przewodowej system dwunastkowy.

Połączenia magistralne, jako stanowiące główny trzon komunikacyjny, wymagają zwykle dużej ilości kanałów. Ta duża ilość kanałów oraz konieczność współpracy z siecią kablową jest przyczyną stosowania w liniach radiowych dalekosiężnych systemu zwielokrotniania, przyjętego w wielokrotnej telefonii nośnej. Do modulacji fali nośnej nadajnika w. cz. wykorzystuje się więc sygnały otrzymywane z normalnej aparatury wielokrotnej telefonii nośnej, używanej na liniach przewodowych.

W tych warunkach przejście z linii kablowej na linię radiową wymaga tylko jednego modulatora, wspólnego dla wszystkich obwodów fonicznych po stronie nadawczej, i jednego demodulatora po stronie odbiorczej. Z punktu widzenia istniejącej sieci jest to, jak już poprzednio wspomniano, zastąpienie jedynie toru przewodowego torem radiowym.

Radiowe linie wielokrotne z modulacją impulsową są ze względów technicznych ograniczone do niewielkiej ilości kanałów, tzn. największa ich ilość stosowana w praktyce wynosi 24. W przypadku gdy konieczna jest większa ilość kanałów, przy zastosowaniu modulacji impulsowej możliwe są dwa rozwiązania:

- a. równoległa praca dwóch lub więcej niezależnych linii,
- b. równoległa praca dwóch lub więcej linii, różniących się falą nośną, pracujących na wspólny system antenowy.

System wymieniony pod literą a. jest dość kosztowny, system wymieniony pod literą b. jest możliwy do zastosowania jedynie przy odpowiednio dużych różnicach częstotliwości ze względu na wspólne anteny.

Ponadto systemy impulsowe posiadają odrębne aparaty końcowe, tzn. nie mogą współpracować bezpośrednio z systemami telefonii nośnej, i dlatego są stosowane raczej tam, gdzie stanowią połączenie samodzielne, na krótsze odcinki.

Wśród linii radiowych zdolnych do pokrycia dużych zasięgów (setek kilometrów) można rozróżnić zasadniczo 3 typy⁵⁾, różniące się ilością kanałów.

Pierwszy — o małej ilości kanałów (rzędu 60), drugi o średniej (rzędu 120—360) i trzeci o dużej liczbie kanałów (480—1800).

W przypadku typu 1 można zastosować w specjalnych warunkach modulację impulsową, choć, jak już wspomniano, system ten jest niekorzystny z punktu widzenia ekonomicznego i współpracy z siecią (przy ilości kanałów większej od 24). Normalnie stosuje się tu dla poszczególnych kanałów modulację amplitudy (telefonii nośna), natomiast dla wszystkich kanałów zgrupowanych razem — modulację częstotliwości.

Typ 2 i 3 w praktyce nie ma innego rozwiązania jak z zastosowaniem modulacji amplitudy dla poszczególnych kanałów i modulacji częstotliwości dla fali nośnej nadajnika. Ze względu na średnią ilość kanałów w typie drugim stosuje się zwykle do przesyłania wszystkich kanałów jedno pasmo częstotliwości na jednej fali nośnej. Linie radiowe typu trzeciego, przeznaczone do przesyłania bardzo szerokich pasm częstotliwości, muszą być rozwiązane inaczej. Odpowiednio zgrupowane kanały tworzą w tym przypadku kanały zbiorcze, przesyłane na różnych falach nośnych, promieniowanych przez wspólny system antenowy. Ze względu na szerokie pasma przenoszone zarówno typ drugi, jak i trzeci mogą być przeznaczone dla przesyłania programów telewizyjnych. Przy większej ilości kanałów w. cz. spotykane jest rozwiązanie, przy którym jeden lub dwa kanały są przeznaczone dla telewizji, a reszta dla przesyłania setek kanałów fonicznych.

Linie radiowe o kilku kanałach zbiorczych charakteryzują się stosunkowo dużymi częstotliwościami nośnymi (rzędu 4000 MHz) z powodu szerokich pasm przenoszonych.

3.1.2. Linie radiowe okręgowe

Ogólnie biorąc wymagania dla sieci okręgowych co do ilości kanałów są znacznie niższe aniżeli dla sieci głównych. W większości przypadków ilość 24 lub nawet 12 kanałów okazuje się zupełnie wystarczająca i pozwala na stosowanie linii radiowych z modulacją impulsową.

Linie te są tańsze od linii z modulacją częstotliwości, gdzie koszty aparatury telefonii nośnej są równorzędne z kosztami części radiowej. Przy liniach dalekosiężnych, tzn. przy liniach z dużą ilością stacji przekaźnikowych, duży koszt aparatury końcowej nie odgrywa wielkiej roli, natomiast dla sieci okręgowej, gdzie odległości są na ogół rzędu kilkudziesięciu kilometrów i stosowane połączenia są bądź bezpośrednie, bądź z jedną lub dwiema stacjami przekaźnikowymi, aparatura końcowa znacznie zwiększa ogólne koszty urządzenia. Należy przy tym podkreślić, że łącza impulsowe opłaca się instalować na okres przejściowy, np. do czasu położenia na danym odcinku kabla.

3.2. Radiowe linie telewizyjne

Konieczność przesyłania programu telewizyjnego na duże odległości wymaga stworzenia specjalnej sieci telewizyjnej. Ponieważ w większości krajów telewizja jest dopiero w początkowym stadium rozwoju, przy projektowaniu nowej sieci

⁵⁾ Patrz odnośnik na str. 4.

istnieje duża swoboda co do wyboru systemu transmisji. Dotychczasowe doświadczenia wskazują na to, że w tym przypadku linie radiowe będą miały przewagę nad kablami. Zarówno w NRD, jak w Niemczech Zachodnich i we Francji opracowanie kabla telewizyjnego umieszczono na dalszym planie, a do eksploatacji zastosowano linie radiowe. W Anglii istnieje połączenie między Londynem a Edynburgiem, którego odcinek Londyn — Birmingham jest dublowany kablem. W Związku Radzieckim zagadnienie jest nieco odmienne ze względu na wielkie odległości między poszczególnymi centrami telewizyjnymi, które, jak dotąd, pracują na własnych programach.

Przewaga linii radiowych nad kablami telewizyjnymi wynika z dużych kosztów inwestycyjnych i eksploatacyjnych, związanych z rozwiązaniem technicznym takiego kabla. Im szersze jest przenoszane przez kabel pasmo, tym częściej muszą być stawiane stacje wzmacniakowe. I tak np. dla odcinka Berlin — Lipsk⁶⁾, wynoszącego 180 km, wynikająca z obliczeń ilość stacji wzmacniakowych wynosi 25, nie licząc stacji końcowych, podczas gdy dla zainstalowanej tam linii radiowej wystarczają dwie stacje przekaźnikowe.

Z ogólnotechnicznego punktu widzenia radiowe linie telewizyjne, poza zastosowaniem, nie różnią się zasadniczo od opisanych już dalekosiężnych, szerokopasmowych radiowych linii telefonicznych. Jak już wspomniano, linie tego typu są z modulacją częstotliwości i mogą posiadać parę kanałów wielkiej częstotliwości, z których zależnie od potrzeb jeden lub dwa mogą być wykorzystywane dla telewizji.

Jeżeli chodzi o wymagania techniczne, to ogólnie biorąc są one mniejsze w przypadku linii telewizyjnych niż w telefonii wielokrotnej, z wyjątkiem wymagań dotyczących zniekształceń fazowych. Zagadnienie to jest dość ważne, gdyż zniekształcenia fazowe mają duży wpływ na jakość transmisji. Biorąc pod uwagę stosunkowo duże koszty nadawania audycji telewizyjnych oraz możliwość międzynarodowej wymiany programów należy liczyć się z koniecznością przesyłania programów na duże odległości (przy wysokich wymaganiach co do jakości transmisji). Ponieważ głównym źródłem zniekształceń fazowych są kable i niedopasowanie do nich anten, przy liniach telewizyjnych specjalnie ważne staje się zagadnienie (które będzie jeszcze omówione w dalszej części pracy) odpowiedniego doprowadzenia energii do anteny, a więc zagadnienie zasilania anten i konstrukcji wież.

Zagadnieniem specjalnym, które występuje tylko przy liniach telewizyjnych, jest sposób przesyłania fonii. Rozróżniamy pod tym względem trzy typy linii:

a. linie przesyłające tylko wizję; fonia przesyłana jest inną, dowolną drogą, na przykład kablem przystosowanym do celów radiofonicznych (radio-linia angielska) lub oddzielną linią (np. Berlin — Lipsk),

b. linie przesyłające fonię tym samym kanałem, co i wizję; w danym przypadku na stacjach przekaźnikowych oba sygnały nie są rozdzielone, a przechodzą przez wspólne elementy (dawna linia francuska),

c. linie przesyłające fonię innym kanałem w. cz. niż wizję; dla fonii i wizji są odrębne nadajniki i odbiorniki, a wspólne mogą być jedynie anteny (linie francuskie i linie amerykańskie).

Jak z powyższego wynika, wybór odpowiedniego typu linii nie jest tylko sprawą rozwiązania technicznego, ale i ekonomicznego. Sposób podany pod b., tzn. przesyłanie fonii na tej samej częstotliwości nośnej co wizji, sprawia trudności natury technicznej i praktycznie nie jest już stosowany. W przypadku linii wielokanałowych

⁶⁾ Megla G.: Die Übertragungsverhältnisse der Fernseh-Zubringer-Linie Berlin—Leipzig. — Nachrichten Technik, 1954, nr 3, s. 98 — 102.

sposób z punktu c. jest najwłaściwszy, gdy jednak linia radiowa ma tylko jeden kanał zbiorczy, trzeba raczej iść na rozwiązanie typu a.

4. ZAGADNIENIA ZWIĄZANE Z BUDOWĄ LINII RADIOWYCH

4.1. Wybór pasma częstotliwości

Zgodnie z uchwałami międzynarodowej konferencji w Atlantic City w 1947 r. linie mikrofalowe mogą pracować w następujących pasmach częstotliwości:

235 — 328 MHz	2450 — 2700 MHz
460 — 470 „	3300 — 4200 „
610 — 900 „	4400 — 5000 „
1300 — 1600 „	5925 — 6500 „
1700 — 2300 „	

Częstotliwości większe od 10 000 MHz nie są przewidywane dla linii radiowych ze względu na silny wzrost absorpcji atmosfery. Dla częstotliwości na przykład 3000 MHz mgła, deszcz lub śnieg wpływają ujemnie na rozchodzenie się fal, ale wynikające straty są przeważnie do pominięcia, gdyż nie przekraczają zwykle 0,03 dB/km. Dla częstotliwości większych, np. 10 000 MHz, wpływ ten gwałtownie rośnie, a straty dochodzą do 22 dB/km przy silnych opadach.

Przy projektowaniu sieci linii radiowych musi być przeanalizowany wybór najwłaściwszego zakresu częstotliwości, ponieważ od stosowanej częstotliwości nośnej zależy zarówno rozwiązanie techniczne samej aparatury, jak i rozwiązanie konstrukcyjne anten i wież, a co za tym idzie, wysokość kosztów aparatury i kosztów inwestycyjnych.

O wyborze zakresu częstotliwości decydują następujące czynniki:

- szerokość przesyłanego pasma częstotliwości,
- kierunkowość i zysk energetyczny anten,
- zjawiska tłumienia fali wzdłuż trasy, zależne od warunków terenowych jak i atmosferycznych,
- zjawiska refrakcji fal, zmienne w czasie i będące przyczyną powstawania zaników przy odbiorze,
- możliwości techniczne (dostępne typy lamp, kabli zasilających itp.),
- względy ekonomiczne (koszt budowy wież, anten itp.).

Czynniki te będą omówione kolejno:

a. Jeżeli chodzi o górny zakres częstotliwości, a zatem o fale najkrótsze, jest on dość atrakcyjny, gdyż pozwala na przenoszenie szerokich pasm częstotliwości, potrzebnych dla telewizji i dla urządzeń wielokanałowych, o dużej szerokości pasma przesyłanego. Przy modulacji częstotliwości umożliwia to osiągnięcie w stosunkowo prosty sposób dużej liniowości modulacji i detekcji oraz poprawienie stosunku sygnału do szumów przez zastosowanie dużych wskaźników modulacji. Górny zakres częstotliwości umożliwia stosowanie kilku kanałów w. cz. na kilku falach nośnych równocześnie, przy użyciu wspólnych doprowadzeń antenowych i anten.

b. Drugą podstawową zaletą górnego zakresu częstotliwości jest możliwość osiągnięcia dużych kierunkowości anten, a więc dużego zysku przy niewielkich wymiarach geometrycznych, przy stosunkowo niskich kosztach. Duża kierunkowość zapewnia większą tajność komunikacji i daje duży zysk na mocy nadajników.

c. Rosnący wraz z częstotliwością zysk energetyczny anten pozwala na skompensowanie z nadwyżką wpływu tłumienia fali między nadajnikiem a odbiornikiem, rosnącego zwykle wraz ze wzrostem częstotliwości. Jeżeli zatem zostanie określona wartość minimalnej mocy odbieranej (np. ze względu na dopuszczalny stosunek sy-

gnału do szumów), to dla danej długości trasy moc nadajnika musi być wielokrotnie większa dla fal dłuższych niż dla fal krótszych. Jeżeli jednak warunki rozchodzenia się fali są takie, że mimo połączenia w zakresie widzialności nie można mówić o rozchodzeniu się fali w wolnej przestrzeni (wpływ ziemi zwłaszcza na terenach płaskich), to tłumienie energii fali może okazać się tak silne, że opłaca się stosowanie fal dłuższych.

d. Stosowanie fal krótszych okazuje się również niekorzystne ze względu na możliwość powstawania zaników przy odbiorze wskutek zmienności współczynnika refrakcji. Dla zakresu powyżej 1000 MHz należy liczyć się z odpowiednim zapasem mocy nadajnika lub zysku antenowego w celu osiągnięcia niezbędnej pewności pracy.

Powyższe rozważania mają charakter czysto teoretyczny, decydujące znaczenie mają jednak inne względy, jak np. możliwości techniczne, wybór najkorzystniejszych typów lamp, zasilania anten, koszty wień itp.

e. Do częstotliwości rzędu 1000—3000 MHz można stosować triody płaskie z użyciem oscylatora kwarcowego. Do zasilania anten mogą być używane giętkie kable koncentryczne ze stałym dielektrykiem, jednak przy najkrótszych falach tego zakresu długość ich musi być ograniczona ze względu na silnie rosnące z częstotliwością straty w kablu na jednostkę jego długości.

Przy częstotliwościach większych triody muszą być zastąpione przez magnetrony, klistrony i lampy o fali bieżącej. Ze względu na niedostateczną stałość częstotliwości generatorów samowzbudnych w odbiornikach pożądana jest kontrola częstotliwości (automatyczne dostrajanie). Do zasilania anten służą prowadnice falowe.

f. Wymienione względy natury technicznej łączą się ściśle z czynnikami natury ekonomicznej. Ze względu na trudności i koszty instalowania przewodnic falowych, niezbędnych przy największych stosowanych częstotliwościach, nadajnik i odbiornik (stopnie w. cz. do pośredniej) umieszcza się na wieży przy antenie lub antenę promieniującą w górę umieszcza się blisko ziemi, a pasywny płaski reflektor na wieży. Przy tych częstotliwościach ze względu na dużą kierunkowość anten zagadnienie umieszczenia i sztywnego zamocowania anten gra zasadniczą rolę, zwiększając oczywiście koszty instalacji.

Jak widać z powyższych rozważań, wybór odpowiedniego zakresu częstotliwości nie jest łatwy.

Tendencje, jakie obserwuje się obecnie, idą w kierunku stosowania zakresów wyższych, a mianowicie: rzędu 4000 MHz i więcej. Na terenie Ameryki przyczyną tego jest:

- a. częściowe zajęcie niższych częstotliwości dla innych służb,
- b. możliwość stosowania kilku kanałów w. cz.,
- c. możliwość przenoszenia szerokich pasm częstotliwości.

W Europie na ogół biorąc czynnik pierwszy nie odgrywa specjalnej roli. Przyczyną natomiast, dla której nie stosuje się tu wyższych częstotliwości, jest brak własnego sprzętu mikrofalowego. Opierając się na zestawieniu Nexona jedynie nowsza linia radiowa francuska Paris—Lille oraz szwajcarska Bern—Genewa i Bern—Lugano pracują na częstotliwości 4000 MHz.

Wszystkie pozostałe linie radiowe europejskie pracują na częstotliwości poniżej 2000 MHz. Niezależnie jednak od systemów stosowanych obecnie we Francji opracowano już np. lampę o fali bieżącej na 8 cm, a opracowuje się na 4,5 cm, tak że w planowanej sieci linii radiowych przewiduje się już użycie tych zakresów fal. Również w NRD prowadzone są studia nad opracowaniem typów lamp, które umożliwiłyby pracę na falach krótszych.

4.2. Wybór trasy i ilości stacji przekaźnikowych

Jak wiadomo, charakterystyczną cechą rozchodzenia się mikrofal jest ich zasięg, ograniczony do bezpośredniej widoczności pseudo optycznej, która ze względów praktycznych wynosi przeciętnie około 50 km. W celu pokrycia większych odległości za pomocą linii mikrofalowych konieczne jest stosowanie stacji przekaźnikowych. Ilość tych stacji na danym odcinku, a więc przeciętny zasięg, zależy przede wszystkim od ukształtowania terenu i ma decydujący wpływ zarówno na rozwiązanie techniczne, jak i koszty połączenia. Dlatego też zagadnienie wyboru najwłaściwszej ilości stacji dla danej trasy musi być wszechstronnie przeanalizowane, a ostateczna decyzja jest kompromisem między wieloma sprzecznymi czynnikami.

Wzrost ilości stacji przekaźnikowych powoduje:

a. Zwiększenie kosztów inwestycyjnych związanych z budową dodatkowych stacji, zwiększenie kosztów aparatury oraz kosztów eksploatacji (obsługa i konserwacja).

b. Możliwość zastosowania niższych wież, oczywiście przy zachowaniu tych samych warunków propagacji, tzn. przy nie zmniejszonej odległości wiązki fali od przeszkód w najmniej korzystnym punkcie trasy. Z obniżeniem wysokości wież wiążą się zarówno korzyści ekonomiczne, tzn. mniejsze koszty ich budowy, jak i techniczne — zmniejszenie strat w kablu zasilającym anteny (o ile go użyto).

c. Możliwość zmniejszenia mocy promieniowanej przez antenę przy zachowaniu nie zmienionej wartości stosunku sygnału do szumów po stronie odbiorczej. Zmniejszenie wymaganej mocy pozwala na ewentualne:

1. zmniejszenie zysku anten, a więc ich rozmiarów, dając korzyści ekonomiczne i konstrukcyjne,

2. zmniejszenie mocy nadajnika, dając większą swobodę co do wyboru typu lamp i łatwiejsze rozwiązanie techniczne,

3. dopuszczenie większych strat w kablu zasilającym antenę, co często decyduje w ogóle o możliwości jego zastosowania.

Niezależnie od wyżej wymienionych względów technicznych i ekonomicznych na wybór ilości stacji przekaźnikowych linii radiowych wpływa konfiguracja terenu i związane z tym warunki propagacji, które z kolei wiążą się ściśle z przyjętą częstotliwością nośną. Jakkolwiek teoretycznie zasięg w wolnej przestrzeni jest funkcją mocy nadajnika i zysku antenowego (dla danego poziomu szumów), to praktycznie jest on zależny od tłumienia fali biegnącej nad ziemią, a zatem od wysokości umieszczenia anten. Aby tłumienie fali było odpowiednio małe, tzn. zbliżone do rozchodzenia się fali w wolnej przestrzeni, odległość wiązki fali od wierzchołków przeszkód na całej trasie nie powinna być w praktyce mniejsza od 20—30 m przy uwzględnieniu refrakcji atmosfery, tzn. przy rozkładzie współczynnika refrakcji, dającym jako skutek pozorne powiększenie promienia ziemskiego do wartości $\frac{4}{3} R$. Podana tu wartość 20—30 m jest wskaźnikiem praktycznym, choć nie zawsze stosowanym. W celu uniknięcia tłumienia odbioru wskutek dodawania się promieni bezpośrednich i odbitych wskazane jest, aby dookoła osi widoczności była wolna przestrzeń zwana pierwszą strefą Fresnela. (Dla każdego punktu tej strefy suma odległości od nadajnika i odbiornika jest większa o mniej niż pół długości fali od odległości bezpośredniej nadajnika od odbiornika). Warunek ten, zwłaszcza dla fal dłuższych, jest jednak dość trudny do spełnienia, wymaga on bowiem wysokiego umieszczenia anten.

Aby dla wybranej trasy sprawdzić warunek widoczności, powinien być wykonany odpowiedni przekrój trasy. Przekrój ten kreśli się z dokładnych map z uwzględnieniem wysokości przeszkód nie podanych na mapach, a znajdujących się na trasie (budynki, wieże, wysokie drzewa) i powodujących tłumienie fali lub jej odbicia.

W przypadku gdy nie ma pewności, że warunek widoczności jest zachowany, jak również w przypadku projektowania długich odcinków trasy przy odpowiednio wielkiej częstotliwości, zachodzi konieczność wykonania pomiarów natężenia pola i statystycznych pomiarów zaników. Z powodu zależności powstawania zaników od warunków atmosferycznych pomiary te należy wykonywać przez dłuższy okres czasu (co najmniej $\frac{1}{2}$ roku) w różnych warunkach atmosferycznych.

Należy w tym miejscu podkreślić, że istnienie na trasie dużych różnic wysokości oraz dużych odstępów od ziemi jest także przyczyną powstawania zaników i dlatego w takich przypadkach pożądaną są wstępne pomiary trasy.

Przy wykonywaniu pomiarów trasy wskazane jest również dobranie eksperymentalne najkorzystniejszej wysokości umieszczenia anten ze względu na ewentualne tłumienie fali wskutek dodawania się promieni bezpośrednich i odbitych.

Zmienność warunków propagacji wskutek zmian atmosferycznych jest przyczyną powstawania zaników odbioru. Zaniki te są tym większe, im wyższa jest częstotliwość fali nośnej i im dłuższy jest odcinek trasy. Jak już podano w punkcie 2.4., zaniki te są na ogół rzędu 20 dB (dla najwyższych stosowanych częstotliwości więcej) i dlatego przy projektowaniu linii musi być zwiększona o tę wartość moc promieniowana dla otrzymania określonego stosunku sygnału do szumu.

Jak wynika z powyższych rozważań, przez ustawienie stacji przekaźnikowych w terenie górzystym na odpowiednich wzniesieniach można znacznie zwiększyć zasięg bez budowy kosztownych wież antenowych. (W Szwajcarii eksploatuje się doświadczone linie radiowe z odcinkami rzędu 100 km).

W terenach płaskich z powodu ograniczenia wysokości wież względami konstrukcyjnymi i ekonomicznymi zasięg stosowany nie przekracza zwykle 50 km. Odpowiada to wysokości wież rzędu 60—70 m dla zasięgu optycznego, przy uwzględnieniu omawianej już strefy Fresnela. Dalsze powiększanie zasięgu przez podwyższanie anten nie opłaca się ze względu na kwadratową zależność wysokości anten h od odległości

l ($h = \frac{l^2}{8R}$, gdzie R — promień Ziemi).

Dla zasięgu niewiele większego, np. 70 km, wysokość anten byłaby już rzędu 120—130 m.

4.3. Wybór miejsca na stacje przekaźnikowe

Wyżej przeprowadzona analiza wyboru trasy i rozmieszczenia stacji przekaźnikowych uwzględniła jedynie techniczny punkt widzenia. Była mowa o warunkach koniecznych, ale nie wystarczających, gdyż przy wyborze miejsca na stację decydujący wpływ mają warunki ekonomiczne.

Do stacji musi być przede wszystkim:

- a. doprowadzona energia elektryczna i to, ze względu na pewność pracy, w miarę możliwości energia wysokiego napięcia,
- b. umożliwiony dojazd.

Ze względu na stałą obsługę musi być również rozwiązana sprawa aprowizacji i zaopatrzenia w wodę, co łączy się z koniecznością bliskości osiedli lub też zapewnieniem odpowiednich środków transportowych.

Jeżeli powyższe warunki wymagają bardzo kosztownych inwestycji, należy starać się przeprowadzić trasę przez inne punkty, licząc się nawet ze zwiększeniem ilości stacji przekaźnikowych.

Czynnikiem, który może znacznie zmniejszyć koszty inwestycyjne związane z budową linii radiowych, jest umieszczanie stacji przekaźnikowych w takich miejscach, aby mogły być wykorzystane i do innych celów, a przede wszystkim dla innych linii radiowych. W przypadku wykorzystania jednej stacji dla dwóch lub trzech linii ra-

diowych może okazać się opłacalna budowa trwałej wieży murowanej, która dzięki możliwości umieszczenia aparatury przy antenach pozwala na znacznie lepsze rozwiązanie techniczne.

4.4. Anteny, sposoby ich zasilania i instalowania

4.4.1. Typy anten

Wybór całego systemu antenowego, jak już wspomniano, jest związany ściśle z czynnikami natury techniczno-ekonomicznej.

W zależności od częstotliwości pracy stosujemy różne typy anten, a mianowicie:

a. Dla fal rzędu 2 m — 50 cm — anteny typu Yagi z reflektorem prętowym lub płaskim, jak również z reflektorem w kształcie litery V, o zysku 10—13 dB w stosunku do anteny półfalowej.

b. Dla fal krótszych najczęściej stosowane są anteny dipolowe zaopatrzone w reflektory paraboliczne pełne lub siatkowe o zysku do 40 dB w zależności od stosunku długości fali do średnicy reflektora.

Ponieważ ze względów konstrukcyjnych rzadko stosuje się reflektory o średnicy większej od 3 m, anteny te nie opłacają się dla fal dłuższych.

c. Dla fal rzędu 15 cm i krótszych stosuje się czasem anteny soczewkowe o zysku rzędu 40 dB, odznaczające się dużą szerokością przenieszonego pasma (rzędu np. 300 MHz), a więc nadające się do pracy nawet z kilkoma szerokopasmowymi kanałami wielkiej częstotliwości. Wadą anten soczewkowych są ich duże koszty, związane z wysokimi wymaganiami dotyczącymi tolerancji konstrukcji soczewki.

W zakresie fal centymetrowych można stosować tę samą antenę do nadawania i odbioru. Osiąga się to za pomocą filtrów rozdzielających częstotliwości obu kierunków. Dzięki temu uzyskuje się potanieńczenie urządzeń antenowych. Dla zakresu fal decymetrowych anten wspólnych nie stosuje się z powodu trudności skonstruowania odpowiednio selektywnych filtrów.

4.4.2. Sposoby zasilania anten

Wymagania dotyczące zysku antenowego są związane ze stratami w doprowadzeniu energii do anteny, a więc ze sposobem jej zasilania oraz maksymalną mocą, dostarczoną przez nadajnik. Dla danego przeciętnego tłumienia trasy oraz przyjętego stosunku sygnału do szumów po stronie odbiorczej, określona jest tylko wymagana moc promieniowania anteny, wobec czego w zależności od możliwości techniczno-ekonomicznych istnieje pewna elastyczność przy doborze 3 wielkości, a mianowicie: zysku antenowego, dopuszczalnych strat zasilania anteny i mocy nadajnika.

Przy obecnym stanie techniki stosuje się zasadniczo następujące sposoby zasilania anten:

- a. za pomocą kabli koncentrycznych,
- b. przez umieszczenie nadajnika bezpośrednio przy antenie na wieży,
- c. przez umieszczenie nadajnika bezpośrednio przy antenie na ziemi i kierowanie wiązki fal za pomocą płaskich lusterek odbijających,
- d. za pomocą falowodów.

a. Ze względu na znaczny wzrost tłumienia kabli wraz z rosnącą częstotliwością stosuje się je jedynie dla dolnego zakresu częstotliwości, nie przekraczającego praktycznie rzędu 2000 MHz. Ponieważ dla fal dłuższych ze względów konstrukcyjno-ekonomicznych stosuje się anteny o niewielkim zysku, straty w kablu muszą być ograniczone z powodu rosnących wówczas wymagań dotyczących mocy nadajnika, a więc musi być ograniczona ich długość. Praktycznie biorąc długość kabla zasilającego antenę nie powinna przekraczać rzędu 70 m dla najmniejszych stosowanych

częstotliwości. W przypadku gdy przekrój trasy wymaga wyższego zamocowania anten lub gdy maszt antenowy jest zbyt oddalony od aparatury, należy stosować bądź inne rozwiązanie, bądź w granicach dopuszczalnego wzrostu kosztów zwiększyć zysk anteny. Drugim czynnikiem ograniczającym długość kabla są powstające w kablu zniekształcenia fazowe. Ponieważ zniekształcenia te rosną wraz z ilością stacji przekaźnikowych, może zaistnieć ograniczenie długości kabla dla całej linii radiowej. Ma to szczególne znaczenie dla linii telewizyjnych, w których zniekształcenia fazowe decydują w dużym stopniu o jakości transmisji.

Gdy więc z tych czy innych względów musimy ograniczyć długość kabla, wchodzi w grę rozwiązanie typu b.

b. Umieszczenie aparatury bezpośrednio przy antenie jest z punktu widzenia technicznego najlepszym rozwiązaniem zarówno z powodu najmniejszej straty energii otrzymanej z nadajnika lub odbieranej przez odbiornik, jak i wpływu odbić wskutek niedopasowania anteny. Sposób ten wymaga jednak budowy kosztownych wież z pomieszczeniami na aparaturę nadawczą i odbiorczą i dlatego ma zastosowanie głównie tam, gdzie wieża jest wykorzystana do zamocowania paru systemów antenowych. Należy przy tym zaznaczyć, że rozwiązanie tego typu może być zastosowane do wszystkich częstotliwości nośnych, na jakich mogą pracować linie radiowe.

c. W przypadku gdy nie chcemy umieszczać aparatury na wieży (dla fal krótkich), istnieje możliwość umieszczania anteny wraz z normalnym reflektorem skupiającym przy aparaturze, u stóp masztu, na szczycie którego znajdują się płaskie reflektory odbijające energię w żądanym kierunku. Ponieważ dla uniknięcia strat rozmiary reflektora muszą być odpowiednio duże w stosunku do długości fali, system ten nie nadaje się dla fal dłuższych. Zaletą tego systemu jest ogromne ułatwienie konserwacji, gdyż reflektor odpowiednio sztywno zamocowany na górze i nie mający z aparaturą połączenia nie podlega uszkodzeniu.

d. Dla górnego zakresu częstotliwości, tzn. dla fal powyżej 2000 MHz, zamiast kabla do zasilania anten służą falowody. W przypadku gdy odległość anteny od aparatury nie jest wielka, rozwiązanie to nie budzi specjalnych zastrzeżeń, gdy jednak odległość ta jest duża, stosowanie falowodów jest zarówno bardzo kosztowne, jak i kłopotliwe. Wymagania dotyczące tolerancji przy obróbce, duże zużycie miedzi i konieczność srebrzenia jej powierzchni, łączenie poszczególnych odcinków falowodów, zabezpieczenie ich od wpływów atmosferycznych itp. są to czynniki, które powodują w tym przypadku konieczność zastosowania poprzednio omówionych systemów zasilania w punktach b. lub c.

Jak widać z powyższych rozważań, wybór rozwiązania technicznego dotyczącego urządzenia antenowego wiąże się ściśle z wymaganiami dotyczącymi wież lub masztów antenowych. Ponieważ, jak wiadomo, koszty budowy wieży mogą stanowić 15% kosztów inwestycyjnych, decyzja co do wyboru systemu musi być odpowiednim kompromisem.

4.4.3. Instalowanie anten — Wieże

Najtańszym sposobem zamocowania anten jest umieszczenie ich na masztach z odciągaczami. Rozwiązanie to jest rzadko stosowane, gdyż maszty nie zapewniają na ogół dostatecznej sztywności konstrukcji, co — jak wiemy, zwłaszcza dla mikrofal odgrywa dużą rolę. Dlatego też zwykle buduje się samostojące wieże o konstrukcji kratowej, stalowe lub drewniane, z pomostem umożliwiającym dostęp do anten.

W przypadku umieszczenia aparatury przy antenie konieczne są pełne wieże murewane. Wieże tego typu są najdroższe, jednak z punktu widzenia technicznego dają najlepsze rozwiązanie. Z tego też powodu wszystkie czynniki wpływające na wła-

ściwy wybór konstrukcji wieży powinny być szczegółowo przeanalizowane i dopiero po tym powinna być powzięta ostateczna decyzja. Należy przy tym pamiętać, że nie można tu zbyt opierać się na doświadczeniach zagranicznych, gdyż kalkulacja wież jest związana ściśle z warunkami terenowymi i gospodarczymi kraju.

5. WNIOSKI

W artykule niniejszym starano się oświetlić podstawowe zagadnienia dotyczące linii mikrofalowych z punktu widzenia zastosowania ich w telekomunikacji. Analiza powyższa pozwoliła na wyciągnięcie pewnych wniosków, a mianowicie:

1) Przy rozpatrywaniu zagadnienia zastosowania linii radiowych nie należy traktować tych linii jako systemu transmisji, który ma wyprzeć systemy dotychczas stosowane, ale odwrotnie, traktować je jako system ściśle współpracujący z już istniejącą i projektowaną siecią telekomunikacyjną.

2) Linie radiowe dają niewątpliwą oszczędność tak drogiej i ważnych gospodarczo metali, jak miedź i ołów. W normalnych warunkach eksploatacyjnych mają one przewagę ekonomiczną nad liniami kablowymi.

3) W przypadku gdy linie radiowe są dopiero w stadium eksperymentalnym i przeprowadza się z nimi pierwsze próby, aby wybrać odpowiednie rozwiązania techniczne, nie może być mowy o zysku ekonomicznym w stosunku do systemów dotychczas eksploatowanych.

4) Czynnikiem, który może znacznie zmniejszyć koszty inwestycyjne związane z budową linii radiowych, jest umieszczenie stacji przekaźnikowych w takich miejscach, aby mogły być wykorzystane do różnych linii radiowych, a nawet do innych celów, jak np. umieszczenia na nich ultrakrótkofalowych stacji radiofonicznych z modulacją częstotliwości.

Rozwiązanie takie wymaga planowania nie tylko jednej trasy, ale od razu całej sieci linii radiowych oraz koordynacji planów rozwoju zarówno linii telefonicznych, jak i telewizyjnych.

5) Produkcja urządzeń linii radiowych wymaga odpowiedniego zaplecza przemysłowego. Do aparatur mikrofalowych potrzebne są dobre materiały magnetyczne i izolacyjne (zwłaszcza ceramiczne), kable w. cz., specjalne lampy i takie elementy, jak opory, kondensatory itp.

6) Dalekosiężne telefoniczne linie radiowe oraz linie telewizyjne mogą być wyposażone w takie same aparaty w. cz. z modulacją częstotliwości i mogą pracować na różnych falach nośnych na wspólne anteny. Linie telefoniczne tego typu wykorzystują do modulacji aparaty telefonii nośnej przewodowej. W przypadku telefonicznych linii radiowych okręgowych stosuje się aparaty z modulacją impulsową.

7) Instalowanie linii radiowych powinno być poprzedzone zarówno pomiarami natężenia pola, jak i statystycznymi pomiarami zaników na trasie. Pomiary te powinny być przeprowadzane przez dłuższy okres czasu (co najmniej $\frac{1}{2}$ roku).

8) Zagadnienie najważniejszego rozwiązania technicznego urządzeń linii radiowych jest zagadnieniem odrębnym i wykracza zupełnie poza ramy niniejszego artykułu.

В. Кацпровска

ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОЛИНИИ В ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ СВЯЗИ

Резюме

После краткого вступления оговорено проблему радиолиний относительно их применения в новейших сетях высокочастотной связи. Для сравнения с существующими системами проводных линий проанализировано экономическую сторону радиолиний с точки зрения качества и надежности ретрансляции. Подчеркнута экономия в употреблении цветных металлов и большая зависимость расходов по инвестиции от местных хозяйственных и территориальных условий.

Произведен анализ применения радиолиний для дальней и окружной телефонной связи, а также для передачи телевизионных программ. В связи с таким применением радиолиний оговорены основные типы их устройств:

- а. с импульсной модуляцией,
- б. с модуляцией частоты (работающей совместно с устройствами радиочастотной телефонии).

В конце подан обзор основных вопросов связанных с сооружением радиолиний, а именно: выбор полосы частот, выбор трассы и места для ретрансляционной станции, проблемы антенн, их конструкции, способ питания и оборудования и проблема антенных мачт.

W. Kacprowska

APPLICATION OF RADIO LINKS IN COMMUNICATIONS

Contents

After a brief introduction, the problem of the application of radio links in modern long distance networks has been taken under consideration. Both economical and technical aspects of radio links with reference to quality and reliability of transmission have been discussed. The comparison with existing wire transmission systems emphasizes substantial economy of coloured metals and pronounced dependence of plant cost on specific local and economical circumstances. An analysis of the application of radio links to long distance telephone communication and to the transmission of television programmes is followed by a discussion of two main types of equipment, i. e. with pulse modulation and with frequency modulation (operating in connection with carrier telephony equipment). The conclusion brings a survey of fundamental problems in the construction of radio links, viz.: determination of frequency band, disposition of routes and relay stations, design, installation and feeding of aerials, as well as resulting problems regarding aerial towers and poles.

W. Kacprowska

L'UTILISATION DES FAISCEAUX HERTZIENS DANS LA TÉLÉCOMMUNICATION

Résumé

L'article traite le problème de l'utilisation des faisceaux hertziens dans le réseau téléphonique interurbain. Afin de les comparer aux systèmes de transmission usuels on a analysé d'une part les effets économiques des faisceaux hertziens, d'autre part

leurs caractéristiques techniques au point de vue de la qualité de transmission et de la sécurité du trafic. On a fait ressortir une grande économie des métaux colorés et une grande relation qui existe entre les frais d'investissement et les conditions spécifiques locales et économiques.

On a aussi examiné l'utilisation des faisceaux hertziens dans le réseau téléphonique à grande distance ainsi que pour la transmission des programmes télévisuels. Eu égard à cette utilisation des faisceaux hertziens on a décrit les principaux types des appareils, notamment:

- a. avec modulation à impulsion,
- b. avec modulation de fréquence (connectés aux appareils de téléphonie à courants porteurs).

A la fin on a présenté un court aperçu de principaux problèmes ayant rapport à la construction des faisceaux hertziens tels que: détermination de la bande de fréquence, disposition de voies et de stations relais, construction des aériens, leur installation et alimentation ainsi que la construction des tours et des pylônes d'aériens.

W. Kacprowska

DIE ANWENDUNG VON RICHTFUNKVERBINDUNGEN IN DER FERNMELDETECHNIK

Zusammenfassung

Nach kurzer Einführung wird das Problem der Funklinien hinsichtlich ihrer Anwendung in modernen Fernmeldenetzen besprochen. Zum Vergleich mit bestehenden Drahtsystemen wird die Wirtschaftlichkeit und die technische Zweckmäßigkeit der Richtfunkverbindungen bezüglich ihrer Qualität und Zuverlässigkeit der Übertragung analysiert. Hervorgehoben wird der sparsame Gebrauch von Buntmetallen und die Abhängigkeit der Anlagekosten von den wirtschaftlichen und landschaftlichen Bedingungen.

Besprochen wird die Anwendung der Richtfunkverbindungen im telefonischen Fern- und Bezirksverkehr sowie in der Übertragung der Fernsehprogrammen. Im Verein damit werden die Haupttypen ihrer Einrichtung vorgeführt, also:

- a. mit Impulsmodulation,
- b. mit Frequenzmodulation (im Verein mit den Anlagen der Trägerfrequenztelephonie).

Zum Schluss wird eine Übersicht der wichtigsten Voraussetzungen für den Bau von Richtfunkverbindungen gegeben, und zwar: die Wahl des Frequenzbereiches die Wahl der Trasse und der Orten für die Relaisstationen, die Antennen, ihre Konstruktion, die Stromversorgung und Installierung, sowie das damit verbundene Problem der Antennentürme und Antennenmasten.

HENRYK HELBING

POMIARY WIDMA RADIOTELEGRAFICZNEGO

Rękopis dostarczono do IŁ 8. 7. 1954

W pracy rozpatrzono czynniki wpływające na szerokość pasma zajmowanego przez emitowaną falę radiową przy nadawaniu znaków telegraficznych. Podano definicje i wytyczne C. C. I. R. oraz dokonano przeglądu stosowanych metod i używanych przyrządów do pomiaru szerokości pasma.

Stosowane są dwie główne metody: 1. metoda analizy widmowej; 2. metoda pomiarów pasmomierzem.

Metoda pomiarów pasmomierzem jest bezpośrednio oparta na definicji rzeczywistej szerokości pasma; jest prosta i daje w odpowiednich warunkach dostatecznie dokładne wyniki przy kontroli nadawania telegraficznych.

1. WSTĘP

Wobec istniejącej potrzeby ulokowania jak największej ilości stacji radiokomunikacyjnych nawzajem sobie nie przeszkadzających, zachodzi konieczność ekonomicznego wykorzystania pasma radiowego i ustalenia jak najmniejszych odstępów pomiędzy częstotliwościami przydzielonymi poszczególnym stacjom.

Wiadomo, że manipulowana fala nośna zajmuje pewną szerokość pasma, odpowiadającą wysyłanym impulsom i rodzajowi emisji.

Szerokość pasma zajmowana przez nadawanie została określona przez Międzynarodowy Regulamin Radiokomunikacyjny (Atlantic City 1947) jako pasmo częstotliwości obejmujących 99% mocy wypromieniowanej, rozszerzone ponadto o tyle, aby objąć każdą częstotliwość, której odpowiada co najmniej 0,25% całkowitej mocy wypromieniowanej [1].

Dobre odbiorniki komunikacyjne, używane z zasady na głównych stacjach odbiorczych, są typu zbiorczego i posiadają automatyczną regulację strojenia, pozwalając na zastosowanie filtrów o wąskim pasmie przepuszczania. Przy takim rozwiązaniu następuje częściowa eliminacja zakłóceń pochodzących między innymi od stacji sąsiednich i otrzymuje się korzystniejszy stosunek sygnałów do zakłóceń. Jednocześnie jednak zostaje obciążona część energii odbieranych sygnałów, jeśli mają one zbyt szerokie pasmo. Z tego można wnioskować, iż nie cała energia dostarczana przez nadajnik jest użyteczna i że nadajnik może pracować skutecznie ze skupionym wokół fali nośnej widmem.

Dla zapewnienia należytej łączności zwięźenie widma nie może jednak być zbyt daleko posunięte.

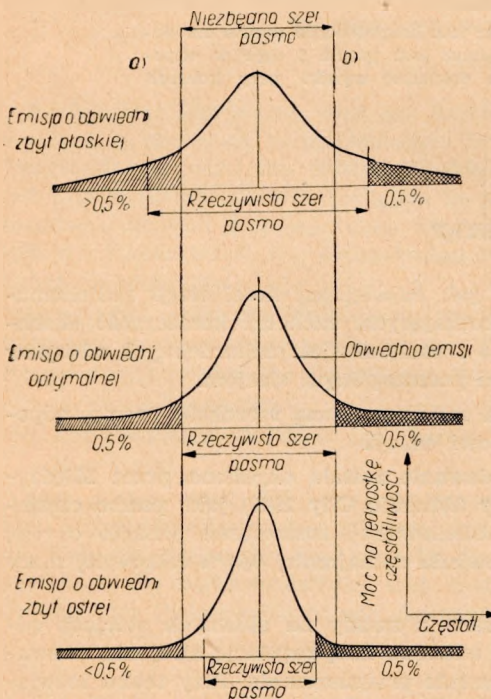
Regulamin Radiokomunikacyjny podaje więc tabelę minimalnych szerokości pasm niezbędnych dla prawidłowej łączności za pomocą różnych, znanych rodzajów emisji. Promieniowanie stacji nadawczej na zewnątrz niezbędnych pasm powinno być jak najmniejsze, aby zapobiec zakłóceniom na kanałach sąsiednich.

C. C. I. R. podaje dla wyjaśnienia następujące definicje dotyczące pojęć związanych z szerokością pasma zajmowanego przez fale emitowane [2] i [3].

Rzeczywista szerokość pasma jest rozumiana jako zakres zespołu częstotliwości zawierający 99% mocy promieniowanej, rozszerzony ponadto tak, aby objąć każdą częstotliwość, której odpowiada co najmniej 0,25% całkowitej mocy promieniowanej. (Bez harmonicznych w. cz., które są objęte oddzielnymi przepisami).

Niezbędna szerokość pasma jest to taka minimalna jego szerokość, która wystarcza do przekazania informacji o żądanej jakości na wyjściu odbiornika stosownie do rodzaju emisji, przyjętego systemu i danych technicznych urządzeń.

Promieniowanie poza pasmem jest to moc promieniowana poza niezbędną szerokością pasma. (Promieniowanie poza pasmem nie obejmuje promieniowania na częstotliwościach odległych, jakimi są harmoniczne w. cz. i częstotliwości pasożytnicze).



Rys 1. Ilustracja definicji szerokości pasma na przykładzie widma symetrycznego. a) Zaciemnienie ukośne przedstawia promieniowanie poza niezbędną szerokością pasma. Zaciemniono tylko lewą stronę. b) Zaciemnienie krótkowane przedstawia promieniowanie poza rzeczywistą szerokością pasma. Zaciemniono tylko prawą stronę.

Czas kształtowania impulsu określa się jako czas, podczas którego prąd telegraficzny narasta od jednej dziesiątej do dziewięciu dziesiątych (lub odwrotnie) wartości osiągniętej w stanie ustalonym.

Na rys. 1 podano przykłady ilustrujące definicje dotyczące szerokości pasma.

C. C. I. R. nakreśliła ponadto graniczne obwiednie amplitud składników częstotliwościowych (patrz p. 3) dla poszczególnych rodzajów emisji oraz zaleca Zarządom Radiostacji, by przez dołożenie starań doprowadziły do tego, aby emisje podległych im stacji odpowiadały nakreślonym przepisom.

Dla umożliwienia kontroli C. C. I. R. opracowało w Zaleceniu Nr 37 (Genewa 1951 r.) wytyczne, którym przyrząd do pomiaru widma powinien odpowiadać. Wytypowana metoda pomiaru [2] polega na analizie, tj. czynności przedstawienia sygnałów w postaci odpowiadającego im widma. Przez widmo rozumie się zespół amplitud różnych częstotliwości składowych.

2. WIDMO TELEGRAFICZNE

Określenie szerokości pasma zgodnie z definicją podaną w p. 1 może być dokonane analitycznie w oparciu o przekształcenia Fouriera. Wiadomo, że przy modulacji amplitudy impulsu modulujący i odpowiadający mu o takiej samej obwiedni impuls fali w. cz. mają jednakowe (z wyłączeniem składnika stałego fali nośnej) rozkłady mocy w swych widmach. Wobec tego określenie szerokości pasma dla emisji A1 i A2 może być sprowadzone do analizy impulsów modulujących.

W tabelicy 1 podano wyniki otrzymane z obliczeń szerokości pasm obejmujących 99% mocy periodycznych emisji A1 dla impulsów o różnych kształtach [4], [10], [16].

Dane otrzymane z pomiarów [17] potwierdzają obliczone wartości, dając identyczne rezultaty.

Określenie szerokości pasma częstotliwości, obejmującego 99% mocy wypromieniowanej dla impulsów aperiodycznych (kropki nadawane nieregularnie lub pojedynczo), można oprzeć na analizie impulsów periodycznych wiedząc, że w obu przypadkach dla impulsów o jednakowych kształtach obwiednie widm są podobne i różnią się tylko wartością. (Jak wiadomo impuls aperiodyczny ma widmo ciągłe w przeciwieństwie do widma z harmonicznymi prostymi dla impulsów periodycznych).

Z przeprowadzonych tym sposobem obliczeń wynika [4]:

$$\Delta F_{ap} \approx \Delta F + 2B$$

gdzie

ΔF_{ap} — rzeczywista szerokość pasma impulsu aperiodycznego,

ΔF — rzeczywista szerokość pasma impulsu periodycznego,

B — szybkość telegrafowania w bodach, przy czym $B = 1/t$, zaś t — długość impulsu w sekundach.

Z matematycznej analizy impulsów wynikają następujące reguły ogólne [8], [10]:




a. Dwa impulsy o różnym czasie trwania, lecz o jednakowym kształcie, dają podobne widma, lecz z szerokością pasma odwrotnie proporcjonalną do czasu trwania.

b. Impuls z obwiednią o stromych krawędziach (lub nieciągłościach) ma widno malejące hiperbolicznie, tj. proporcjonalnie do $1/f$.

c. Impuls z obwiednią pozbawioną stromych krawędzi, lecz posiadającą załamania (lub nieciągłości w nachyleniu obwiedni), ma widno malejące proporcjonalnie do $1/f^2$.

d. Impuls z obwiednią bez stromych krawędzi i bez załamań daje widno malejące proporcjonalnie do $1/f^n$, gdzie $n > 2$.

Tablica 1
Szerokość pasma dla impulsów o różnych kształtach

Kształt impulsu	Rzeczywista szerokość pasma ΔF
	Prostokątny 21 B
	Trapez $\frac{BC}{AD} = 0,8$ 6 B
	Narastanie i zanikanie impulsu wg krzywej wykładniczej o stałej czasu θ przy $\frac{\theta}{t} = \frac{1}{40}$ 7 B
	przy $\frac{\theta}{t} = \frac{1}{20}$ 5 B
	przy $\frac{\theta}{t} = \frac{1}{5}$ 3 B

B — szybkość telegrafowania w bodach.

Biorąc pod uwagę regułę a. należy wnioskować, że kreski w kodzie Morse'a będą dawać mniejszą szerokość pasma niż kropki nadawane z tą samą szybkością w bodach i że wobec tego o szerokości pasma zajmowanego przez emisję telegraficzną decydują kropki. Reguły b., c., d. określają zależność szerokości pasma od kształtu impulsu. Z podanych wyżej i ujętych w tablicy 1 przykładów widać, że impulsy „zaokrąglone“ mają znacznie zmniejszoną szerokość pasma w stosunku do impulsu prostokątnego. W eksploatacji niestety nie każdy kształt impulsu pozwala na należyte funkcjonowanie odbiornika telekomunikacyjnego. Na przykład impulsy trójkątny lub pełny sinusoidalny, pomimo że zajmują stosunkowo wąskie pasma częstotliwości, są nie do przyjęcia ze względu na zbyt „spiczasty“ kształt. Takie impulsy, szczególnie przy zanikach (fadingach), powodują nieregularność w funkcjonowaniu odbiorników, posiadających pewien próg czułości, powyżej którego odbiorniki dopiero dają znaki na wyjściu. Mianowicie dla impulsów „spiczastych“ przy wahającym się poziomie odbioru kropki lub kreski wychodzą skrócone lub przedłużone, przez co zachodzi możliwość błędnych odczytów przesyłanych wiadomości [4].

Z myślą o racjonalnym zmniejszeniu szerokości rzeczywistego pasma Międzynarodowy Regulamin Radiokomunikacyjny (Atlantic City) określa kształt zalecanego impulsu jako „lekko zaokrąglony“, dając 9 dB spadku obwiedni widma na oktawę dla składników poza niezbędnym pasmem [1]. Ta sama wielkość wynosi dla impulsu prostokątnego — 6 dB/oktawę, trójkątnego — 12 dB/oktawę i pełnego sinusoidalnego — 18 dB/oktawę [4].

Większość nadajników obecnie będących w użyciu promieniuje przy A1 lub A2 impulsy bardzo zbliżone do prostokątnych, zajmując tym samym zbyt szerokie pasma częstotliwości. Zaokrąglanie impulsów napotyka przy tych nadajnikach na trudności związane z ich pracą w klasie „C“ z dużą sprawnością. Mianowicie po naciśnięciu klucza telegraficznego amplituda na wyjściu takiego nadajnika bardzo szybko rośnie i osiąga wartość maksymalną, jaką wzmacniacz może dostarczyć w stanie ustalonym, pozostając na tym poziomie do czasu zwolnienia klucza. W ten sposób powstają impulsy prawie prostokątne i jeżeli chce się ich kształt zmienić, należy na ogół zadowolić się mniejszą sprawnością wzmacniaczy mocy w nadajnikach.

Istnieją tutaj dwie możliwości:

a. zastosowanie obwodu zaokrąglającego impulsy a następnie liniowe ich wzmocnienie,

b. obwodu, jak wyżej, lecz umieszczonego na wyjściu między wzmacniaczem końcowym i anteną.

To ostatnie rozwiązanie wydaje się trudniejsze do realizowania i kłopotliwsze w eksploatacji. Dokonane próby sposobu pierwszego [4], [18] wskazują na możliwość takiego rozwiązania, jeżeli wzmacniacze pracują w klasie „B“ lub w klasie pośredniej między „B“ i „C“. W tym ostatnim przypadku impuls po przejściu obwodu kształtującego (filtr dolnoprzepustowy) jest wzmacniany przez szereg wzmacniaczy pośrednich, które powodują nieduże stosunkowo zmiany kształtu znaku, przy czym większy wpływ na te zmiany mają wzmacniacze leżące bliżej obwodu kształtującego.

Przekształcenie Fouriera pozwala na zastosowanie do widm teorii superpozycji. Na tej podstawie można stwierdzić, że widmo sumy impulsów równa się sumie widm składowych [13], [14] i dla emisji A2 można ogólnie określić szerokość pasma jako sumę $\Delta F + 2f$, gdzie f jest częstotliwością modulującą, a ΔF — szerokością pasma dla impulsów A1.

Szerokość pasma zajmowana przez emisję F1 zależy od: kształtu impulsów, szybkości telegrafowania i dewiacji częstotliwości. Na przykład rzeczywista szerokość pasma periodycznych impulsów prostokątnych o równym czasie trwania znaku i przerwy wyraża się wzorem [3]:

$$P_p = \frac{8}{3} D + \frac{4}{3} B \text{ dla } 2,5 \leq m \leq 8,$$

$$P_p = 2,2 D + 3,2 B \text{ dla } 8 \leq m \leq 20,$$

gdzie:

$2D$ — dewiacja (różnica częstotliwości znaku i przerwy),

$$m = \frac{2D}{B}.$$

Przy szybkości $B = 50$ bodów i dewiacji często spotykanej w praktyce $2D = 600$ Hz rzeczywista szerokość pasma dla impulsów prostokątnych wynosi $17 B$, zaś dla impulsów sinusoidalnych $14 B$.

Trzeba tu zaznaczyć, że zwężenie pasma przy emisji F1 daje się stosunkowo łatwo wykonać za pomocą prostych obwodów zaokrąglających impulsy telegraficzne na wejściu nadajnika, który w tym przypadku może pracować z dużą sprawnością w klasie „C“, nie wywołując dodatkowych częstotliwości poszerzających pasmo.

Kwestia oszczędnego wykorzystania pasma i czasu dla przesłania informacji interesuje w coraz większym stopniu teoretyków i praktyków telekomunikacji. Na powyższy temat ukazało się ostatnio szereg prac ujmujących to zagadnienie w sposób systematyczny i naukowy [5], [9], [12].

Z teoretycznych rozważań o zagadnieniach telegrafii wynika, że będące obecnie w użyciu systemy, kody i kształty impulsów są dalekie od optymalnych i że jest w tej dziedzinie jeszcze dużo do zrobienia.

Jeżeli chodzi o kształt impulsu, to analiza wykazała [8], [14], że zbliżony do optymalnego jest kształt dzwonowy, tj. posiadający następujące właściwości:

- a. kształty impulsu i obwiedni jego widma są ściśle do siebie podobne,
- b. kształt początku i końca impulsu jest płaski w sąsiedztwie punktów krańcowych z wartością zero dla tych punktów.

3. WYTYCZNE C.C.I.R. DLA EMISJI TELEGRAFICZNYCH [6]

Definicje dotyczące szerokości pasma podane w p. 1 pozwalają określić za pomocą rozważań teoretycznych i prób praktycznych odpowiednie ich wartości dla poszczególnych rodzajów emisji, kierując się następującymi zasadami:

a. Niezbędna szerokość pasma powinna mieć możliwie najniższą wartość z tym, że zawierać ona musi wszystkie niezbędne składniki częstotliwościowe dla należytego funkcjonowania dobrego odbiornika (zakładając dopuszczalny procent błędów telegraficznych).

b. Rzeczywistą szerokość pasma ustala się za pomocą pomiarów i przez porównanie jej z niezbędną szerokością pasma określa istniejące różnice. (Gdy dla danej emisji zajęte pasmo jest zbyt szerokie, należy je zwęzić do niezbędnego w celu uniknięcia zakłóceń na kanałach sąsiednich).

c. Wielkość promieniowania poza pasmem ustala się z punktu widzenia ograniczenia do minimum zakłóceń na kanałach sąsiednich, biorąc przy tym pod uwagę techniczne i praktyczne możliwości przystosowania urządzeń nadawczych łącznie z deformacją i kształtowaniem impulsów w granicach dopuszczalnych.

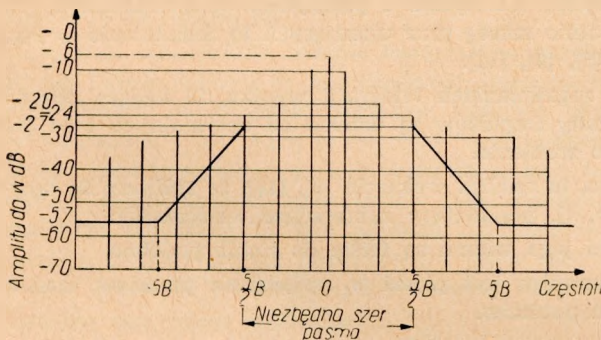
Podane powyżej definicje i wyjaśnienia wzajemnie się uzupełniają; każde z nich przynosi częściowe informacje o promieniowanym widmie, lecz dopiero łącznie dają one pełny obraz emisji.

Na tej podstawie C. C. I. R. ustala:

Dla jednokanałowej emisji A1 z dużymi krótkookresowymi wahaniami odbieranego pola, przy pracy z nadajnikiem o właściwych filtrach wejściowych oraz dostatecznie liniowych wzmacniaczach po stopniu kluczowanym:

a. Niezbędna szerokość pasma jest równa pięciokrotnej szybkości telegrafowania w bodach (B) z tłumieniem składników granicznych pasma co najmniej 3 dB w stosunku do poziomu tych samych składników widma, odpowiadającego serii równych prostokątnych kropek i przerw, nadawanych z tą samą szybkością (B). Ten poziom względny -3 dB odpowiada -27 dB w poziomie bezwzględnym, jakim jest fala ciągła.

b. Promieniowanie poza pasmem powinno mieć obwiednię leżącą poniżej krzywej zaczynającej się w punktach ($\pm \frac{5B}{2}$, -27 dB) określonych w punkcie a. i posiadającej spadek 30 dB na oktawę do punktów ($\pm 5B$, -57 dB). Poziom promieniowania dalszych składników częstotliwościowych powinien leżeć poniżej -57 dB.



Rys. 2 Widmo serii impulsów prostokątnych wraz z łamaną krzywą graniczną emisji A1. Składniki widma przedstawiające serię równych, prostokątnych kropek i przerw nadawanych ze stałą szybkością B dla emisji A1. Na wykresie naniesiona jest łamana krzywa graniczna emisji A1.

Dla jednokanałowej emisji A2, gdy manipulowana jest fala nośna zmodulowana z głębokością modulacji dochodzącą do 100%. Dla przypadku, gdy częstotliwość modulująca jest co najmniej dwukrotnie większa od częstotliwości manipulacji tj. $f > B$, niżej podane wartości dają się osiągnąć przy użyciu stosunkowo prostych filtrów wejściowych i mniej więcej liniowych wzmacniaczy.

a. Widmo. Na zewnątrz pasma o szerokości równej podwójnej częstotliwości modulującej ($2f$) plus pięciokrotna szybkość telegrafowania w bodach ($5B$) obwiednia widma powinna leżeć poniżej krzywej zaczynającej się w punktach $\pm(f + \frac{5B}{2})$ na osi odciętych i -24 dB na osi rzędnych i opadającej 12 dB na oktawę do punktów $\{\pm(f + 5B), -36$ dB}. Poziom promieniowania dalszych składników częstotliwościowych powinien leżeć poniżej -36 dB. Poziomym odniesienia jest poziom fali nośnej przy nadawaniu kreski ciągłej.

c. Czas kształtowania impulsu może być przyjęty w pierwszym przybliżeniu jako równy około 20% długości kropki telegraficznej, tj. około $\frac{1}{5} B$. Impuls tak ukształtowany da rozkład widma zbliżony do warunków podanych w punkcie a. i punkcie b. dla emisji A1.

Dla emisji A1, gdy krótkookresowe zmiany odbieranego pola nie mają wpływu na jakość łączności, niezbędna szerokość pasma może być zredukowana do $3B$.

b. Głębokość modulacji. Zaleca się nie przekraczać 80% głębokości modulacji, mając na względzie ograniczenie składników harmonicznych modulującej częstotliwości.

Na rys. 3 przedstawiona jest łamana krzywa graniczna C emisji A2. Dla skali częstotliwości przyjęto $f = 2B$.

c. Niezbędna szerokość pasma zależy od szeregu czynników: szybkości telegrafowania, głębokości modulacji i wpływów nieliniowych. Dlatego musi być ona ustalana dla każdego przypadku oddzielnie.

Dla jednokanałowej emisji F1 z wahaniami lub bez — odbieranego pola:

a. Niezbędną szerokość pasma oblicza się ze wzorów:

$$P_n = 2,5 D + 0,5 B \text{ dla } 2,5 \leq m \leq 8,$$

$$P_n = 2 D + 2,5 B \text{ dla } 8 \leq m \leq 20,$$

gdzie

$2D$ — dewiacja lub różnica częstotliwości znaku i przerwy,

$$m = \frac{2D}{B} \text{ — wskaźnik modulacji.}$$

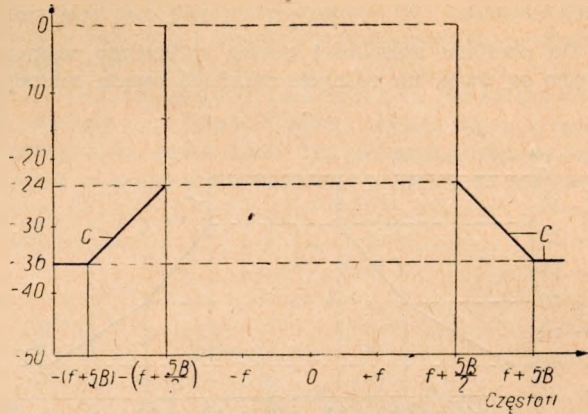
b. Promieniowanie poza pasmem powinno dać obwiednię leżącą poniżej krzywej zaczynającej się od częstotliwości granicznych niezbędnej szerokości pasma z poziomem -15 dB lub -20 dB, zależnie od wartości wskaźnika modulacji m , zgodnie z niżej podaną tabelicą 2.

Tablica 2

Obwiednia graniczna promieniowania poza pasmem zależnie od wskaźnika modulacji dla jednokanałowej emisji F1

Wskaźnik modulacji	Poziom początkowych rzędnych w dB	Spadek w dB na oktawę
$2,5 < m \leq 3$	-15	17
$3 < m \leq 8$	-15	25
$8 < m \leq 20$	-20	30

odpowiedni filtr. Impuls tak ukształtowany da rozkład widma zbliżony do podanych w punktach a. i b. dla emisji F1.



Rys. 3. Łamana krzywa graniczna emisji A2.

Po osiągnięciu poziomu -60 dB wszystkie częstotliwości bardziej odległe powinny leżeć poniżej -60 dB.

Poziomem odniesienia jest poziom emisji bez manipulacji.

Na rys. 4 naniesiona jest łamana krzywa graniczna C emisji F1 dla przypadku, gdy $m = 6$, czyli

$$D = \frac{m \cdot B}{2} = 3 B;$$

$$P_n = 7,5 B + 0,5 B = 8 B$$

c. Czas kształtowania impulsu (znaku lub przerwy) może być przyjęty jako równy około 8% długości kropki telegraficznej, tj. około $\frac{1}{12}B$, z tym, że użyto do kształtowania

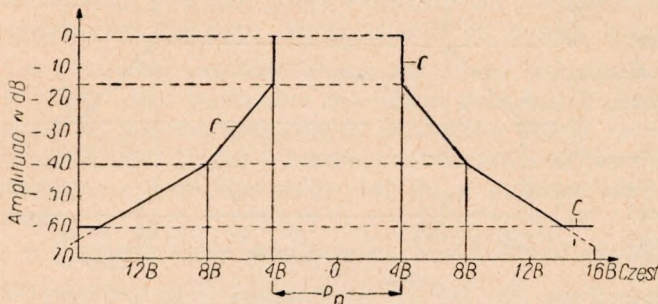
4. METODY POMIARU WIDMA

[2], [3], [7], [11], [13], [14], [17], [19], [20]

Do pomiaru szerokości pasma radiowego zajmowanego przez nadawanie stosowane są dwie, na różnych zasadach oparte metody:

Metoda analizy widmowej.

Metoda pomiarów pasmomierniczym.



Rys. 4. Łamana krzywa graniczna emisji F1 dla $m = 6$.

4.1. Metoda analizy widmowej

Zgodnie z analizą harmoniczną krzywych (Fouriera) wszystkie złożone drgania periodyczne mogą być rozłożone na składowe

harmoniczne proste. Analiza ma za zadanie określić amplitudy wszystkich składników harmoniczych.

Jeżeli krzywa przedstawiająca amplitudy impulsów w funkcji czasu jest zarejestrowana, to analiza może być dokonana za pomocą rachunku lub analizatora mechanicznego.

Jeżeli natomiast analiza widmowa impulsów ma być wykonana „na bieżąco“, to przyrządem służącym do tego celu będzie analizator sygnałów. Analizator sygnałów jest więc przyrządem służącym do określenia względnych wielkości amplitud dla składników częstotliwościowych sygnału. Przyrząd ten będzie tym dla praktyka, czym jest analiza Fouriera dla teoretyka.

Impulsy telegraficzne na ogół nie są ściśle periodyczne, składając się np. dla kodu Morse'a z kropek, kresek i przerw następujących po sobie w sposób dowolny i zmienny w czasie. Składniki szeregu Fouriera mają wtedy fazy przypadkowe, z małym prawdopodobieństwem sumowania się arytmetycznego amplitud, w przeciwieństwie do impulsów periodycznych o składnikach z fazami 0° lub 180° [4].

Istnieje szereg sposobów analizy sygnałów, lecz najczęściej wykorzystuje się do tego celu zjawisko rezonansu. Mianowicie wykorzystując selektywną czułość obwodów rezonansowych (filtrów) można wykryć w sygnałach obecność częstotliwości odpowiadającej częstotliwości własnej tych obwodów. W celu znalezienia wszystkich składników całe widmo sygnałów musi być przeanalizowane za pomocą odpowiednich filtrów środkowoprzepustowych.

Są cztery możliwości analizy:

- za pomocą wąskiego, przestrajanego filtra środkowoprzepustowego,
- za pomocą wąskiego, stałego filtra środkowoprzepustowego,
- za pomocą odpowiedniej ilości wąskich filtrów środkowoprzepustowych o przylegających do siebie pasmach,
- za pomocą odpowiedniej ilości wąskich filtrów środkowoprzepustowych o nie przylegających do siebie pasmach.

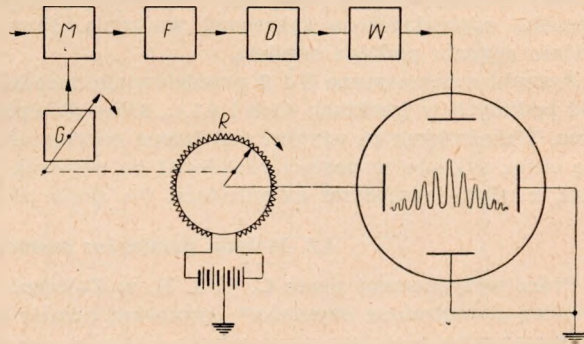
a. Analiza za pomocą wąskiego przestrajanego filtra środkowoprzepustowego. Badany sygnał modulowany miesza się z sygnałem lokalnym o stałej częstotliwości. Po liniowej przemianie częstotliwości sygnał mo-

dulowany dochodzi do wąskiego filtra środkowoprzepustowego, którego środek pasma przepuszczanych częstotliwości może być zmieniany ręcznie lub automatycznie w pożądanym zakresie częstotliwości. Szerokość pasma przepuszczanych częstotliwości (selektywność) filtru pozostaje przy tym stała.

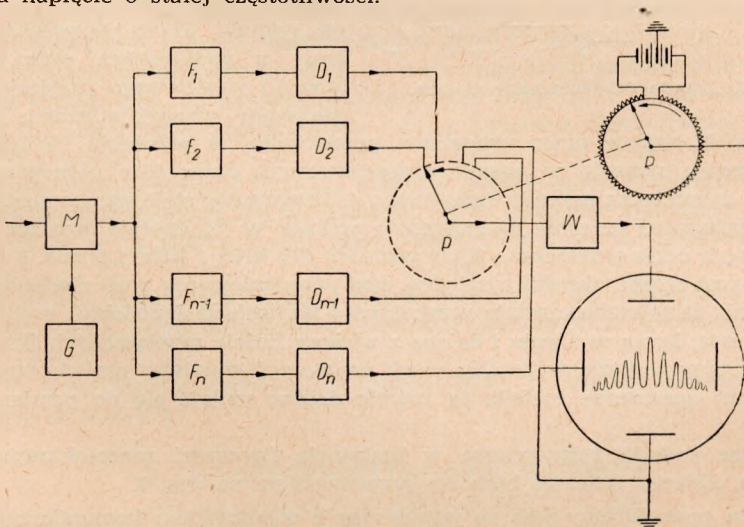
b. Analiza posobna za pomocą wąskiego filtra środkowoprzepustowego (stałego). Badany sygnał modulowany miesza się z sygnałem generowanym lokalnie o częstotliwości, która może być zmieniana ręcznie lub automatycznie, z pewną okresowością w granicach pożądanego zakresu. W ten sposób można uzyskać to, że każdy składnik badanego sygnału po przemianie liniowej będzie oddzielnie i kolejno przepuszczany przez wąski filtr środkowoprzepustowy, tj. analizowany.

c. Analiza jednoczesna za pomocą odpowiedniej ilości wąskich filtrów środkowoprzepustowych o przylegających do siebie pasmach. Pasma przepuszczanych częstotliwości obejmują łącznie całe widmo sygnału podlegającego analizie.

Badany sygnał modulowany po zmieszaniu z sygnałem generowanym lokalnie i po liniowej przemianie częstotliwości dochodzi do filtrów połączonych równolegle, gdzie następuje rozdział i analiza poszczególnych składników widma. Generator lokalny wytwarza napięcie o stałej częstotliwości.



Rys. 5. Zasada działania analizy posobnej.



Rys. 6. Zasada działania analizy jednoczesnej. M — mieszcak; G — generator; F — filtr dolnoprzepustowy; D — detektor; W — wzmacniacz; R — potencjometr; P — przełącznik.

d. Analiza za pomocą odpowiedniej ilości wąskich filtrów środkowoprzepustowych o nie przylegających do siebie pas-

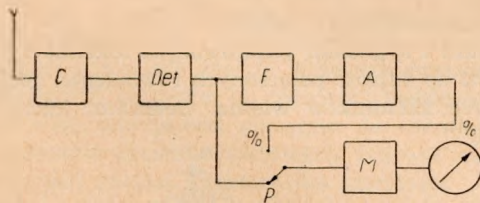
ma c h. Pomiędzy środkami pasm przepuszczanych przez poszczególne filtry są odpowiednie i równe odstępę częstotliwości. Szerokość takiego odstępę odpowiada zakresowi wodzenia analizatora, suma zaś wszystkich odstępę obejmuje całe widmo sygnału podlegającego analizie.

Badany sygnał modulowany miesza się z sygnałem generowanym lokalnie o częstotliwości, która może być zmieniana ręcznie lub automatycznie, z pewną okresowością w zakresie odpowiadającym odstępę. Po uzyskanej liniowej przemianie częstotliwości widmo sygnału dochodzi do filtrów połączonych równolegle. W ten sposób podczas jednego okresu wodzenia każdy z filtrów analizuje jednakową część widma sygnału, odpowiadającą zakresowi wodzenia. Przy przylegających odstępę całe widmo sygnału podlega analizie.

Rysunki schematyczne 5 i 6 przedstawiają zasady działania analizatorów wg metod podanych w punktach 4.1.b i 4.1.c., które głównie znalazły zastosowanie w praktyce. Wskaźnikiem tu użytym jest lampa oscylograficzna, na ekranie której ukazuje się obraz sygnału w postaci rozłożonej na składniki częstotliwościowe (skala pozioma), z odpowiadającymi amplitudami (% skala pionowa).

4.2. Metoda pomiarów pasmierzem

Prócz wytypowanej przez C. C. I. R. w Zaleceniu 37 metody pomiaru widma za pomocą „Analizatora impulsów“ (sygnałów) pomiar ten może być również dokonany pasmierzem, to jest przy użyciu metody opartej na bezpośrednim pomiarze względnej energii sygnału, zawartej w części jego widma. Na rys. 7 przedstawiono



Rys. 7. Zasada działania pasmierzem.

zasadę działania pasmierzem dla emisji A1. Badany sygnał po przejściu wejściowego obwodu C zostaje poddany liniowej detekcji w detektorze Det. Przy ustawionym przełączniku w położeniu P miernik M wskazuje całą energię sygnału. Przez odpowiednie sprzężenie z nadajnikiem oraz regulację obwodu wejściowego uzyskuje się kalibrowany wychył miernika M (czerwona linia)

Następnie przez ustawienie przełącznika w położeniu % tylko część energii sygnału zawarta w pasmie przepuszczanym przez filtr górnoprzepustowy dostaje się do miernika poprzez wzmacniacz A. Utrzymując stałe wzmocnienie i sprzężenie wycechowany miernik bezpośrednio wskaże w % energię sygnału zawartą w określonych przez przełączane filtry pasmach (0,5 kHz, 1 kHz, 1,5 kHz, 2 kHz itp.). Tym sposobem można określić względną moc promieniowania poza niezbędnym pasmem. Metoda ta zgłoszona została przez Zarząd Radiostacji Japońskich w dok. Nr 128 [3] jako prosta, łatwa w użyciu i dająca z większą ilością przełączanych filtrów dużą dokładność przy badaniu w pobliżu stacji nadawczej impulsów periodycznych. Przy dostosowanej aparaturze metoda ta równie dobrze nadaje się do pomiarów emisji F1.

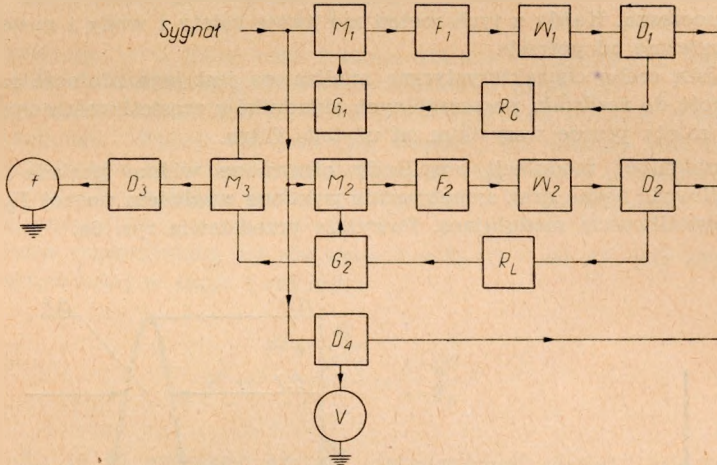
Rozwijając metodę pasmierzem w Instytucie Łączności zaprojektowano układ pomiarowy, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 8.

Układ ten przewidziany jest do współpracy z odbiornikiem komunikacyjnym lub specjalnie wykonanym do tego celu, przy czym dochodzący do pasmierzem badany sygnał modulowany pobierany jest ze stopni częstotliwości pośredniej odbiornika.

W pasmierzem sygnał jest doprowadzony do połączonych równolegle mieszaczy M_1 i M_2 oraz detektora D_1 . Miernik V wskazuje całkowitą energię sygnału. Gene-

ator G_1 dostrojony jest normalnie do częstotliwości o 5 kHz wyższej od częstotliwości środkowego składnika widma sygnału, generator zaś G_2 do częstotliwości o 5 kHz niższej. Po liniowej przemianie częstotliwości w mieszaczach M_1 i M_2 sygnał dochodzi do jednakowych, środkowoprzepustowych filtrów F_1 i F_2 o częstotliwościach granicznych 5 kHz i 10 kHz.

W następstwie filtracji do wzmacniacza W_1 dochodzi energia dolnej wstęgi, do wzmacniacza zaś W_2 — energia górnej wstęgi sygnału. Kanały $M_1—F_1—W_1$ oraz



Rys. 8. Zasada działania pasmomierza IŁ.

$M_2—F_2—W_2$ dają w pasmie przepuszczanym przez filtry wzmocnienie po około 23 dB. Napięcia wyprostowane, otrzymane z detekcji kwadratowej w D_1 i D_2 , są połączone przeciwnie napięciu dostarczanemu przez D_4 (układy D_1 , D_2 i D_4 są identyczne). Napięcia wypadkowe są użyte do sterowania lamp reaktancyjnych R_C i R_L , które na skutek tego, że napięcia wyprostowane przez D_1 i D_2 są wyższe od napięcia z D_4 , przestrajają generatory G_1 i G_2 w kierunku częstotliwości środkowego składnika sygnału.

Przestrajanie generatorów G_1 i G_2 ustaje z chwilą wystarczającego wyrównania się mocy doprowadzonych do detektorów. Tym sposobem następuje porównanie mocy sygnału w D_4 (100%) i jego części, która dostaje się do detektorów D_1 i D_2 (po 0,5%).

Suma zmian częstotliwości dostarczonych przez G_1 i G_2 odpowiada rzeczywistej szerokości pasma, którą bezpośrednio wskazuje miernik f , w wycechowanym układzie $M_3—D_3—f$.

Wyniki praktycznego zastosowania pasmomierza IŁ zostaną podane w jednym z następnych zeszytów.

5. CHARAKTERYSTYKI ANALIZATORÓW

[2], [3], [7], [11], [13], [14], [16], [17], [19], [20]

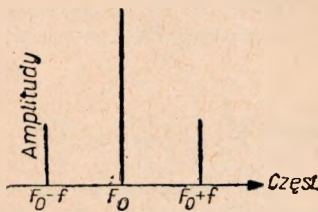
Można udowodnić za pomocą analizy matematycznej [15], że dostrojony na stałe obwód selektywny reaguje na drgania o liniowo zmieniającej się częstotliwości identycznie jak taki sam obwód selektywny, lecz o liniowo zmieniającym się dostrojeniu na drgania o stałej częstotliwości.

Wobec powyższego dwie pierwsze metody analizy widmowej sygnałów (pkt 4.1.a. i pkt 4.1.b.) są identyczne z punktu widzenia otrzymywanych wyników i różnią się tylko zastosowaniem praktycznym. Na skutek trudności wykonania wąskiego filtra środkowoprzepustowego o zmieniającej się częstotliwości rezonansu, a natomiast przy jednocześnie łatwym wykonaniu lokalnego generatora sygnałów o zmieniającej się częstotliwości, jedynie drugi sposób (pkt. 4.1.b.) znalazł zastosowanie w praktyce.

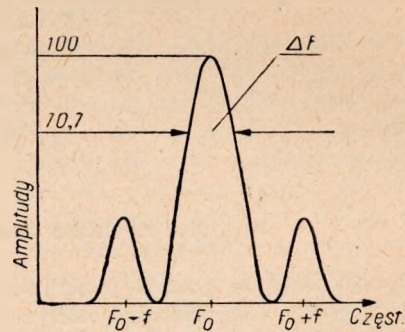
Ze względu na sposób przeprowadzania analizy dwie pierwsze metody nazywane są analizą posobną, metoda trzecia — analizą jednoczesną, czwarta zaś — analizą posobno-jednoczesną. Każda z tych metod ma swoje zalety i wady i może być wykorzystana zależnie od potrzeb.

Najważniejszą cechą charakterystyczną analizatora jest jego zdolność rozdzielcza, to jest zdolność do rozdzielenia poszczególnych składników częstotliwościowych widma. Zdolność ta zależy przede wszystkim od użytego filtru.

Przy sinusoidalnej modulacji amplitudy otrzymane widmo posiada składniki: F_0 — częstotliwość nośna oraz symetrycznie położone względem nośnej $F_0 \pm f$, gdzie f — jest częstotliwością modulującą. Powyższe przedstawia rys. 9a.



Rys. 9a. Widmo przy modulacji amplitudy jedną częstotliwością.



Rys. 9b. Widmo jak na rys. 9a przeanalizowane analizatorem.

Natomiast widmo przeanalizowane za pomocą analizatora da obraz podobny do rys. 9b, przedstawiając krzywą rezonansową (charakterystykę częstotliwości) obwodu selektywnego. Zbyt szeroka krzywa rezonansowa może spowodować zlewanie się składników widma. Zdolność rozdzielczą R można wyrazić odwrotnością szerokości pasma przepuszczanego przez filtr, przyjmując tę szerokość jako zawartą między punktami na krzywej, w których wzmocnienie jest o 3 dB mniejsze od maksymalnego. Dla filtru składającego się z jednego obwodu rezonansowego mamy:

$$\Delta F = \frac{F_0}{Q}$$

gdzie Q — dobroć obwodu.

Skąd

$$\frac{1}{\Delta F} = R = \frac{Q}{F_0}$$

Podana krzywa rezonansowa odzwierciedla zachowanie się filtru dla stanów ustalonych, kiedy amplitudy są proporcjonalne do wolno dostrajanych składników widma, i w tym przypadku dla uzyskania dużej zdolności rozdzielczej R należy stosować w analizatorach filtry z obwodami o jak największej dobroci Q . W analizie

posobnej, gdzie często zachodzi potrzeba szybkiego przestrajania (automatycznie za pomocą generatora lokalnego), muszą być jednak wzięte pod uwagę również stany nieustalone w filtrze, które zmieniają znacznie jego zdolność rozdzielczą. Mianowicie filtr, jak każde urządzenie selektywne, nie reaguje natychmiast na napięcie pobudzające, lecz wymaga pewnego czasu dla wykazania swych właściwości. Miernikiem trwania stanów nieustalonych jest stała czasu, która dla prostego obwodu selektywnego wyraża się wzorem:

$$T = \frac{Q}{\pi \cdot F_0} = \frac{1}{\pi \cdot \Delta F_0},$$

czyli dla pewnego typu filtru czas trwania stanów nieustalonych jest odwrotnie proporcjonalny do szerokości pasma przepuszczanego przez filtr.

A więc szerokość pasma filtru ma dodatkowy wpływ na zdolność rozdzielczą analizatora posobnego. Wpływ ten jest tym większy, im większy jest stosunek (K) zmiany częstotliwości na skutek przestrajania w ciągu czasu potrzebnego do ustalenia się przebiegów w filtrze (tutaj stała czasu — T) do szerokości pasma przepuszczanego przez filtr.

Przy zmianie częstotliwości wg równania $F = F_0 \cdot (1 + at)$ (tj., gdy aF_0 równa się zmianie częstotliwości w ciągu 1 sekundy)

$$K = \frac{aF_0 \cdot \frac{Q}{\pi F_0}}{\frac{F_0}{Q}} = \frac{a \cdot Q^2}{\pi \cdot F_0}$$

Na rysunku 10 są pokazane krzywe „rezonansowe“ obwodu selektywnego dla trzech różnych wartości K , otrzymanych drogą zmiany Q przy stałej szybkości analizy posobnej, czyli przy $aF_0 = \text{const}$.

Jak widać z rysunku, przy dużym Q krzywa jest mało podobna do rezonansowej dla stanów ustalonych i tylko przy małym Q otrzymujemy właściwą krzywą rezonansową.

Zdolność rozdzielcza analizatora (dynamiczna) w tym przypadku ma więc pewne optimum. Optimum to

otrzymuje się przy $Q^2 \approx \frac{F_0}{a}$, czyli dla $K \approx \frac{1}{\pi}$.

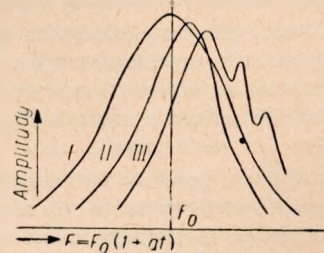
Jeżeli oznaczymy przez ΔG szerokość pasma podlegającego analizie posobnej, wtedy czas Δt jednorazowego przebiegu analizy wypada: $\Delta t = \frac{\Delta G}{a \cdot F_0}$;

wstawiając $a = \frac{F_0}{Q^2}$ otrzymujemy:

$$\Delta t = \frac{\Delta G \cdot Q^2}{F_0^2} = \frac{\Delta G}{(\Delta F)^2}$$

Zależność czasu trwania jednego przebiegu analizy posobnej Δt od selektywności filtru ΔF dla $\Delta G = 10000$ Hz przedstawiono na rys. 11.

Można zauważyć, że powiększenie szybkości analizy posobnej zgodnie z wzorem $\Delta t = \frac{\Delta G}{(\Delta F)^2}$ daje zmniejszenie selektywności filtru, powodując niezależnie od tego zmniejszenie amplitud i zniekształcenie krzywych (rys. 10).



Rys. 10. Krzywe „rezonansowe“ obwodu selektywnego o różnym Q przy analizie posobnej.

- I — małe Q ; $K = 0,625$
- II — średnie Q ; $K = 0,25$
- III — duże Q ; $K = 25$.

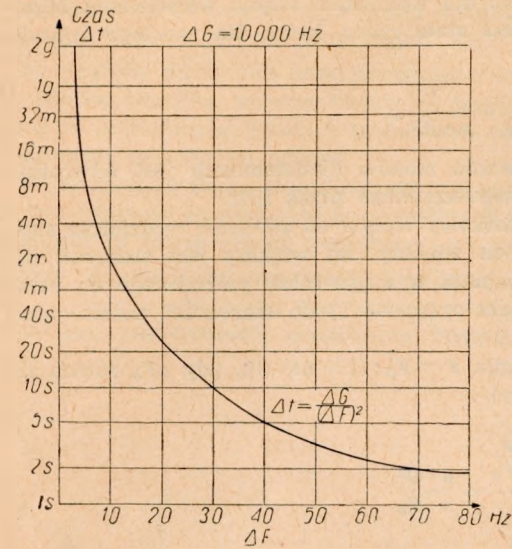
Analizę posobną najpraktyczniej jest wykonywać z liniową zmianą częstotliwości. Wtedy procentowe zmiany amplitud wypadają te same dla wszystkich składników i błąd spowodowany zniekształceniami wypadła mniejszy, niż gdyby stosować zmianę

częstotliwości logarytmiczną, chyba że selektywność filtru ulega jednocześnie zmianie zgodnie z wyrażeniem:

$$\frac{a \cdot F_0}{(\Delta F)^2} = \text{const}$$

Z rozpatrzonych wyżej przyczyn analiza posobna nadaje się raczej do badania zjawisk periodycznych lub takich, których charakter zmienia się wolno z procesem analizy. Do analizy impulsów telegraficznych, nieściśle periodycznych, sposób ten może mieć również zastosowanie, lecz otrzymane wyniki będą posiadać mniejszą dokładność.

Oczywiście, analiza jednoczesna ma przewagę nad posobną w szybkości analizy; wynika to z potrzebnych czasów na przeanalizowanie jednocześnie większą ilością filtrów i posobne — jednym filtrem. Z tego względu analiza jednoczesna nadaje się zarówno do badania impulsów periodycznych, jak i nieściśle periodycznych, lecz wy-



Rys. 11. Zależność czasu trwania pojedynczej analizy posobnej od selektywności filtru.

konanie takiej aparatury jest bardzo kosztowne ze względu na dużą ilość potrzebnych filtrów do analizy nawet wąskiego pasma częstotliwości.

Przy jednym wskaźniku analizy zagadnienie komplikuje się ponadto potrzebą wykonania przełączającego urządzenia zbiorczego (P na rys 6), które może być rozwiązane za pomocą lamp elektronowych lub mechanicznie. Praktycznie, dla zakresu 3000 Hz potrzeba około 30 filtrów, przełączające zaś urządzenie zbiorcze elektronowe wymaga zastosowania około 100 lamp.

Analiza posobno-jednoczesna, jako połączenie dwóch poprzednio rozpatrzonych sposobów, łączy także ich zalety i wady. Daje ona większą dokładność przy analizie impulsów nieperiodycznych niż analiza posobna (dla tej samej szerokości pasma), natomiast realizacja jej jest bardziej kosztowna, ponieważ wymaga wielu filtrów i wskaźników lub zastosowania jednego wskaźnika oraz urządzenia przełączającego.

Z racji zalet, jakie ma lampa oscylograficzna z ekranem o długim czasie poświaty w zastosowaniu do analizy sygnałów, pozwalając na bezinercyjne, obrazowe przedstawienie odpowiadającego im widma, jest ona najczęściej stosowanym wskaźnikiem w analizatorach. Zachodzi jednak czasem potrzeba posiadania stałego zapisu widma. W tym celu w pewnych przypadkach można zastosować fotografię obrazu lub też sprzęż z analizatorem mechanizm zapisujący, składający się z dostosowanego re-kordera.

Do badania impulsów periodycznych z ustalonym widmem są również stosowane analizatory z ręcznym przestrajaniem wycechowanego w częstotliwościach generatora lokalnego.

Wartości amplitud poszczególnych składników widma odczytywane są kolejno na mierniku. Taka metoda pomiaru jest oczywiście kłopotliwsza i wymaga więcej czasu, lecz ma tę zaletę, że przy powolnej analizie filtrujące właściwości bardzo wąskich filtrów środkowoprzepustowych mogą być w pełni wyzyskane.

W związku z podanymi w punkcie 3 wytycznymi dla emisji telegraficznych zachodzi potrzeba dokonywania odczytów amplitud w skali względnej w zakresie od zera do 60 dB. W tym celu analizator o działaniu automatycznym musi być wyposażony w urządzenie kompresyjne, najlepiej działające logarytmicznie. Skala wskaźnika jest wtedy liniowa — w decybelach. Stosowanym do tego celu urządzeniem jest odpowiedni wzmacniacz na lampach o zmiennym nachyleniu charakterystyki z wycechowanym w decybelach tłumikiem dla rozszerzenia zakresu odczytów.

Analizator z ręcznym przestrajaniem generatora lokalnego wyposażony jest normalnie w wycechowany w decybelach tłumik. Metoda pomiaru polega tu na spowodowaniu tłumikiem wychylenia woltomierza do stałej wartości i dokonywaniu odczytów nastawień tłumika.

Dla celów ogólnych zakres analizowanego pasma wg zaleceń C. C. I. R. wynosi 30 kHz (± 15 kHz), lecz dla potrzeb telegrafii (A1, F1) o szybkości nadawania do 250 bodów wystarczy podać analizie zakres 6 kHz (± 3 kHz), a dla lepiej ukształtowanych impulsów — 2 kHz (± 1 kHz) lub nawet — 1 kHz ($\pm 0,5$ kHz).

Zmniejszenie zakresu czyni analizę bardziej dokładną dzięki możliwości użycia bardziej selektywnych filtrów środkowoprzepustowych.

Oczywiście mogą istnieć rozwiązania bardziej uniwersalne, polegające na stosowaniu przełączania lub zmieniania w sposób ciągły zakresu analizy widmowej.

Typowymi przykładami są:

a. Rozwiązanie angielskie (Instytut Telekomunikacyjny). Do analizy posobnej z płynnie zmienianym zakresem od 0 do ± 15 kHz stosuje się 3 przełączane filtry, z których: filtr pierwszy o szerokości 150 Hz przeznaczony jest do szybkiej analizy wstępnej; filtr drugi o szerokości 30 Hz wykorzystany jest do analizy zakresu ± 15 kHz z 10-sekundowym czasem jednego przebiegu analizy (podstawa czasu oscylografu = 10 sek); filtr trzeci o szerokości 6 Hz wykorzystany jest do analizy zakresu mniejszego niż ± 3 kHz z 30-sekundową podstawą czasu lub krótszą przy odpowiednio mniejszym pasmie analizowanym. Zdolność rozdzielcza analizatora z filtrem 6 Hz ulega raptownemu zmniejszeniu przy szybkości analizy przekraczającej 70 Hz na sekundę.

b. Rozwiązanie francuskie (Laboratorium państwowe). Do analizy posobnej, z płynnie zmienianym zakresem od ± 1 kHz do ± 3 kHz stosuje się 2 przełączane filtry, z których: filtr pierwszy o szerokości 30 Hz przeznaczony jest do analizy zakresu ± 3 kHz z 6-sekundową podstawą czasu; filtr drugi o szerokości 6 Hz wykorzystany jest do analizy zakresu ± 3 kHz z 36-sekundową podstawą czasu.

Rozwiązania podane w punktach a. i b. stosują automatyczną analizę przy użyciu lampy oscylograficznej z ekranem o długiej poświacie i z możliwością fotografii.

c. Rozwiązanie opisane przez Czerniszewa [17. Tchernicheff M. A.]. Używa się tu ręcznego przestrajania generatora lokalnego, wycechowanego w częstotliwościach, z kolejnym odczytem amplitud składników widma na woltomierzu lampowym i tłumiku. Rozwiązanie to w zastosowaniu do telegrafii ma zakres ± 3 kHz i nadaje się jedynie do badań impulsów periodycznych o jednakowym kształcie, to jest z widmem o stałych składnikach.

Analizatory mają na ogół małą czułość, gorszą niekiedy niż 1 mV na 75 Ω , a to ze względu na konieczność wykonywania pomiarów w pobliżu stacji nadawczej, w każdym bądź razie w zasięgu jej fali przyziemnej [4]. Taki pomiar jest dokład-

niejszy, gdyż pozwala na eliminację zakłóceń spowodowanych innymi sygnałami oraz zniekształceń widma badanego przez zmiany propagacyjne.

Głównymi elementami mającymi wpływ na prawidłowe działanie analizatora i mówiącymi o jego klasie są:

a. Filtr środkowoprzepustowy, o charakterystyce stromo opadającej do co najmniej 60 dB (Zalecenie C. C. I. R. nr 37), z podaną szerokością pasma dla poziomu 3 dB.

Wyżej podane rozwiązania stosują filtry 4-członowe kwarcowe (o małym współczynniku temperatury i o $Q = 40\,000$) na częstotliwości 60 kHz i 70 kHz.

b. Generatory lokalne, dające stałą amplitudę drgań ze stabilnością częstotliwości taką, by jej odchylenie w czasie pomiaru (jak np. w rozwiązaniu wymienionym pod c.) było dużo mniejsze od zdolności rozdzielczej filtru (analizatora).

c. Obwody wejściowe, równomiernie przenoszące całe widmo badanych sygnałów.

d. Wielocłonowy filtr sieciowy, eliminujący ewentualne zakłócenia sieciowe.

Ponadto dla otrzymania właściwych wyników, analizator powinien być dokładnie ekranowany, a przy użyciu go w pobliżu silnych pól przeszkadzających, jak np. na stacji nadawczej, umieszczony dodatkowo w pomieszczeniu ekranowanym.

6. WNIOSKI

W związku ze stale rosnącą potrzebą centralnej kontroli wypromieniowanej fali przy nadawaniu sygnałów telegraficznych pożądane jest opracowanie metody, która pozwoliłaby na zdalny pomiar szerokości pasma zajmowanego przez sygnały o przebiegach spotykanych w praktyce.

Używane obecnie metody pomiarowe mogą być stosowane w pobliżu stacji nadawczej i przy nadawaniu sygnałów periodycznych, gdyż w tych warunkach dają one wyniki o określonej dokładności.

Stosowane są dwie główne metody:

1. Metoda analizy widmowej:

- a. posobna z ręcznym przestrajaniem generatora lokalnego;
- b. posobna z automatycznym przestrajaniem generatora lokalnego;
- c. jednoczesna.

2. Metoda pomiarów pasmomierzem.

Przyrządy działające wg zalecanej przez C. C. I. R. metody, polegającej na zastosowaniu analizy widmowej sygnałów, wymagają wysoko wykwalifikowanej obsługi oraz kłopotliwej interpretacji wyników. Ponadto metoda z ręcznym przestrajaniem generatora lokalnego jest żmudna i wymaga dokonania wielu odczytów, metoda zaś z automatycznym przestrajaniem jest stosunkowo mało dokładna.

Analiza jednoczesna, która wydaje się najbardziej odpowiednia do pomiarów normalnych nadawań telegraficznych, nie znalazła dotychczas szerszego zastosowania ze względu na zbyt rozbudowane i kosztowne urządzenie.

W tych warunkach zastosowanie pasmomierza, czyli metody bezpośrednio opartej na definicji rzeczywistej szerokości pasma, wydaje się być najpraktyczniejsze. Budowa pasmomierza jest mało skomplikowana, a przeprowadzenie pomiaru tym przyrządem jest proste i daje dostateczną dokładność.

WYKAZ LITERATURY

1. Final Acts of the International Telecommunication and Radio Conferences. Atlantic City 1947.
2. C. C. I. R., Documents de la VI Assemblée Plénière, Volume 1 (Avis Nr 36 et Nr 37). Genève 1951.
3. C. C. I. R., VII Plenary Assembly (Doc. Nr Nr 742-E, 718-E, 168-E, 199-E, 191-E, 128-E, 136-E, 79-E, 349-E, 274-E, 129-E, 127-E, 364-E). London 1953.
4. C. C. I. R., Cinquième Réunion (Doc. Nr Nr 52 F, 65 F, 21 F, 39 F, 29 F et 291 F). Stockholm 1948).
5. C. C. I. R., VII Plenary Assembly, Doc. Nr 825-E. London 1953.
6. C. C. I. R., VII Plenary Assembly, Doc. Nr 742-E. London 1953.
7. Barber N. F.: The optimum performance of a wave analyser. — *Electronic Eng.* 21, 175 (1949) Nr 255.
8. Chalk H. H.: The optimum pulse shape for pulse communication. — *P. I. E. E.* 97, part 3, March 1950.
9. Cherry E. C.: A history of the theory of information. — *P. I. E. E.* part 3, Sept. 1951.
10. Cherry E. C.: Pierchodnyje processy w elektryczeskich ciepiach pri pieredacze impulsow. — *Sowietskoje Radio*, Moskwa 1951.
11. Cooper F. S.: Spectrum Analysis. — *J. Acoust. Soc. Am.* 22. 761 (1950).
12. Dessoulavy R.: Theorie du signal et de l'information et application aux télécommunications. — *Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens* Nr 12, 1953.
13. Gorelik G. S.: Kolebanja i wolny. — *Gos. Izd. Tech. Teor. Literatury*. Moskwa 1950.
14. Harkiewicz A. A.: Spektry i analiz. — *Gos. Izd. Tech. Teor. Literatury*. Moskwa 1952.
15. Hok G.: Response of linear resonant system to excitation of a frequency varying linearly with time. — *J. App. Phys.* 19, 242 (1948).
16. Serebrennikow M. G.: Germoniczeskij analiz. — *Gos. Izd. Tech. Teor. Literatury* Moskwa 1948.
17. Tchenicheff M. A.: Spectromètre radiotélégraphique. — *Ann. des Télécomun.* Avril 1951.
18. Tchernicheff M. A.: Arrondissement des signaux par un filtre dans un émetteur radiotélégraphique. — *Ann. des Télécom.*, Decembre 1952.
19. Thomasson D. W.: The principles and practice of panoramic display. — *Br. J. R. E.* 8, 171 (1948 — July, August).
20. Williams E. M.: Radiofrequency spectrum analysers. — *Proc. I. R. E.*, 34, 18 (1946).

Г. Гельбинг

ИЗМЕРЕНИЕ РАДИОТЕЛЕГРАФНОГО СПЕКТРА

Резюме

Рассмотрены условия влияющие на ширину полосы частот при передаче телеграфных сигналов. Поданы определения и директивы Асамблеи по делам радио ССИР; произведен обзор применяемых методов и употребляемых приборов для измерения ширины полосы.

Применяются два главные метода:

1. метод спектрального анализа,
2. метод измерения ширины полосы.

Метод измерения непосредственно-основанный на определении действительной ширины полосы — является простым и в соответствующих условиях дает достаточно точные результаты при контроле телеграфных передач.

H. Helbing

SPECTRUM MEASUREMENTS IN WIRELESS TELEGRAPHY

Contents

The paper deals with the factors determining the band-width of the transmitted wave carrying telegraph signals. Definitions and recommendations of the C. C. I. R. have been recalled, along with a survey of methods and apparatus applied for band-width measurements. There are two principal methods, viz.: the one based on spectral analysis and the band-width-meter method. The latter, related closely to the definition of the useful band-width, is simple enough and gives — under suitable circumstances — sufficiently accurate results in monitoring telegraph transmission.

H. Helbing

MESURE DU SPECTRE RADIOTELEGRAPHIQUE

Résumé

L'auteur a envisagé les facteurs qui décident de la largeur de bande des émissions radiotélégraphiques.

On a présenté les définitions et recommandations du C. C. I. R. ainsi que les méthodes employées à mesurer la largeur de bande.

On emploie deux principales méthodes:

1. méthode de l'analyse spectrale,
2. utilisation d'un dispositif spécial pour mesurer la largeur de bande.

Cette dernière méthode est basée sur la définition de la largeur effective de bande; elle est simple et donne dans les conditions convenables les résultats suffisamment précis du point de vue de la surveillance de transmission radiotélégraphique.

H. Helbing

MESSUNGEN DES FREQUENZSPEKTRUMS BEI DER FUNKTELEGRAPHIE

Zusammenfassung

Besprochen werden die Faktoren, die von Einfluss sind auf die Bandbreite der gesendeten elektromagnetischen Welle bei Sendung von telegraphischen Zeichen.

Ausgeführt werden Definitionen und Richtlinien der C. C. I. R., ferner werden die gebräuchlichen Methoden und Apparate für Messungen der Bandbreite übersichtlich dargestellt. Angewendet werden hauptsächlich zwei Methoden:

1. die Methode der Spektralanalyse,
2. die Methode mit Bandbreitemessgerät.

Die letztere Methode stützt sich unmittelbar auf die Definition der tatsächlichen Bandbreite; sie ist einfach und gibt unter entsprechenden Umständen genügend genaue Resultate bei Messungen von telegraphischen Sendungen.

Błędy dostrzeżone w druku

Str.	Wiersz	Jest	Powinno być
5	Tabl.2, w.3 od góry	308 t	380 t
26	2 od dołu	sumę $\Delta P + 2f$	wypadkowe z ΔP i $2f$
27	8 od góry	2D = dewiacja	2D = przesuw
29	26 od góry		
35	Podpis pod rys. 10	$K = 0,625$	$K = 0,0625$



**PAŃSTWOWE
WYDAWNICTWA TECHNICZNE**

Prace wydane na zlecenie Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji

Rok 5. Zeszyt nr 12. 1954, s. 66, zł 11.—

LENKOWSKI J.: Zasada zachowania szerokości pasma we wzmacniaczach lampowych.

WOJNAR A., CHABŁOWSKI J.: Licznik częstotliwości.

PAJEWSKI W.: Ceramika tytanianowa.

SMOLIŃSKI A.: Uzyskiwanie rdzeni transformatorowych klasy A1.

POREBSKI S.: Zdejmowanie charakterystyk lamp elektronowych metodą krótkotrwałych obciążeń.

KUNIEWSKI H.: Odbiornik sygnałów w zmienniku zewowym typu polskiego.

HÜTTNER M.: Charakterystyki żarówek wolframowych.

Rok. 5. Zeszyt 13/14. 1954, s. 80, zł 32.—

LENKOWSKI J.: Synteza funkcji wymiernych przez analogię z polem potencjalnym.

HAHN S., SOSNOWSKI A.: Polepszenie sprawności generatorów w. cz.

WOJNAR A.: Badania doświadczalne zniekształceń modulacji częstotliwości.

PAJEWSKI W.: Materiały ferroelektryczne i ich zastosowania.

ZAWADZKI A.: Obliczanie stratności magnetycznej w małych próbkach.

SMOLIŃSKI A., ZAWADZKI A., ŻBIKOWSKI M.: Podstawowe właściwości rdzeni klas A5 i A7.

KUNIEWSKI H.: Wpływ transformatorów mocy na rozptyw prądów wielkiej częstotliwości w liniach przesyłowych wysokiego napięcia.

KASIA M., KOSSAKOWSKI Z.: Urządzenie do radiołączności krótkodystansowej dla potrzeb kolejnictwa.

ROTKIEWICZ W.: Wielokrotny filtr górnoprzepustowy RC jako obwód wejściowy woltomierza selektywnego wielkiej częstotliwości.

FABIJAŃSKI J.: Kwarcowy filtr kanałowy do urządzenia telefonii nośnej systemu dwunastokrotnego.

Prace wydane na zlecenie Instytutu Łączności

Zeszyt 1. 1954, s. 68, zł 14.—

JASIŃSKI S.: Przewidywanie burz jonosferycznych i zakłóceń radiokomunikacyjnych.

ŁAPIŃSKI M.: Detektor fazy i jego zastosowanie w miernictwie.