

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK V

ZESZYT 2-3 (11.12)

W A R S Z A W A 1 9 5 8

I N S T Y T U T Ł Ą C Z N O Ś C I

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK V

ZESZYT 2-3 (11-12)

W A R S Z A W A 1 9 5 8

I N S T Y T U T Ł Ą C Z N O Ś C I

SPIS TREŚCI

1.	Sylwester Jarkowski — Obliczanie linii radiowych	3
2.	Stefan Jasiński — Zagadnienia radiometeorologii, radioklimatologii i ich znaczenie	54
3.	Zbigniew Godziński — Uogólnienie teorii Feinberga na przypadek rozchodzenia się fal elektromagnetycznych nad niejednorodną ziemią kulistą i wprowadzenie przybliżonej metody obliczeniowej w oparciu o zastępcze źródła wtórne	73
4.	Zdzisław Kossakowski — Analiza radiowych systemów sieci ruchomych	113

СОДЕРЖАНИЕ

1.	С. Яркoвски — Расчёт радиорелейных линий	48
2.	С. Ф. Яси́нский — Вопросы радиометеорологии, радиоклиматологии, и их значение	69
3.	З. Годзи́нски — Обобщение теории Фейнберга на случай распространения электромагнитных волн над неоднородной шарообразной землей и введение приближенного расчётного метода основанного на заменяющих вторичных источниках	107
4.	З. Коссаковски — Анализ систем подвижных сетей радиосвязи	156

CONTENTS

1.	S. Jarkowski — Calculation of radio relay systems	49
2.	S. Jasiński — Problems of radiometeorology and radioclimatology and their importance	70
3.	Z. Godziński — Extension of Feinberg's Theory to the Case of Electromagnetic Wave Propagation over an Inhomogeneous Spherical Earth and Introduction of an Approximate Method of Computation based on Equivalent Secondary Sources	108
4.	Z. Kossakowski — Analysis of mobile radiocommunication systems	157

SOMMAIRE

1.	S. Jarkowski — Calcul des faisceaux hertziens	49
2.	S. Jasiński — Problèmes de la radiométéorologie et de la radioclimatologie et leur portée	70
3.	Z. Godziński — Généralisation de la théorie de Feinberg au cas de la propagation des ondes électromagnétiques au — dessus d'une terre sphérique et introduction d'une méthode approximative du calcul, fondée sur les sources secondaires équivalentes.	109
4.	Z. Kossakowski — Analyse des systèmes mobiles des radiocommunications	157

INHALTSVERZEICHNIS

1.	S. Jarkowski — Berechnung der richtfunknetze	50
2.	S. Jasiński — Probleme der radiometeorologie und der radioklimatologie und ihre bedeutung	71
3.	Z. Godziński — Verallgemeinerung der Theorie von Feinberg für den Fall der Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen über einer nichthomogenen, kugelförmigen Erde und eine neue angenäherte Berechnungsmethode beruhend auf äquivalenten sekundären Quellen	110
4.	Z. Kossakowski — Übersicht von fahrbaren Funksystemen	158

SYLWESTER JARKOWSKI

621.396

OBLICZANIE LINII RADIOWYCH

Rękopis dostarczono do IŁ. 25.7.57

Postęp techniczny w dziedzinie linii radiowych wyrażający się między innymi dużą ilością prac powstałych prawie równocześnie zmusza nas do uporządkowania osiągniętych wyników dla celów praktycznych. W niniejszej pracy podano metodę obliczania linii radiowych wszystkich typów, uwzględniając jednocześnie zalecenia CCITT i CCIR. W celu ułatwienia praktycznego wykorzystywania pracy metodę obliczania linii radiowych podano w formie zbliżonej do instrukcji.

Dla ujednoczenia obliczeń opracowano jeden wspólny wzór dla wszystkich typów linii podając jednocześnie dla celów czysto rachunkowych trzy inne jego wersje.

Mając do wyboru opracowanie nomogramów do obliczania linii radiowych lub wzoru rachunkowego, zdecydowano się na ten ostatni ze względu na łatwość wprowadzania koniecznych zmian w miarę postępu technicznego oraz na większy zakres możliwych obliczeń.

Dla lepszego opanowania metody obliczania linii radiowych podano również szereg praktycznych przykładów.

1. WSTĘP

Praca niniejsza stanowi próbę syntetycznego ujęcia najlepszych metod projektowania nowoczesnych linii radiowych, zarówno linii horyzontalnych oraz linii pozahoryzontalnych.

Autor stawia sobie za cel sprowadzenie istniejących sposobów obliczania linii radiowych do jednej metody wykorzystującej wspólne wzory dla różnych typów linii. Pamiętać jednak należy, że zarówno metody obliczania jak i wykonywania pomiarów w przypadku linii pozahoryzontalnych nie są jeszcze ukończone. Ze względu na ogromną ilość różnych metod obliczania linii i różnorodność otrzymywanych wyników tego rodzaju ujęcie wydaje się celowe, ponieważ daje ono jednolity i jasny obraz zjawisk oraz wartości parametrów występujących w liniach. Wyniki obliczeń według opracowanych wzorów pokrywają się z wynikami obliczeń dokonywanych przez większość autorów. Tym niemniej należy podkreślić, że rozbieżność obliczeń wykonywanych przez różnych autorów jest rzędu ± 3 dB dla linii, których stacje leżą w zasięgu widzialności (linie horyzontalne) i ± 5 dB dla linii, których stacje leżą poza zasięgiem wi-

działności [12] (linie pozahoryzontalne), czyli dla linii pracujących na falach rozproszonych.

Aby obliczanie linii radiowych było bardziej przejrzyste i użyteczne, artykuł opracowano w formie zbliżonej do instrukcji. Starano się przy tym, aby nie pominąć żadnego parametru mającego wpływ na wynik obliczania.

Należy jednak podkreślić, że nowoczesne ujęcie zjawisk szczególnie tam, gdzie występuje bardzo dużo zmiennych parametrów, jak np. w meteorologii, polega na ocenie statystycznego ich występowania. Pozwala to na pominięcie żmudnych obliczeń wpływów poszczególnych parametrów oraz daje syntetyczny obraz całości zjawiska.

W niniejszej pracy podano jedynie obliczenia różnych parametrów linii, nie zajmując się stroną ekonomiczną, którą powinien uwzględnić właściwy projekt linii radiowej. W paru jedynie miejscach tej pracy zwrócono uwagę na to zagadnienie ze względu na dużą zależność strony ekonomicznej od niektórych parametrów linii.

Autor poczuwa się do miłego obowiązku złożenia podziękowania prof. Józefowi Wójcikiewiczowi, inż. Aleksemu Brodowskiemu i inż. Ryszardowi Zienkiewiczowi za cenne rady udzielone mu podczas opracowywania niniejszej pracy.

2. WIADOMOŚCI OGÓLNE

2.1. Określenie linii radiowych

Linia radiowa jest to zespół urządzeń służących do bezprzewodowej transmisji sygnałów: telefonicznych, telegraficznych, radiofonicznych i telewizyjnych za pomocą energii fal elektromagnetycznych skupianych antenami kierunkowymi.

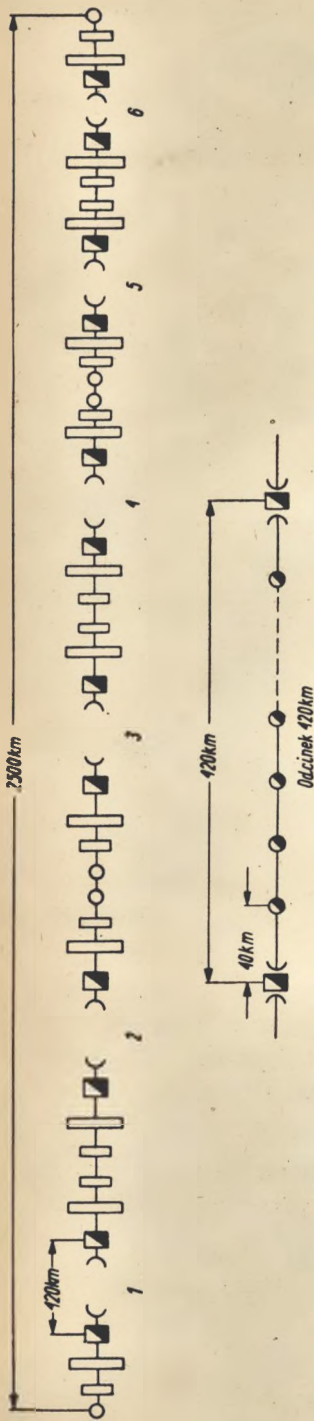
Linie radiowe wchodzące w skład sieci telekomunikacyjnych powinny odpowiadać jej znormalizowanym cechom przenoszenia, a w przypadku sieci międzynarodowej muszą one odpowiadać zaleceniom CCIR i CCITT.

2.2. Rodzaje modulacji

Najczęściej stosowanymi rodzajami modulacji fali nośnej w. cz. są:

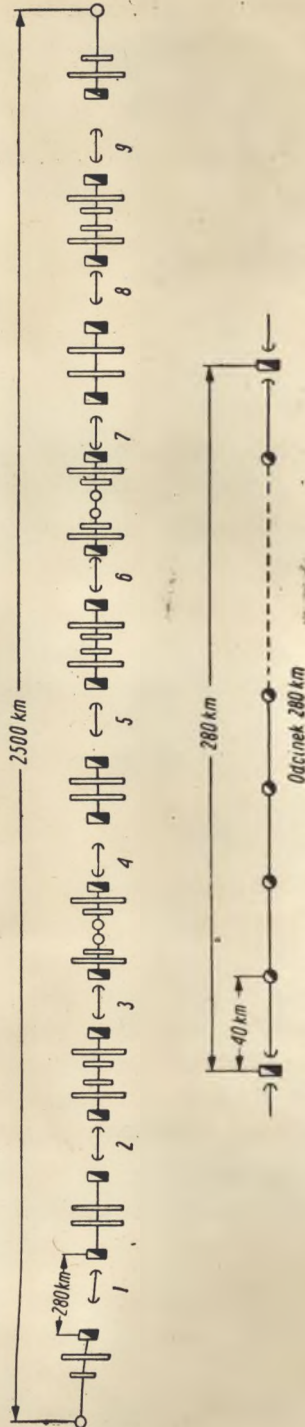
a) modulacja częstotliwości używana przy przenoszeniu telefonii nośnej i telewizji,

b) 100-procentowa modulacja amplitudy impulsami, stosowana przy przenoszeniu telefonii naturalnej.



Rys. 1. Łącza odniesienia radiowej linii telefonicznej o liczbie kanałów od 12 do 60 (Zalecenie CCIR nr 202-Warszawa, 1956 r. [37]).

- stacje przekaźnikowe bez demodulacji.
- urządzenia kanałowe (modulatory i demodulatory); liczba urządzeń — 3 pary;
- urządzenia kanałowe grupy podstawowej; liczba urządzeń — 6 par;
- urządzenia kanałowe grupy wtórnej; liczba urządzeń — 6 par;
- urządzenia częstotliwości nośnej radiowej (modulatory i demodulatory); liczba urządzeń — 6 par;



Rys. 2. Łącza odniesienia radiowej linii telefonicznej o liczbie kanałów większej niż 60 (Zalecenie CCIR nr 203-Warszawa, 1956 r. [37]).

- stacje przekaźnikowe bez demodulacji,
- urządzenia kanałowe (modulatory i demodulatory); liczba urządzeń — 3 pary;
- urządzenia kanałowe grupy podstawowej; liczba urządzeń — 6 par;
- urządzenia kanałowe grupy wtórnej; liczba urządzeń — 9 par;
- urządzenia częstotliwości nośnej radiowej (modulatory i demodulatory) liczba urządzeń — 9 par.

Przy tej ostatniej pośrednia fala nośna wytwarzana jest w postaci ciągu impulsów najczęściej fazowo modulowanych.

2.3. Niektóre zalecenia CCITT i CCIR dotyczące linii radiowych ¹⁾

2.3.1. Łąca odniesienia

Dla ujednoczenia projektowania i eksploatacji linii radiowych CCIR wspólnie z CCITT ustaliły częściowo łąca odniesienia dla następujących przypadków:

- a) dla wielokanałowych linii radiowych z podziałem częstotliwościowym o liczbie kanałów od $12 \div 60$ (Zalecenie nr 202 [37]);
- b) dla wielokanałowych linii radiowych z podziałem częstotliwościowym o liczbie kanałów większej niż 60 (Zalecenie nr 203 [37];
- c) dla wielokanałowych linii radiowych z podziałem czasowym o liczbie kanałów mniejszej niż 60 (Zalecenie nr 201 [37]);
- d) dla przesyłania sygnału telewizyjnego (projekt zalecenia — sprawozdanie nr 84 [37].

We wszystkich przypadkach długość łąca odniesienia wynosi 2500 km; łąca jest podzielone na 3 odcinki, między którymi następuje całkowita demodulacja sygnału.

W przypadku a) i b) łąca mają po 6 modulatorów grup pierwotnych; w przypadku a) łąca ma 6 modulatorów grup wtórnych i radiowych, a w przypadku b) — 9 modulatorów grup wtórnych i radiowych (rys. 1 i 2).

Dla łączy w przypadku a) i b) przyjęto, że psfometryczna moc szumu wnoszona przez część radiową nie może przekraczać w punkcie o zerowym poziomie względnym 5000 pW w godzinach szczytowego ruchu, przy odbiorze bez zaników atmosferycznych oraz 7500 pW średnio dla każdej dowolnej godziny (Zalecenie nr 200).

Dla łączy w przypadku c) zalecono, aby moc psfometryczna szumu w punkcie o względnym poziomie zerowym nie przekraczała 10000 pW średnio dla każdej dowolnej godziny.

Wartości szumów krótkotrwałych nie zostały dotychczas ustalone.

¹⁾ Zalecenia nr 200, 201, 202, 203, 194, 190, Sprawozdanie nr 84, Tom I, CCIR VIII Plenarny Zjazd w Warszawie 1956 [37].

2.3.2. Częstotliwości nośne

Zakresy częstotliwości, które mogą być używane w liniach radiowych obejmują według CCIR (Atlantic City 1947) następujące pasma:

Pasma częstotliwości MHz		Długość fal cm		Pasma częstotliwości MHz		Długość fal cm	
od 156	do 174	od 192,38	do 172,41	od 3300	do 4200	od 9,10	do 7,15
„ 335,4	„ 420	„ 89,44	„ 71,42	„ 4400	„ 5000	„ 6,80	„ 6,00
„ 1300	„ 1600	„ 23,00	„ 18,80	„ 5850	„ 8500	„ 5,13	„ 3,53
„ 1700	„ 2300	„ 17,60	„ 13,00	„ 9200	„ 10000	„ 3,26	„ 3,00
„ 2450	„ 2700	„ 12,20	„ 11,10				

Przydziały częstotliwości dla różnych służb wewnątrz kraju nie podlegają uzgodnieniu międzynarodowemu.

2.3.3. Pasma przenoszone i dewiacja

Przy przesyłaniu telefonii nośnej pasmo częstotliwości wysyłane z nadajnika zależy od liczby przenoszonych kanałów i dewiacji. Stosowane liczby kanałów odpowiadają na ogół normalnym grupom zalecanym przez CCITT i podanym w tablicach 1 i 2.

Tablica 1

Pasma częstotliwości w zależności od liczby kanałów oraz poziomy wejściowe i wyjściowe ¹⁾

Maksymalna liczba kanałów telefonicznych	Pasma częstotliwości kHz	Impedancja znamionowa Ω	Względny poziom (dBm) mocy dla jednego kanału	
			na wejściu	na wyjściu
24	12— 108	150—symetrycz.	-52	-4,5
60	12— 252	150—symetrycz.	-52	+1,75
	60— 300	75—niesymetr.	-52	-15
120	12— 552	150—symetrycz.	-52	+1,75
	60— 552	75—niesymetr.	-52	-15
240	60—1052	75—niesymetr.	-52	-15
600	60—2540	75—niesymetr.	-52	-15

¹⁾ Zalecenie CCIR nr 189, Tom I, CCIR, VIII Plenarny Zjazd w Warszawie 1956 [37].

Tablica 2

Pożądane wartości na dewiację częstotliwości pośrednich lub nośnych bez uwypuklenia wstępnego¹⁾

Maksymalna liczba kanałów	Dewiacja na kanał w wartościach skutecznych kHz
24	35
60	50, 100, 200
120	50, 100, 200
240	200
600	200

Tablica 3

Stosowane standardy telewizyjne

Ilość linii	Pasmo przenoszone	Odstęp kanałowy
405	3 MHz	4 MHz
525	4,5 MHz	6 MHz
625	5 MHz	7 MHz
625 (OIR)	2 MHz	8 MHz
819	10,4 MHz	13,15 MHz

U w a g a 1. Podane wartości na dewiację są otrzymane przez próbny sygnał sinusoidalny 800 Hz, o mocy 1 mW przyłożony w punkcie zerowym odniesienia.

U w a g a 2. Jeśli w pewnych przypadkach okaże się celowe zastosowanie innych dewiacji, to zastosowanie ich powinno być uzgodnione między zainteresowanymi administracjami.

U w a g a 3. Przy zastosowaniu uwypuklenia wstępnego wartość jego nie powinna przekraczać 10 dB, a całkowita dewiacja skuteczna, przy sygnale złożonym, powinna być taka sama jak i bez uwypuklenia wstępnego.

U w a g a 4. W granicach charakterystyki dewiacji przewidzianych uwagą 3 zainteresowane administracje powinny między sobą uzgodnić jej przebieg.

Przy przesyłaniu programów telewizyjnych pasmo przenoszenia zależy od standardu obrazu, dewiacji oraz od ewentualnego jednoczesnego przesyłania sygnałów fonii. Najczęściej dewiacja wynosi $(1 \div 2) f_{max}$, przy czym CCIR dla standardu 625-linii zaleca dewiację 8 MHz, a dla standardu 819 linii dopuszcza dewiację od 8 do 12 MHz [37].

W tablicy 3 podano stosowane standardy telewizyjne zalecane przez CCIR i OIR.

Przy modulacji częstotliwości pasmo w. cz. przenoszone przez linie radiowe można w przybliżeniu wyznaczyć ze wzoru następującego:

$$B = 2,5 \cdot \Delta f + 5 f_{max} = f_{max} (2,5 \cdot \beta + 5) \text{ [kHz]} \quad (1)$$

gdzie:

Δf — dewiacja, w kHz;

f_{max} — największa częstotliwość przenoszona, w kHz;

$\beta = \frac{\Delta f}{f_{max}}$ — wskaźnik dewiacji.

¹⁾ Zalecenie CCIR nr 191 [37].

Do przenoszenia szerszych pasm częstotliwości, np. kilku programów telewizyjnych i kilku grup telefonii ncsnej, stosuje się jednocześnie szereg urządzeń pracujących równolegle na wspólną antenę.

Przy zastosowaniu kanałowego podziału czasowego o szerokości pasma B decyduje nachylenie boków impulsów [28].

$$B = \frac{1}{t_n} \text{ [MHz]} \quad (2)$$

gdzie:

t_n jest czasem narastania impulsu, w μs .

Liczba kanałów przy podziale czasowym nie przekracza na ogół 28 i praktycznie nie wpływa na szerokość pasma.

2.3.4. Stosunek sygnału do szumu i przesłuchy

Przy małej liczbie kanałów oddzielnie wyznacza się wartości szumu i przesłuchu. Stosunek sygnału do szumu powinien być większy od 58 dB (7 N), a tłumienie przesłuchu większe od 63 dB (7,5 N).

Przy większej liczbie kanałów przesłuch należy traktować łącznie z szumem, przyjmując za dopuszczalną wartość stosunku sygnału do szumu:

58 dB dla 90% kanałów czynnych oraz

52 dB dla 100% kanałów czynnych.

Dla telewizji przyjmuje się, że stosunek wartości skutecznych sygnału do szumu nie powinien być mniejszy niż 35 dB¹⁾.

2.3.5. Wartości i poziomy częstotliwości pośrednich ²⁾

Dla ułatwienia połączeń między różnymi urządzeniami CCIR zaleciło następujące środkowe częstotliwości pośrednie:

¹⁾ Mieszana Komisja CCIR i CCITT do zagadnień przesyłania sygnałów telewizyjnych na duże odległości (CMTT) zaproponowała na zjeździe w Monte Carlo w 1958 r. przyjęcie następujących danych [41]:

a) dla ciągłych szumów przypadkowych w odniesieniu do standardu OIR 625-linii, stosunek sygnału do szumu nie powinien być mniejszy od 57 dB dla czasu dłuższego od 1% i mniejszy od 53 dB dla czasu dłuższego od 0,1%, licząc dla każdego miesiąca w ciągu roku;

b) dla szumów okresowych i dla standardu wyżej podanego stosunek sygnału szumu w odniesieniu do przydźwięku sieci nie powinien być mniejszy od 30 dB. Stosunek ten, w pasmie od 1 kHz do 1 MHz, dla pojedynczej częstotliwości, nie powinien być mniejszy od 50 dB, przy czym w pasmie od 1 MHz do 6 MHz stosunek ten może maleć liniowo aż do wartości 30 dB;

c) dla szumów impulsowych przyjęto, aby stosunek sygnału do szumu nie był mniejszy od 25 dB.

U w a g a I. W punkcie a) stosunek sygnału do szumu zdefiniowano jako stosunek wartości szczytowych sygnału obrazu do wartości skutecznych szumu, w pasmie od 10 kHz do nominalnej częstotliwości górnej granicy przesyłanego standardu.

W punkcie b) i c) stosunek sygnału do szumu zdefiniowano jako stosunek wartości szczytowych sygnału obrazu do wartości szczytowych szumu.

U w a g a II. Wartości zaproponowane przez CMTT będą obowiązywać po ich zatwierdzeniu przez Plenarny Zjazd CCIR, który ma się odbyć w Los Angeles w 1959 r.

²⁾ Zalecenie nr 190

35 MHz dla urządzeń pracujących na częstotliwościach między 50 a 1000 MHz,

70 MHz dla urządzeń pracujących na częstotliwościach większych niż 1000 MHz.

Zalecone zostały również poziomy połączeń dokonywanych na częstotliwościach pośrednich, a mianowicie:

poziom wyjściowy 0,5 V,

poziom wejściowy 0,3 V.

2.3.6. Podział kanałów wielkiej częstotliwości

W Zaleceniu nr 194 [37] podano dane odnośnie podziału pasma 400 MHz dla sześciu lub dwunastu (lub innej mniejszej liczby) dwukierunkowych kanałów w. cz. przenoszących sygnały telewizyjne lub telefoniczne.

3. PARAMETRY LINII RADIOWYCH

3.1. Wiadomości wstępne

W rozdziale tym omówiono parametry, od których zależy praca linii radiowych. Dzielą się one na dwie zasadnicze grupy: jedna obejmuje parametry dotyczące środowiska przenoszącego fale elektromagnetyczne, a druga dotyczy tych cech urządzeń elektrycznych, które mają wpływ na wynik obliczeń.

Nie uwzględniono natomiast parametru, który charakteryzowałby pewność pracy wynikającą z rozwiązania konstrukcyjnego urządzeń linii radiowej.

Jak wykazuje praktyka, największa liczba przypadków przerw w komunikacji była spowodowana uszkodzeniem linii zasilającej stację w energię elektryczną. Obecnie dostateczną pewność pracy uzyskuje się przez wyposażenie stacji w awaryjne urządzenia zasilające, dostarczające własną energię elektryczną (akumulatory i zespoły spalinowe).

Niezależnie od wyposażenia w awaryjne urządzenia zasilające stacja ma również awaryjne urządzenia wielkiej i małej częstotliwości.

Niektóre z omawianych niżej parametrów, jak np. tłumienie dodatkowe, zaniki atmosferyczne i tłumienie molekularne, wzrost poziomu szumu w zależności od liczby stacji, zyski antenowe oraz współczynnik korekcji dla telefonicznych urządzeń wielokanałowych są przedstawione w postaci umożliwiającej bezpośrednio ich uwzględnienie we wzorach służących do obliczania linii.

Inne omawiane niżej parametry służą do analizy trasy; mowa tu o zasięgu optycznym i radiowym oraz o określaniu stref Fresnela. Wreszcie,

gano krzywą z rys. 5 i wzór (6) określające tłumienie wolnej przestrzeni i dla umożliwienia sporządzenia wykresu podanego na rys. 24.

3.2. Zasięg optyczny i radiowy

Zasięg optyczny d , czyli odległość horyzontu od nadajnika, wyraża się wzorem następującym:

$$d = \sqrt{2R_z h} \quad [\text{km}] \quad (3)$$

gdzie:

R_z — promień ziemi, w km ($R_z = 6370$ km);

h — wysokość zawieszenia anteny, w km.

Można również korzystać z uproszczonego wzoru:

$$d = 3,57 \sqrt{h} \quad [\text{km}] \quad (4)$$

w którym wartości h wyrażone są w metrach.

Na skutek zjawiska refrakcji zasięg radiowy może być większy od optycznego. Dla atmosfery standardowej, dla której zastępczy promień ziemi wynosi $4/3 R_z$, otrzymamy zasięg ze wzoru następującego:

$$d_{4/3} = 4,12 \sqrt{h} \quad [\text{km}] \quad (5)$$

gdzie h wysokość zawieszenia anteny, w m.

Na rys. 3 podano określenie odległości d horyzontu od anteny.

Na rys. 4 podano odległość horyzontu od anteny w funkcji wysokości jej zawieszenia dla różnych wartości promienia zastępczego kuli ziemskiej. W ciągu 50% czasu jest przekraczana wartość $R = 4/3 R_z$ odpowiadająca atmosferze standardowej; w ciągu 1% czasu jest przekraczana wartość $R = 10 R_z$, a w ciągu 99% czasu — wartość $R = 0,8 R_z$.

Dane atmosferyczne atmosfery standardowej odpowiadającej ziemskim strefom umiarkowanym są następujące:

Ciśnienie powietrza na poziomie morza: 1013,3 mb

Ciśnienie pary wodnej na poziomie morza: 10,0 mb

(malejące z wysokością w stosunku 0,3 mb/100 m)

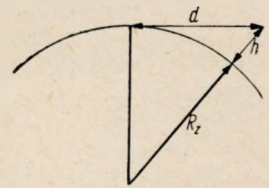
Temperatura na poziomie morza: 15°C

(malejąca z wysokością w stosunku 6,5°C/1 km,

aż do wysokości 11 km, gdzie ustala się na -55°C).

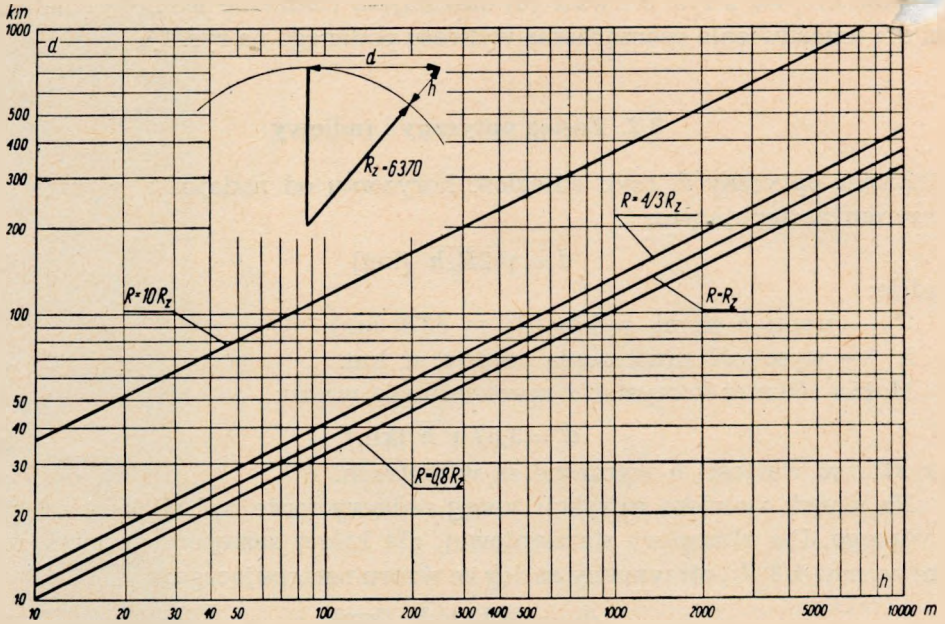
Dane te po przeliczeniu na współczynnik M charakteryzujący refrakcję w atmosferze dają jego zmianę z wysokością w stosunku

$$\frac{\Delta M}{\Delta h} = 12/100 \text{ m.}$$



Rys. 3. Określenie odległości d horyzontu od anteny

R_z — promień ziemi;
 h — wysokość zawieszenia anteny



Rys. 4. Odległość horyzontu od anteny w funkcji wysokości jej zawieszenia, dla różnych wartości promienia zastępczego kuli ziemskiej:

$$\begin{aligned} \text{Dla } R = 0,8 R_z \quad d &= 3,19 \sqrt{h}, \\ \text{„ } R = R_z \quad d &= 3,57 \sqrt{h}, \\ \text{„ } R = 4/3 R_z \quad d &= 4,12 \sqrt{h}, \\ \text{„ } R = 10 R_z \quad d &= 11,28 \sqrt{h}, \end{aligned}$$

(d i R_z w km; h w m)

3.3. Tłumienie fal w wolnej przestrzeni

Zakładając, że fala rozchodzi się w wolnej przestrzeni, stosunek energii wysłanej do odebranej, czyli tzw. tłumienie w wolnej przestrzeni między dwiema antenami półfalowymi, wynosi:

$$T = \frac{P_n}{P_0} = 10 \log 660 + 20 \log d + 20 \log f \quad [\text{dB}] \quad (6)$$

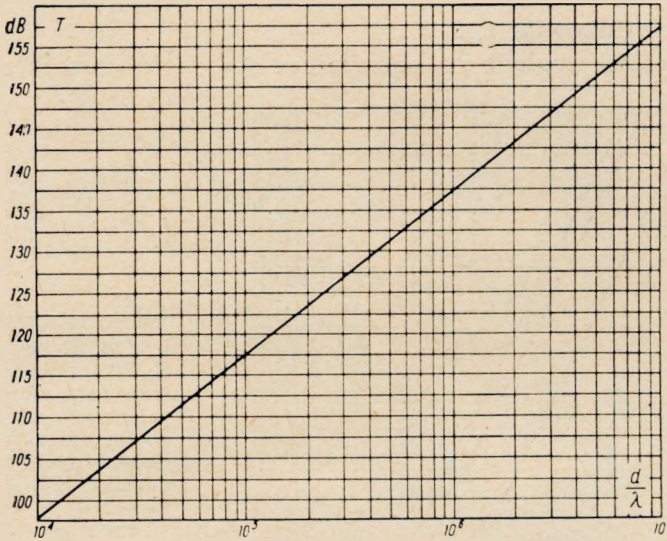
lub

$$T = 18 + 20 \log \frac{d}{\lambda} \quad [\text{dB}] \quad (7)$$

gdzie:

- d — odległość dwóch stacji, w km;
- f — częstotliwość, w MHz;
- λ — długość fali, w m.

Na rys. 5 podano wykres dla określania tłumienia w zależności od stosunku odległości do długości fali.



Rys. 5. Tłumienie fal (T) w wolnej przestrzeni dla anten $\lambda/2$ w zależności od stosunku odległości do długości fali $\left(\frac{d}{\lambda}\right)$

Na rys. 6 podano wykres dla określenia mocy i napięcia na wejściu odbiornika w zależności od odległości dla fali $\lambda = 0,2$ m i dla różnych mocy nadajnika: $P_n = 10, 5$ i 1 W.

3.4. Wpływ ziemi i przeszkód terenowych

3.4.1. Strefy Fresnela

Na skutek obecności ziemi fala elektromagnetyczna biegnąc od nadajnika do odbiornika podlega różnym odbiciom w zależności od konfiguracji terenu, w rezultacie czego w miejscu odbioru otrzymujemy zwiększenie lub zmniejszenie mocy sygnału. Jeśli droga różni się o $n \frac{\lambda}{2}$, powstają interferencyjne obszary zwane strefami Fresnela.

Na rysunku 7 pokazano elipsoidę stanowiącą miejsce geometryczne punktów odbić fal, dla których występuje interferencja sygnałów. Jej półoś małą b oblicza się ze wzoru

$$b = \sqrt{\frac{(2n-1)\lambda d}{4}} \text{ [m]} \quad (8)$$

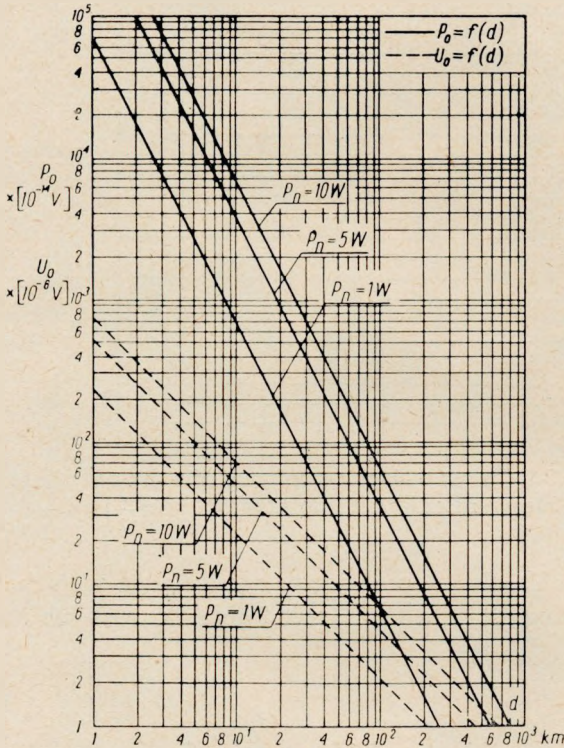
gdzie:

λ — długość fali, w m;

d — odległość między nadajnikiem i odbiornikiem, w m;

n — liczby całkowite 1, 2, 3....

W praktyce ze względu na ograniczone wysokości umieszczenia anten



Rys 6. Moc odbierana P_0 i napięcie U_0 na wejściu odbiornika w zależności od odległości d dla fali $\lambda = 0,2$ m i dla różnych mocy nadajnika [28]

$P_0 = f(d)$ — moc odbierana

$U_0 = f(d)$ — napięcie na wejściu odbiornika o oporności R_0

$R_0 = 73,39$; $\lambda = 0,2$ m

zazwyczaj mamy do czynienia z tak zwaną pierwszą strefą Fresnela, która występuje dla $n = 1$. Dla sumowania się fali bezpośredniej z odbitą strefa ta powinna być wolna od przeszkód.

Na rysunku 8 podano wartości połówek osi małej elipsoidy dla pierwszej strefy Fresnela w zależności od długości fali λ i odległości stacji d [28].

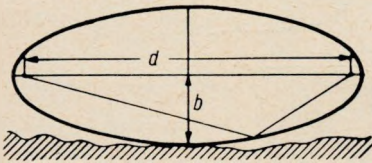
W zależności od terenu punkt odbicia fal może leżeć poniżej lub powyżej linii łączącej antenę nadawczą z odbiorczą. Poniżej podano kilka przykładów najczęściej występujących przeszkód terenowych.

3.4.2. Przeszkoda pojedyncza

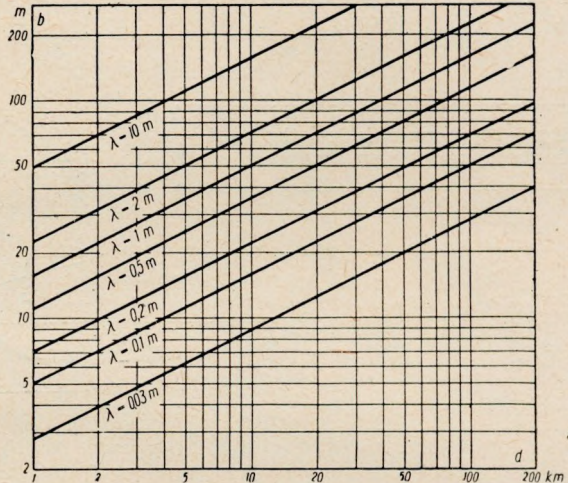
Posługując się oznaczeniami podanymi na rysunku 9 określamy wartość parametru Fresnela ν ze wzoru następującego:

$$\nu = \pm h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (9)$$

a następnie z wykresu podanego na rysunku 10 określamy tłumienie dodatkowe A_d (w dB) [39]. Wszystkie wartości należy podstawić w tych samych jednostkach.



Rys. 7. Określanie pierwszej strefy Fresnela [28]



Rys. 8. Zależność długości półosi malej b od odległości stacji d [28] dla różnych λ

Gdy przeszkoda leży poniżej promienia fal, podstawiamy wartość $-h$. Dla wartości $\nu > 1$ tłumienie dodatkowe wynosi

$$A_d = 20 \log \nu - 13 \text{ [dB]}$$

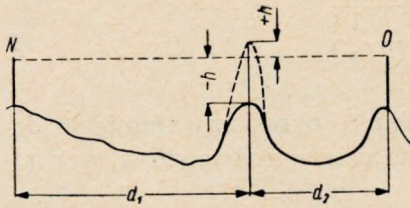
3.4.3. Przeszkoda podwójna

Obie przeszkody (rys. 11) zastępujemy jedną umyślną, dla której tłumienie dodatkowe A_d obliczamy według wzoru jak dla jednej przeszkody.

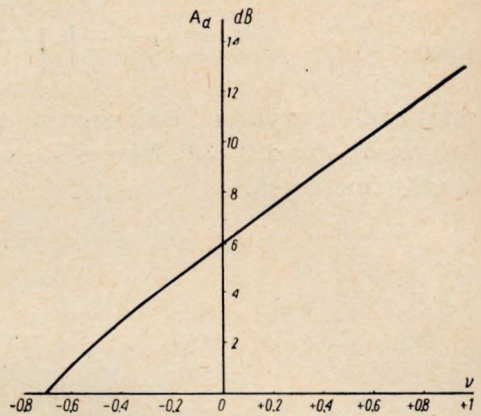
3.4.4 Przeszkoda sferyczna

Tłumienie dodatkowe obliczamy wówczas ze wzoru następującego:

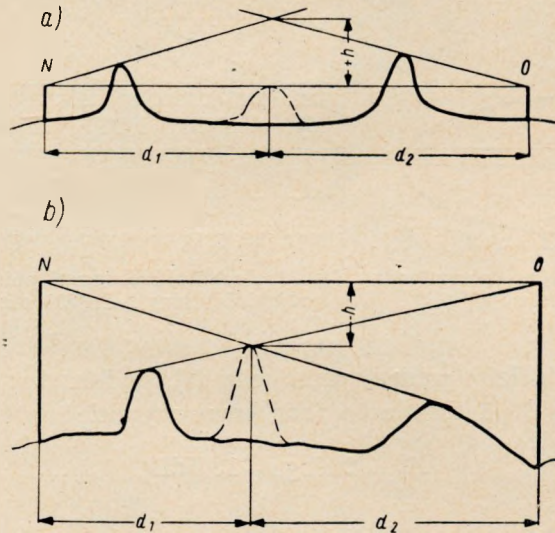
$$A_d = \frac{0,75}{\sqrt[3]{\lambda}} K^{-2/3} d_0 + 17 \text{ [dB]} \quad (10)$$



Rys. 9. Przypadek przeszkody pojedynczej



Rys. 10. Tłumienie dodatkowe A_d w funkcji parametru Fresnela ν [39]



Rys. 11. Przeszkoda podwójna: a) wzniesienia powyżej linii widzialności b) wzniesienia poniżej linii widzialności

przy czym

$$d_0 = d - 3,56 \sqrt{K} (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (11)$$

oraz

$$K = \frac{R}{R_s} \quad (12)$$

gdzie:

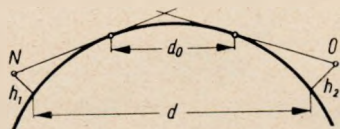
λ — długość fali, w m;

h_1, h_2 — wysokości umieszczenia anten, w m;

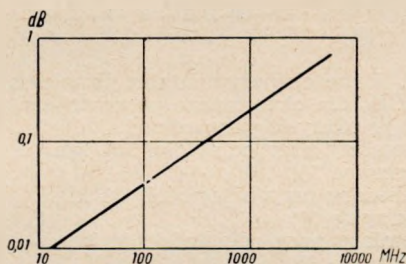
- R -- rzeczywisty promień ziemi, w km;
 R_z — zastępczy promień ziemi, w km;
 d_o — długość części niewidocznej, w km;
 d — odległość wzajemna anten.

3.4.5. Przeszkody listowia

Przy niezbyt długich odcinkach trasy, przebiegających poprzez wierzchołki drzew pokrytych liśćmi, można wprowadzić poprawkę na tłumienie posługując się wykresem podanym na rysunku 13 [32].



Rys. 12. Przeszkoda sferyczna [39]

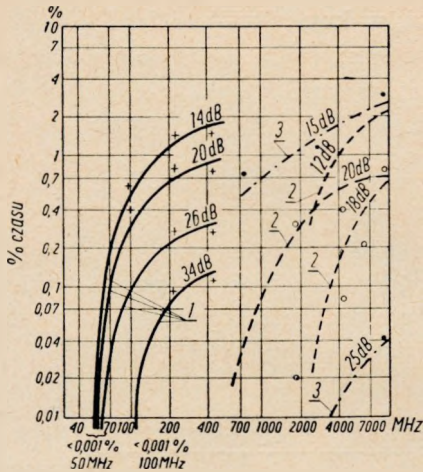


Rys. 13. Tłumienie listowia na 1 m drogi w funkcji częstotliwości [32]

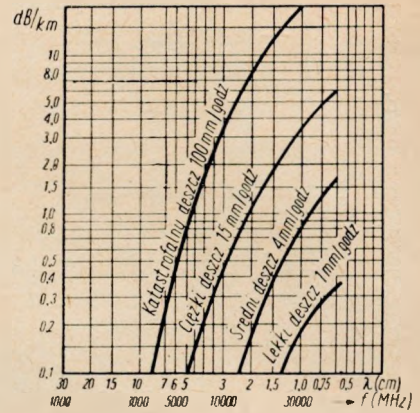
3.5. Zaniki i pochłanianie fal w atmosferze

3.5.1. Refrakcja

Wskutek zmienności rozkładu współczynnika refrakcji w atmosferze powstają zaniki fal, które przy obliczaniu linii radiowej uwzględnia się przez zwiększenie dopuszczalnego tłumienia trasy o wielkość zaników występujących w żądanym procencie czasu. Niestety zaniki te, występujące na trasie projektowanej, nigdy nie są znane, ponieważ określenie ich wymagałoby bardzo długich i dokładnych pomiarów. W literaturze znajdują się nieliczne wzmianki odnoszące się do takich pomiarów [20]. Na rysunku 14 przytoczono jeden z takich przykładowych pomiarów, z których można korzystać do znalezienia wartości tłumienia zaników A_z . Zestawienie pomiarów, które częściowo obejmuje i dane z rysunku 14, podano w tabelicy 4. Z tabelicy tej można korzystać na równi z rysunkiem 14.



Rys. 14. Dane eksperymentalne tłumienia zaników A_z dla określonego procentu czasu w różnych przypadkach [20]
 + — pomiary przy odległości 180 km (krzywe 1),
 ○ — pomiary przy odległości 68 km (krzywe 2),
 ● — pomiary przy odległości 64 km (krzywe 3).



Rys. 15. Tłumienie dodatkowe fal spowodowane deszczem w funkcji częstotliwości [28]

Tablica 4

Wartości tłumienia zaników fal A_z dla różnych długości tras i częstotliwości w zależności od % czasu ich występowania

Tłumienie A_z w dB	10	15	20	25	30	Częstotliwość w MHz	Długość trasy w km
Procent czasu występowania zaników	10,0	4,0	1,0	0,40	0,10	3000—4000	—
	3,0	1,5	0,7	0,35	0,20	400	180
	1,8	1,0	0,6	0,30	0,16	200	180
	1,3	0,6	0,3	0,15	0,06	100	180
	1,0	0,3	0,15	0,08	0,04	400	100
	8,0	2,5	1,2	0,70	—	60	215
	15,0	4,0	0,8	0,1	—	60	215

3.5.2. Opady atmosferyczne

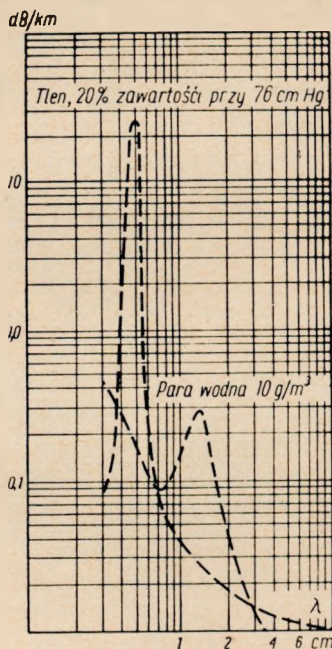
Przyczyną zaników fal bywają również i opady atmosferyczne, które zależą w dużym stopniu od częstotliwości fali. Na rys. 15 podano typowe

krzywe przedstawiające tłumienie dodatkowe fal spowodowane deszczem w funkcji częstotliwości.

3.5.3. Molekularne pochłanianie fal

Dla fal bardzo krótkich występują również straty na skutek molekularnego pochłaniania energii fal. Dla $\lambda = 0,5$ cm występuje selektywne pochłanianie energii w atmosferze tlenu, a dla fal od 3 cm w dół stopniowo zwiększające się pochłanianie w parze wodnej (rys. 16).

Rys. 16. Tłumienie dodatkowe fal spowodowane obecnością w powietrzu pary wodnej i tlenu w funkcji długości fali



3.6. Szumy odbiornika

Poziom szumów odbiornika idealnego zależy od pasma częstotliwości i temperatury według znanego wzoru

$$P_s = KT_0B = 4 \cdot 10^{-21} \cdot B \text{ [W]} \quad (13)$$

gdzie:

$$K = 1,38 \cdot 10^{-23} \left[\frac{\text{W}}{\text{°K Hz}} \right],$$

T_0 — temperatura w skali bezwzględnej (przyjmuje się zwykle $T_0 = 290 \text{ °K}$),

B — szerokość pasma, w Hz.

Na rysunku 17 podano zależność mocy szumów P_s odbiornika idealnego od szerokości pasma B .

Odbiornik rzeczywisty wnosi dodatkowo szумы, które zależą od średniej częstotliwości nośnej. Na rys. 18 podano (według Zalecenia nr 94 CCIR, London 1953 r.) współczynniki szumów w funkcji częstotliwości dla odbiorników wysokiej klasy.

3.7. Wzrost szumów w linii w zależności od liczby stacji przekąźnikowych

Na każdej stacji przekąźnikowej i końcowej następuje zmniejszenie stosunku sygnału do szumu, ponieważ odbiorniki oraz modulatory i demodulatory wprowadzają nowe szумы. Wzrost poziomu szumu b (w dB) określa się z zależności:

$$b = 10 \log m \quad (14)$$

gdzie m — liczba odcinków linii

Na rysunku 19 podano nomogram odpowiadający wzorowi (14).

3.8. Wpływ zakłóceń elektrycznych na odbiór

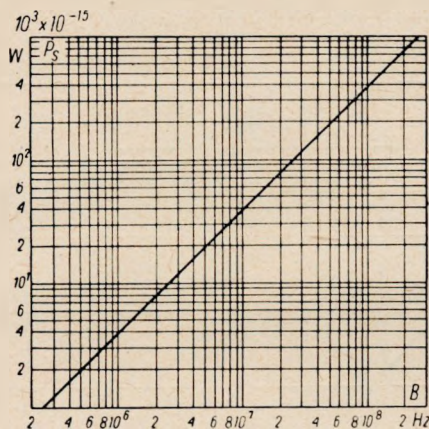
W zakresie fal od 50 MHz wzwyż, zakłócenia pochodzenia atmosferycznego występujące w postaci trzasków mają tak małą amplitudę, że można ich na ogół nie uwzględniać [38]. Tym niemniej według najnowszych badań wzrost szumu może pochodzić również i od lokalnych opadów atmosferycznych powodujących słabe wyładowania elektryczne.

Należy zwrócić uwagę na to, że stosowanie do komunikacji pozahoryzontalnej anten o bardzo dużych zyskach powoduje zwiększenie czułości aparatury na zakłócenia przychodzące z pewnych określonych kierunków. Podobnie wygląda sprawa z zakłóceniami pochodzenia kosmicznego [38], szczególnie z kierunku galaktyki i od słońca. Zachodzi również podejrzenie, że wpływ meteoroidów może mieć znaczenie przy odbiorze fal zakłócających w pasmie mikrofalowym [33].

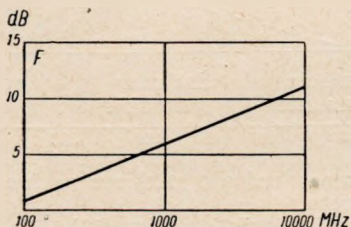
Zakłócenia pochodzenia przemysłowego również mogą być przyczyną wzrostu szumów przy odbiorze sygnałów pożądaných. Należy zwrócić uwagę, aby w stożku fal anten linii radiowych nie było silnych źródeł zakłócających, szczególnie w pobliżu anten i ich kabli zasilających [38].

Na rysunku 20 podano krzywe współczynników szumów opracowane przez H.H. Beverage'a [2], na podstawie prac H.V. Cottony'a i J.K. Johle-
ra [13], a dotyczące szumów pochodzenia cieplnego, kosmicznego i prze-

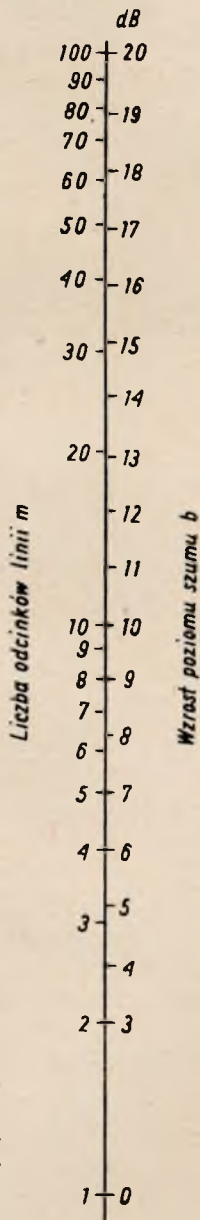
mysłowego. Linia *a* przedstawia wypadkowy współczynnik szumów, jaki może zaistnieć, gdy wszystkie szумы będą odbierane przez antenę. Jak widać, wartość jego jest stała w zakresie fal od około 150 MHz do



Rys. 17. Moc szumów P_s odbiornika idealnego w funkcji szerokości pasma B



Rys. 18. Współczynnik szumu F dla obiórników wysokiej klasy w funkcji częstotliwości [36]

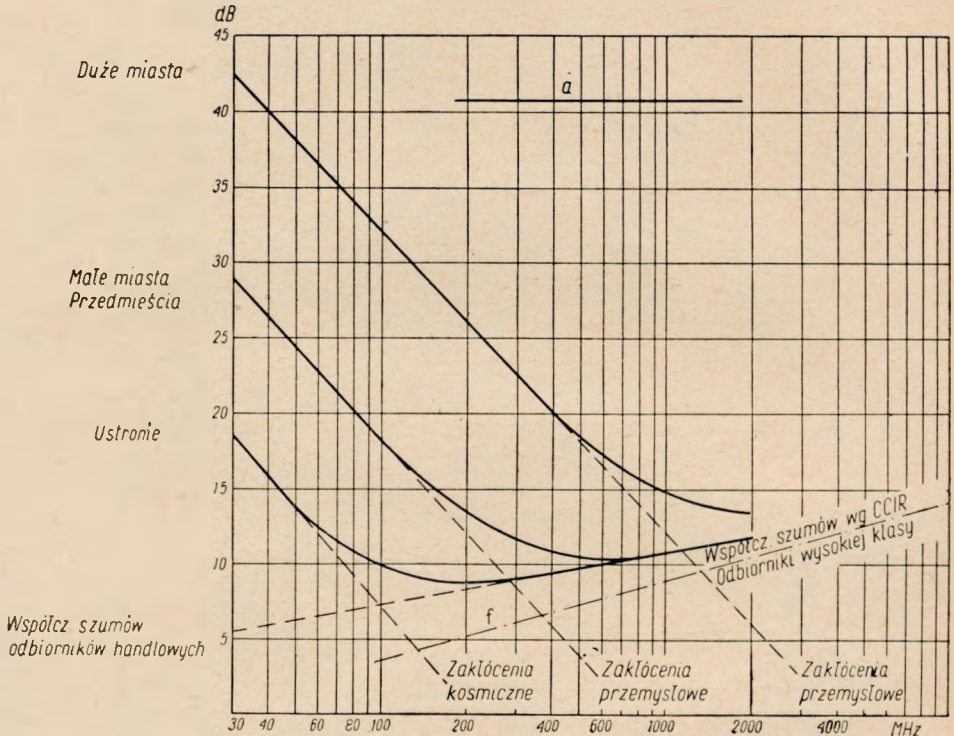


Rys. 19. Nomogram dla określenia wzrostu poziomu szumu b dla m odcinków linii radiowej [9]

2000 MHz i wynosi bardzo dużą wartość, około 41 dB, to znaczy, że moc szumów na wejściu odbiornika jest około sto razy większa od szumu

ciepłego KTB. Jest to raczej pesymistyczny wynik i powinien być jeszcze sprawdzony przez innych eksperymentatorów.

Na rysunku 20 naniesiono również krzywą f współczynników szumów podaną przez CCIR dla odbiorników wysokiej klasy.



Rys. 20. Współczynniki szumów dla różnego rodzaju zakłóceń w funkcji częstotliwości
a — wypadkowy współczynnik szumów [13]

3.9. Zysk modulacyjny i współczynnik korekcji K

3.9.1. Urządzenia wielokrotne o modulacji częstotliwości

Dla wyznaczenia zysku G w pasmach częstotliwości pośredniej przy modulacji częstotliwości stosuje się ogólnie znany wzór:

$$G = 20 \log m = 20 \log \frac{\Delta f}{f} \quad [\text{dB}] \quad (15)$$

gdzie:

m — wskaźnik modulacji,

Δf — dewiacja,

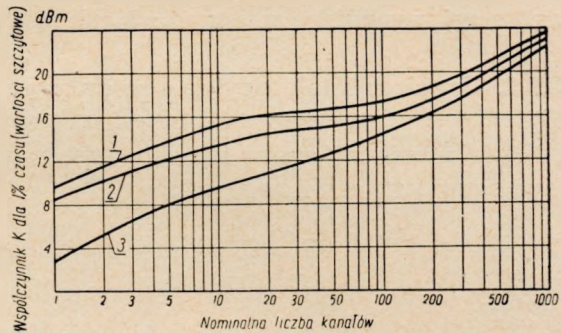
f — największa częstotliwość przenoszona.

Przy urządzeniach wielokrotnych zysk, przypadający na jeden kanał, jest zależny od statystycznego obciążenia wzmacniaczy wszystkimi kanałami. Zmniejszenie zysku z pasma o częstotliwości pośredniej do jednego kanału określa współczynnik korekcji K . Współczynnik ten powinien być znany dla każdego wykonanego urządzenia i danych założeń eksploatacyjnych. Na podstawie prac Holbrooka i Dixona [31] oraz Brockbanka i Wassa [4] jak i szeregu innych [16], [14] można określić współczynnik K dla pewnych niewiele odbiegających od siebie założeń.

Zależność współczynnika K od nominalnej liczby kanałów i rodzaju regulacji ich poziomu określamy posługując się krzywymi podanymi na rysunku 21.

Rys. 21. Współczynnik korekcji K w urządzeniach wielokanałowych w funkcji znamionowej liczby kanałów [4]

- 1 — kanały bez regulacji poziomu, 2 — kanały z ogranicznikami ale bez regulacji poziomu, 3 — regulacja poziomu kanałów na -15 dBm



Według zaleceń CCIR pożądane jest, aby dewiacja na jeden kanał wynosiła wartość przewidzianą dla danej nominalnej liczby kanałów. Mając daną dewiację całkowitą można określić dewiację na jeden kanał, dzieląc ją przez wartość bezwzględną współczynnika K

$$\text{dewiacja na jeden kanał} = \frac{\Delta f}{|K|} \quad (16)$$

Gdyby w urządzeniu zastosowano uwypuklenie wstępne, to dla kanałów najbardziej upośledzonych otrzymanoby dalszą poprawę. Uwypuklenie wstępne stosuje się raczej w urządzeniach o większej liczbie kanałów.

Ze względu na przyjęcie koncepcji psfometrycznej mocy szumu otrzymuje się dla stosunku sygnału do szumu w urządzeniach telefonicznych dalszą poprawę o 3 dB.

3.9.2. Urządzenia wielokrotne o modulacji impulsowej

Zysk modulacji szerokowstęgowej w urządzeniach wielokanałowych można obliczyć ze wzoru następującego:

$$G = 10 \log \frac{\Delta T^2}{2 \cdot Z \cdot T_i^2 f_p} \quad [\text{dB}] \quad (17)$$

gdzie:

- ΔT — dewiacja impulsu, w μs ;
- T_i — czas trwania impulsu, w μs ;
- f_p — częstotliwość repetycji, w MHz;
- Z — liczba kanałów.

Zysk ten w zależności od teoretycznych założeń wprowadzonych przez różnych autorów może się zmieniać w dużych granicach rzędu ± 10 dB. Praktycznie zmiany te mogą być jeszcze większe, zależnie od rozwiązania konstrukcyjnego. Współczynnik korekcji K powinien być znany na podstawie pomiarów danych urządzeń. Według Günthera [20] współczynnik ten dla dowolnej liczby kanałów zmienia się w granicach od -4 dB do $+2$ dB. Można zatem na współczynnik K przyjąć pewną wartość, ocenioną raczej pesymistycznie na -2 dB, dla wszystkich przypadków.

3.9.3. Urządzenia telewizyjne o modulacji częstotliwości

Przy określaniu zysku szerokopasmowego w przypadku telewizji może być stosowany wzór następujący:

$$G = 20 \log m \sqrt{3} = 20 \log \frac{\Delta f}{f} + 5 \text{ [dB]} \quad (18)$$

gdzie:

- m — wskaźnik modulacji,
- Δf — dewiacja,
- f — największa częstotliwość przenoszona,
- $\sqrt{3}$ — współczynnik uwzględniający przesyłanie bardzo szerokiego pasma częstotliwości w przypadku telewizji [16], [40].

4. ANTENY

W praktyce zyski anten są podawane w stosunku do anteny izotropowej, elementarnej lub półfalowej. Jeżeli oznaczymy zysk dowolnej anteny w stosunku do anteny izotropowej przez G_0 , to w stosunku do anteny elementarnej jej zysk G_1 wynosi:

$$G_1 = G_0 - 1,76 \text{ [dB]} \quad (19)$$

a w stosunku do anteny półfalowej jej zysk G_z wynosi:

$$G_z = G_0 - 2,15 \text{ [dB]} \quad (20)$$

Stąd wynika, że zysk anteny półfalowej w stosunku do elementarnej wynosi:

$$G_z = G_1 - 0,39 \text{ [dB]} \quad (21)$$

Na rysunku 22 podano nomogram do obliczania zysku paraboloidalnych anten w stosunku do anteny izotropowej dla różnych średnic D apertury reflektora paraboloidalnego i częstotliwości (przy założeniu, że spraw-



Rys. 22. Nomogram dla obliczania zysków anten $\lambda/2$ z reflektorami paraboloidalnymi o średnicy D apertury [38]

ność wynosi 0,54. Dla tych anten kąt stożka fali wypromieniowanej dla punktów charakterystyki odpowiadających zmniejszeniu mocy do połowy można obliczyć z niżej podanego wzoru [38]:

$$\alpha = \frac{21000}{f D} \quad (22)$$

gdzie:

f — częstotliwość, w MHz;

D — średnica apertury, w m.

Zyski i sprawności niektórych typów anten podano w tablicy 5.

Tablica 5

Zyski i sprawności niektórych typów anten

Antena	Zysk w stosunku do anteny izotropowej		Sprawność
	wartość bezwzględna	w dB	
Izotropowa	1	0	—
Elementarna	1,5	1,76	—
Półfalowa	1,64	2,15	—
Paraboloidowa o średnicy D apertury	$6 \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2$	—	od 0,5 do 0,7
Rożkowa o przekroju kwadra'owym apertury o boku a	$7 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2$	—	od 0,44 do
Rożkowa o przekroju prostokątnym apertury o bokach a i b	$7 \frac{a \cdot b}{\lambda^2}$	—	0,65

5. OBLICZANIE LINII HORYZONTALNYCH

5.1. Sposób obliczania

Obliczanie linii radiowej polega na takim dobraniu niektórych jej parametrów, aby otrzymać żądany stosunek sygnału do szumu w określonym procencie czasu. W praktyce parametrami zmiennymi najczęściej są: wysokość umieszczenia anten, odległość między dwoma stacjami i wartość zysków antenowych.

Ponieważ przy projektowaniu linii horyzontalnych z zasady przestrzega się, aby pierwsza strefa Fresnela była wolna, więc warunek ten określa również i minimalną wysokość umieszczenia anten. Zmniejszenie tej wysokości powoduje powstawanie pewnych strat, które mogą być skompensowane zmianą wartości innych parametrów. Odległości między poszczególnymi stacjami wynikają z konfiguracji terenu i wysokości umie-

szczenia anten. Wartości stosowanych zysków antenowych, które są tym większe, im większe są reflektory lub bardziej złożone anteny, bywają w danym typie urządzeń nadawczo-odbiorczych na ogół stałe. Na przykład, przy użyciu reflektorów paraboloidalnych stosuje się często, w zależności od potrzeb, reflektory o średnicach apertur: 3 m, 2 m i 1,5 m.

Mając wszystkie wartości założone, sprawdza się daną linię radiową przez obliczenie stosunku sygnału do szumu według jednego z niżej podanych wzorów, a następnie w zależności od wyniku zmienia się jeden z parametrów linii tak, aby otrzymać żadaną wartość stosunku sygnału do szumu.

Wartość stosunku sygnału do szumu oblicza się ze wzorów:

a) przy danej częstotliwości f

$$S = 146 + 10 \log P_n + G_n + G_0 - p_n - p_0 - 20 \log d - 20 \log f - F - A_d + G_m - A_z + K - 10 \log 2b \text{ [dB]} \quad (23)$$

b) przy danej długości fali λ

$$S = 96 + 10 \log P_n + G_n + G_0 - p_n - p_0 - 20 \log d + 20 \log \lambda - F - A_d + G_m - A_z + K - 10 \log 2b \text{ [dB]} \quad (24)$$

gdzie:

P_n — moc nadajnika, w mW;

G_n — zysk anteny nadawczej w stosunku do anteny półfalowej, w dB;

G_0 — zysk anteny odbiorczej w stosunku do anteny półfalowej, w dB;

p_n — straty w kablu antenowym nadajnika, w dB;

p_0 — straty w kablu antenowym odbiornika, w dB;

d — odległość dwóch stacji, w km;

f — częstotliwość nośna w.c.z., w MHz;

λ — długość fali nośnej w.c.z., w m;

b — pasmo przenoszone, w Hz;

G_m — zysk szerokowstęgowy, w dB;

A_d — dodatkowe straty (tłumienie) powstałe wskutek wpływu ziemi i atmosfery, w dB;

A_z — głębokość zaników występująca dla określonego procentu czasu, w dB;

F — współczynnik szumów odbiornika, w dB;

K — współczynnik korekcji obliczonego stosunku sygnału do szumu w odniesieniu do jednego kanału, zależny od liczby kanałów i ich statystycznegoysterowania.

Dla przesyłanego pasma częstotliwości o szerokości 3100 Hz (od 300 do 3400 Hz) wzory powyższe będą miały postać:

a) przy danej częstotliwości f

$$S = 108 + \log P_n + G_n + G_0 - p_n - p_0 - 20 \log d - 20 \log f - F - A_d + G_m - A_z + K \text{ [dB]} \quad (25)$$

b) przy danej długości fali λ

$$S = 58 + 10 \log P_n + G_n + G_0 - p_n - p_0 - 20 \log d + 20 \log \lambda - F - A_d + G_m - A_z + K \quad [\text{dB}] \quad (26)$$

Przy wyrażeniu mocy P_n w watach zamiast w miliwatach pierwsze wyrazy w podanych wzorach należy zastąpić następująco:

we wzorze (23) zamiast 146 należy podstawić 176

we wzorze (24) zamiast 96 należy podstawić 126,

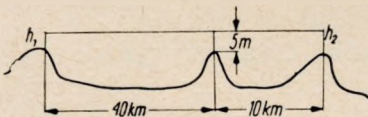
we wzorze (25) zamiast 108 należy podstawić 138,

we wzorze (26) zamiast 58 należy podstawić 88.

Dla ilustracji omawianego sposobu obliczania niżej podano kilka przykładów obliczania typowych linii radiowych.

5.2. Telefoniczna linia radiowa o modulacji częstotliwości

Linia radiowa o długości 500 km składa się z 10 odcinków, z których każdy ma profil podany na rys. 23. Linia służy do przesyłania pasma te-



Rys. 23. Profil trasy odcinka linii radiowej

lefonii nośnej od 12 do 60 kHz, czyli 12 kanałów telefonicznych przy dewiacji $\Delta f = 1500$ kHz. Inne dane są następujące: $P_n = 20$ W, $f = 1500$ MHz, $F = 13$ dB, $G_n = G_0 = 20$ dB, $P_n = P_0 = 6$ dB, $A_z = 20$ dB dla 1% czasu. Należy określić stosunek sygnału do szumu. Ze wzoru (23) po podstawieniu danych otrzymamy:

$$\begin{aligned} S &= 108 + 10 \log 20000 + 20 + 20 - 6 - 6 - 20 \log 50 - 20 \log 1500 - 13 \\ - A_d + G_n - 20 + K &= 108 + 43 - 28 - 34 - 64 - 13 - A_d - G_m - 20 + K = \\ &= 48 - A_d + G_m + K \end{aligned}$$

Pozostaje do obliczenia zysk szerokostęgowy G_m i straty dodatkowe A_d . Dla modulacji częstotliwości zysk ten obliczymy według wzoru następującego:

$$G_m = 20 \log \frac{\Delta f}{f_{max}} \quad [\text{dB}] \quad (27)$$

gdzie:

Δf — dewiacja,

f_{max} — największa częstotliwość przenoszenia.

Dla najgorszego kanału zysk na podstawie wzoru (27) wynosi:

$$G_m^K = 20 \log \frac{1500}{60} - K \text{ [dB]} \quad (28)$$

Zakładając, że urządzenie wyposażone jest w ograniczniki wartości szczytowych, z krzywej 3 podanej na rys. 21 znajdujemy dla 12 kanałów współczynnik $K \cong -14$ dBm wartości szczytowej. Ostatecznie więc zysk dla najgorszego kanału wynosi:

$$G_m^K = 28 - 14 = 14 \text{ dB}$$

Dla znalezienia dewiacji przypadającej na jeden kanał dewiację całkowitą dzielimy (zgodnie ze wzorem 16) przez wartość bezwzględną współczynnika K :

$$\frac{\Delta f_{max}}{|K|} = \frac{1500}{5} = 300 \text{ kHz wartości szczytowych}$$

Straty dodatkowe A_d obliczamy korzystając z krzywej podanej na rys. 10 oraz ze wzoru (9) dla obliczonego parametru Fresnela r :

$$r = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} = -5 \sqrt{\frac{2}{0,2} \left(\frac{1}{10^4} + \frac{1}{4 \cdot 10^4} \right)} = 0,17$$

Z rysunku 10 otrzymujemy: $A_d = 5$ dB.

Uwzględniamy również poprawkę na pszfometryczną moc szumu wynoszącą 3 dB.

Podstawiając obliczone dane do wzoru otrzymamy ostatecznie wartość $S_{99\%}$, która jest przekraczana w ciągu 99% czasu komunikacji:

$$S_{99\%} = 48 - 5 + 14 + 3 = 60 \text{ dB}$$

Przy m odcinkach linii stosunek sygnału do szumu zmniejszy się o wartość b (rys. 19)

$$b = 10 \log m$$

Dla $m = 10$, $b = 10$ dB.

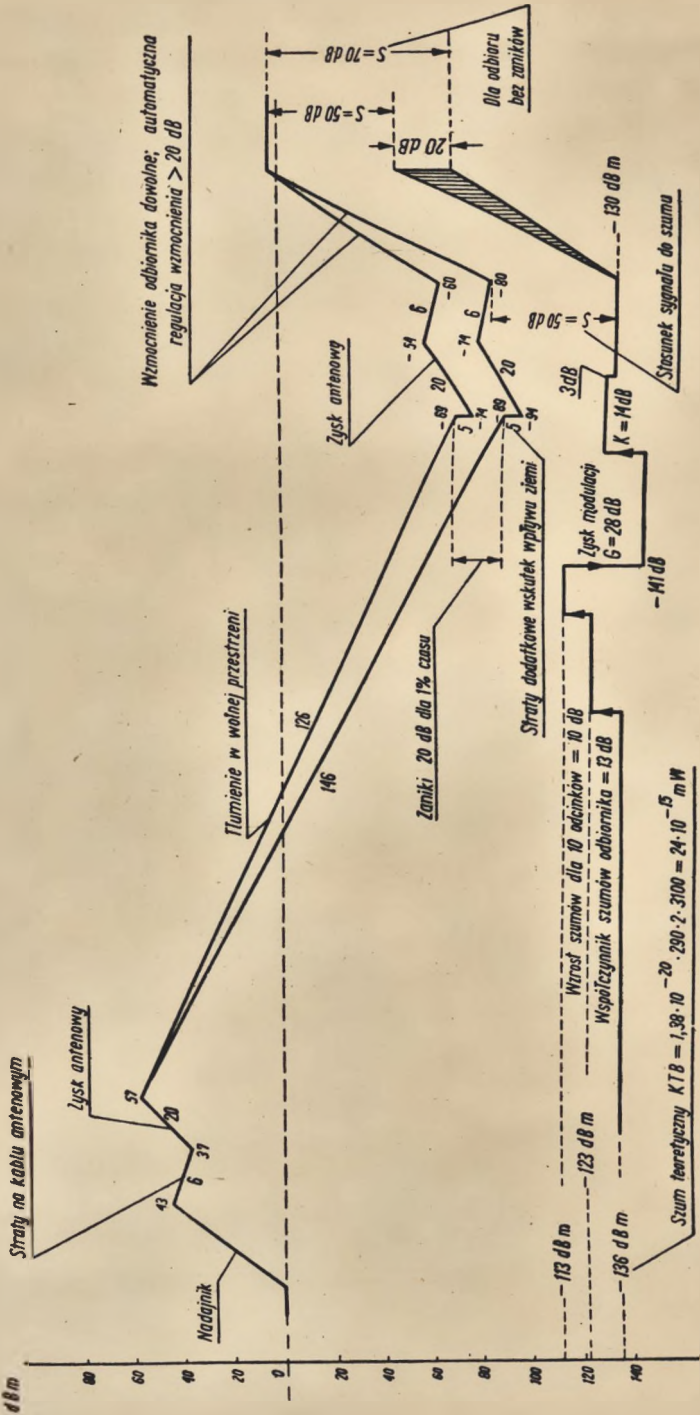
Ostatecznie dla całej linii stosunek sygnału do szumu wynosi:

$$S_{99\%} = 50 \text{ dB}$$

Rozkład poziomów sygnału i szumów wzdłuż linii dla obliczonego przykładu podano na rysunku 24.

5.3. Telefoniczna linia radiowa o modulacji impulsowej

Rozpatrzmy linię z przykładu podanego w p. 5. 2., w której zamiast 12 kanałów telefonii nośnej przesyła się $z = 24$ kanały o modulacji fazy impulsów (w tym impuls synchronizacyjny).



Rys. 24. Rozkład poziomów sygnału i szumów wzdłuż telefonicznej linii radiowej o modulacji częstotliwości

Czas trwania impulsów wynosi $T_i = 0,6 \mu\text{s}$, dewiacja impulsu $\Delta T = 2,2 \mu\text{s}$, częstotliwość powtarzania ciągu impulsów $f_p = 8 \text{ kHz}$. Przykład ten będzie się zatem różnił od poprzedniego tylko zyskiem modulacji i współczynnikiem K .

Zysk modulacji na podstawie wzoru (17) wynosi:

$$G_{mi} 10 \log \frac{\Delta T^2}{2 \cdot z \cdot T_i^2 \cdot f_p} = 10 \log \frac{2,2^2}{2 \cdot 24 \cdot 0,6^2 \cdot 8 \cdot 10^{-3}} = 15 \text{ dB}$$

Współczynnik K według danych z paragrafu 3.9.2. wynosi -2 dB .

Ostatecznie stosunek sygnału do szumu wynosi:

$$S_{99\%} = 50 - G_m + G_{mi} + 3 - 2 = 50 - 20 + 15 + 1 = 46 \text{ dB}$$

Moc średnią nadajnika oblicza się ze wzoru:

$$P_{n\text{sr}} = \frac{P_n \cdot f_p \cdot z \cdot T_i}{10^3} [\text{W}] \quad (29)$$

gdzie:

P_n — moc nadajnika, w W;

f_p — częstotliwość powtarzania ciągu impulsów, w kHz;

z — liczba kanałów;

T_i — czas trwania impulsu, w μs .

Dla rozpatrywanego przypadku moc średnia wynosi:

$$P_{n\text{sr}} = \frac{20 \cdot 8 \cdot 24 \cdot 0,6}{10^3} \cong 2,3 \text{ W}$$

5.4. Telewizyjna linia radiowa o modulacji częstotliwości

Linia z przykładu podanego w p. 5.2. służy do przesyłania programu telewizyjnego (bez fonii) o pasmie 6 MHz. Dewiacja wynosi: $\Delta f = 6 \text{ MHz}$. Pozostałe parametry bez zmiany. Do obliczenia stosunku sygnału do szumów posługujemy się równaniem (23) (w tym przypadku $K = 0$).

$$S = 146 + 10 \log P_n + G_n + G_o - p_u - p_o - 20 \log d - 20 \log f - F - A_d - G_m - A_z - 10 \log 2b$$

Obliczamy zysk szerokopasmowy G_m i wartość wyrażenia $10 \log 2b$:

$$G_m = 20 \log \frac{\Delta f}{f_{max}} + 5 = 20 \log \frac{6}{6} = 5 \text{ dB}$$

$$10 \log 2b = 10 \log 2 \cdot 6 \cdot 10^6 = 10 \log 12 \cdot 10^6 = 71 \text{ dB}$$

Po podstawieniu wszystkich wartości do wzoru (23) otrzymujemy:

$$S_{99\%} = 5 \text{ dB}$$

Dla dobrego odbioru telewizji wymaga się, aby $S_{99\%} > 35 \text{ dB}$. Wobec tego linia obliczona nie nadaje się do przesyłania transmisji telewizyjnej. Można tu spróbować zmienić następujące parametry: a) powiększyć zysk anten, b) wybrać lepszą trasę, aby nie było strat dodatkowych, c) zmniejszyć odległość, d) zmniejszyć straty w kablach zasilających anteny. Zmniejszając np. straty w kablach z 12 dB do 2 dB i straty dodatkowe o 5 dB otrzymamy dopiero wartość $S_{99\%} = 15 \text{ dB}$. Pozostaje zatem praktycznie tylko zwiększenie zysku anten z 20 dB na 25 dB. Wtedy otrzymamy $S_{99\%} = 35 \text{ dB}$. Wartość ta dotyczy oczywiście okresów w 1% czasu, gdy występuje zanik 20 dB. Dla 50% czasu stosunek sygnału do szumu będzie wyniósł:

$$S_{50\%} = 55 \text{ dB}$$

Wartość ta jest stosunkiem sygnału do szumu, wyrażonych w wartościach skutecznych, analogicznie do odbioru telefonicznego. Dla otrzymania stosunku wartości szczytowych sygnału wizyjnego do wartości skutecznej szumu należy do obliczonych wartości S dodać 9 dB. Dla otrzymania stosunku wartości szczytowych obrazu do wartości skutecznej szumu S' (bez sygnałów synchronizacyjnych) należy od wartości $S + 9$ odjąć 3 dB. Ostatecznie

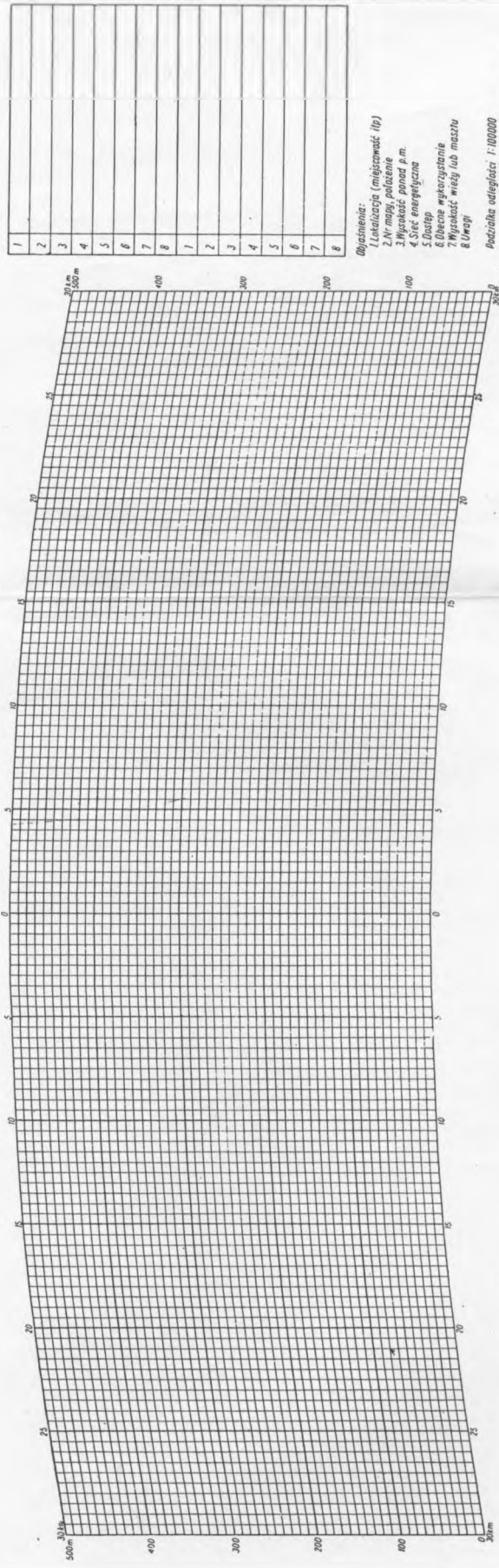
$$S' = S + 6 \text{ dB}$$

5.5. Ogólne wytyczne wyboru trasy i miejsca na stacje przekaźnikowe

Dla właściwej oceny i obliczenia linii radiowej należy wykonać profil trasy biorąc pod uwagę różne jej przebiegi. Do wykonania profilu powinno używać się jak najlepszych map, posiadających warstwicę naniesioną w odstępach 2 metrowych. Podziałka mapy powinna być 1 : 50 000 lub 1 : 100 000.

Trasa powinna dawać zasięg optyczny przy jak najmniejszych wysokościach zawieszenia anten.

Za najlepszą trasę uważana jest taka, na której występuje tylko promień bezpośredni, tzn. brak jest promienia odbitego. Ma to miejsce wtedy, gdy powierzchnia w miejscu odbicia promienia jest dostatecznie rozpraszająca. Często polepszenie odbioru można uzyskać przez obniżenie jednej z anten. Umieszczenie jednej anteny wysoko, a drugiej nisko daje często dobre wyniki. Dla polepszenia stałości odbioru stosuje się również eliminację fali odbitej przez wybudowanie w miejscu odbicia przeszkody



1	
2	
3	
4	
5	
6	
7	
8	
1	
2	
3	
4	
5	
6	
7	
8	

- Opiszenie:**
 1. Lokalizacja (miętowność itp)
 2. Nr mapy, poleżenie
 3. Wysokość ponad p. m.
 4. Sieć energetyczna
 5. Dostęp
 6. Obecne wykorzystanie
 7. Wysokość wreszty lub masztu
 8. Uwagi

Podziałka odległości: 1:100000
 Podziałka pionowa: 1:25000
 (Obliczone dla promienia ziemi $R = 6370$ km)

Rys. 25. Siatka do odwzorowania profilu trasy

w postaci płótu wykonanego z siatki metalowej. Gdy metody te są trudne do realizacji, należy się starać, aby tzw. pierwsza strefa Fresnela była wolna.

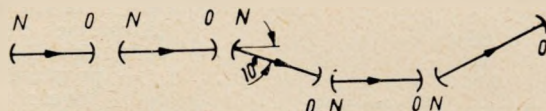
Po zaprojektowaniu trasy należy wykonać próbę terenową instalując na pewien czas odpowiednie urządzenia do pomiarów tłumienia trasy. Do zainstalowania tych urządzeń używa się przenośnych masztów. Okres prób powinien trwać około roku. Gdy jednak znane są okresy występowania najgorszych warunków propagacyjnych, czas prób można odpowiednio skrócić.

Profile trasy najwygodniej jest nanosić na siatkę podaną na rys. 25. Na siatce tej promienie fal po wykreśleniu przedstawiają linie proste.

Miejsca na stacje przekaźnikowe należy wybierać biorąc pod uwagę następujące dane:

- łatwość dojazdu,
- bliskość osiedla,
- bliskość linii wysokiego napięcia,
- możliwość wykorzystania projektowanej stacji do innych celów.

Należy przy tym pamiętać, że dla uniknięcia wpływu nadajników na dalej leżące odbiorniki linia łącząca poszczególne stacje powinna być linią łamaną, tworząc kąty zwykle o wartościach $3^{\circ} \div 10^{\circ}$, zależnie zresztą od stożka wypromieniowanych fal i terenu. Na rys. 26 podano przykładowo przebieg takiej trasy.



Rys. 26. Typowy przebieg trasy
N — nadajniki, O — odbiorniki

5.6. Odwzorowanie profilu trasy

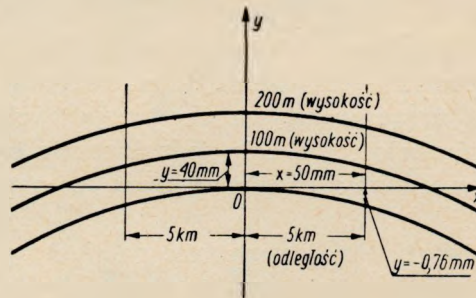
Na rysunku 25 podano siatkę, na której wygodnie jest wykreślić profil trasy, ponieważ promienie łączące odbiornik z nadajnikiem są tu liniami prostymi. Siatka ta jest sporządzona bez uwzględnienia standardowej atmosfery. Dla wykreślenia siatki można korzystać z danych podanych w tablicy 6, opracowanej dla odległości podanej w skali 1 : 100 000 i dla

Tablica 6

Dane współrzędne do sporządzenia siatki

l (km)	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45
x (mm)	0	± 50	± 100	± 150	± 200	± 250	± 300	± 350	± 400	± 450
y (mm)	0	-0,76	-3,16	-7,03	-12,65	-19,62	-28,38	-38,13	-50,40	-63,75

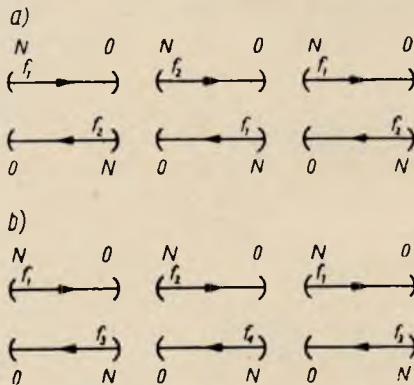
wysokości podanej w skali 1 : 2500. Sposób sporządzenia siatki jest podany na rys. 27.



Rys. 27. Sposób wykreślenia siatki

5.7. Linie radiowe o 2 lub 4 częstotliwościach nośnych

Przy projektowaniu linii radiowych stosuje się 2 lub 4 częstotliwości robocze według danych pokazanych na rys. 28. Stosowanie 2 częstotli-



Rys. 28. Linie radiowe o dwóch lub czterech częstotliwościach nośnych: a) linia o dwóch częstotliwościach nośnych, b) linia o czterech częstotliwościach nośnych
 N — nadajnik, O — odbiornik,
 $f_1 \dots f_4$ — poszczególne częstotliwości

wości jest bardziej oszczędne ze względu na wykorzystanie danego zakresu częstotliwości, jednak wymaga lepszego konstrukcyjnego opracowania linii dla uniknięcia wzajemnego oddziaływania nadajników i odbiorników. System z zastosowaniem 4 częstotliwości jest pewniejszy w działaniu.

6. OBLICZANIE LINII POZAHORYZONTALNYCH

6.1. Wiadomości ogólne

Ze względu na odmiennie cechy mechanizmu propagacji rozproszonej niż mechanizmów dotychczas wykorzystywanych, jak również ze względu na innego rodzaju urządzenia stosowane w tego typu liniach ra-

diowych, wzory, które są wspólne dla obu typów linii, mają jednak dla linii pozahoryzontalnych inną interpretację fizyczną co do niektórych ich parametrów.

Niżej podano cechy charakterystyczne linii pozahoryzontalnych, sposób ich obliczania i przykłady zastosowania.

6.1.1. Cechy charakterystyczne linii pozahoryzontalnych

Linie pozahoryzontalne odznaczają się następującymi cechami charakterystycznymi:

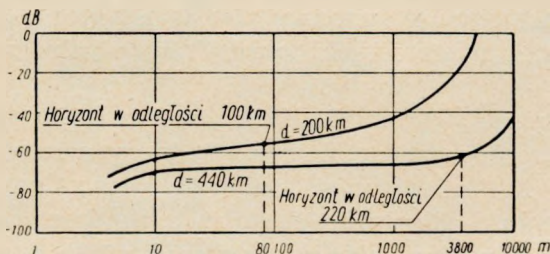
a) stosowane zasięgi między sąsiednimi stacjami przekaźnikowymi są rzędu kilkuset kilometrów;

b) modulacja fali nośnej bywa z reguły częstotliwościowa;

c) istnieje prawie zawsze celowość stosowania odbioru zbiorczego;

d) używane anteny mają bardzo duże zyski, jednak o wartościach nie przekraczających 45 do 50 dB; większych wartości zysków nie stosuje się ze względu na szybkie zwiększenie się strat (tłumienia) ze zwiększeniem zysku, spowodowanych zmniejszeniem fali płaskiej;

e) wysokości umieszczenia anten mogą wynosić nie więcej niż około 20 m nad ziemią, przy założeniu, że na odcinkach trasy od anteny do horyzontu nie ma przeszkód terenowych, widzianych pod kątem większym niż $0,1^\circ$, licząc od płaszczyzny horyzontu; Umieszczenie anten powyżej 20 m nie daje opłacalnych zysków, szczególnie przy dłuższych trasach. Na rys. 29 pokazano tłumienie fal w stosunku do tłumienia w wolnej przestrzeni w funkcji wysokości umieszczenia anteny [24]. Przeszkody znajdujące się poza horyzontem nie mają wpływu na rozchodzenie się fal. Te właściwości propagacyjne umożliwiają dogodniejszy wybór miejsca na stacje końcowe i przekaźnikowe;



Rys. 29. Tłumienie fal w stosunku do tłumienia w wolnej przestrzeni w funkcji wysokości umieszczenia anteny [24]

f) duża wrażliwość linii pozahoryzontalnych powoduje konieczność ograniczenia szerokości przesyłanego pasma;

g) wielkość zasięgu praktycznie nie zależy od częstotliwości, aczkolwiek

zakres częstotliwości stosowany w praktyce obejmuje pasmo od 100 do 5000 MHz. Poniżej 100 MHz występuje zakłócający wpływ fali składowej, rozchodzącej się w jonosferze i ograniczenie zysków anten ze względu na ich rozmiary, a powyżej 5000 MHz wpływ pochłaniania fal przez atmosferę;

h) mała wrażliwość na warunki atmosferyczne i terenowe, włączając w to nawet i góry leżące poza horyzontem;

i) nie zachodzi potrzeba wykreślenia i badania profilu całej trasy.

Brak dostatecznego doświadczenia co do strony ekonomicznej linii pozahoryzontalnych pozwala określić jedynie tylko pewne zastosowania, których celowość nie ulega wątpliwości, np. budowa linii radiowej nad wodą, zamiast kosztownej linii kablowej pod wodą, albo budowa linii radiowej nad terenem górzystym lub pustynnym, gdzie budowa stacji przekaźnikowych na pewno się nie opłaca.

Należy podkreślić, że zastosowanie linii pozahoryzontalnych jest również wykorzystywane i do przesyłania sygnałów telefonii jednokanałowej, czy też sygnałów telegraficznych lub dalekopisowych. W tego typu liniach radiowych wybija się na pierwszy plan system modulacji jednowstęgowej ze względu na bardzo małe pasmo wysyłane oraz na zysk modulacyjny rzędu 8 dB w stosunku do modulacji dwuwstęgowej.

Ze względu na szkodliwy wpływ prądów wielkiej częstotliwości na organizm ludzki należy pamiętać, aby przy stosowaniu dużych zysków antenowych i dużych mocach nadajników w zasięgu bezpośrednim wiązki fal nie przebywali ludzie.

6.2. Wytyczne do obliczania linii pozahoryzontalnych

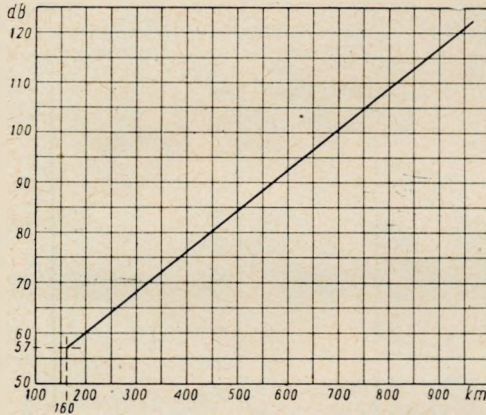
Obliczanie linii radiowej pracującej na falach rozproszonych można przeprowadzić posługując się wzorami (24), (25), (26), i (27) podanymi poprzednio dla linii horyzontalnych, uwzględniając jednocześnie niżej podane zmiany.

Zamiast wielkości A_d (tłumienie dodatkowe) należy podstawić wartość określoną z wykresu podanego na rys. 30, który przedstawia tłumienie dodatkowe fal wskutek rozproszenia w stosunku do tłumienia w wolnej przestrzeni w funkcji odległości. Wartości te opracowano na podstawie szeregu pomiarów zaników wolno-zmiennych dla 50% czasu. Wykres ten dotyczy pomiarów tłumienia fal nad lądem w północnych Stanach Zjednoczonych, gdzie warunki meteorologiczne są podobne do warunków polskich [14].

Przy obliczaniu zysku antenowego $G_0 + G_n$ należy na podstawie nomogramu podanego na rys. 31 określić straty spowodowane zniekształceniem fali płaskiej [19]. Straty te odnoszą się do jednego odcinka linii,

czyli do dwóch anten identycznych. Są one tym większe, im większa jest odległość i im kąt stożka fal jest mniejszy.

Podane wartości dotyczą raczej maksymalnych strat, jakie występują przy bardzo głębokich zanikach.



Rys. 30. Tłumienie fal wskutek rozpraszania w stosunku do tłumienia w wolnej przestrzeni dla 50% czasu w funkcji odległości [14]

Szereg autorów podało pewne dane dotyczące tych strat w funkcji wartości sygnałów i procentu czasu. Na rys. 32 podano wyniki osiągnięte przez Mellena i współpracowników [29].

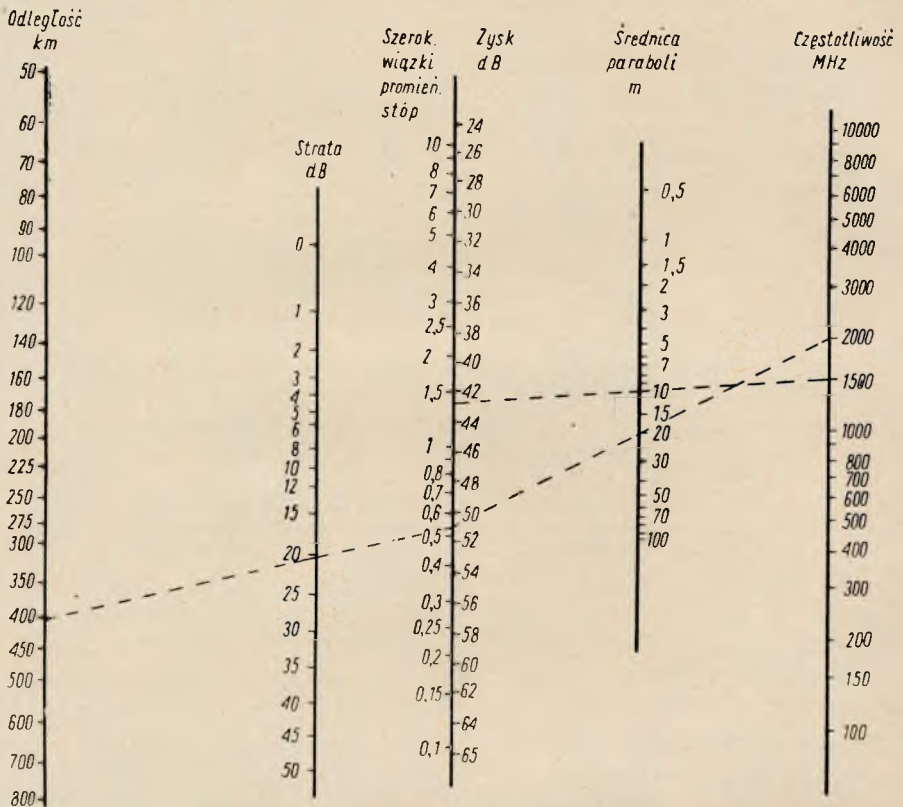
Przy zebraniu większej liczby danych z praktyki można będzie prawdopodobnie ściślej wyznaczać te straty.

Na wartość Z podstawiamy sumę poziomów zaników wolnozmiennych i szybkozmiennych określonych dla żadanego procentu czasu. Na zaniki wolne nakładają się zaniki szybkie, których częstotliwość dochodzi do kilku na sekundę.

Z krzywych podanych na rys. 33 [14] określamy wartość zaników wolnozmiennych dla danej odległości i żadanego procentu czasu, natomiast z krzywej 1 podanej na rys. 34, wartość zaników szybkich [27]. Aczkolwiek krzywe z rys. 33 odpowiadają pomiarom przy 100 MHz, to jednak błąd popełniany przy zastosowaniu do innych częstotliwości jest w granicach dokładności pomiarów. Należy zwrócić uwagę na zjawisko, że głębokość zaników wolnych zmniejsza się ze zwiększeniem odległości; jeżeli dla 150 km i 99% czasu głębokość wynosi 16 dB, to dla odległości 1000 km głębokość wynosi tylko 2,5 dB.

Krzywa 2 na rys. 34 przedstawia wartość zaników dla fali 3670 MHz i odległość 115 km. Krzywą tę podano dla zorientowania czytelnika

w wynikach otrzymanych przez innych autorów dla odległości mniejszych i częstotliwości większych. Istniejąca różnica około 4 dB jest prawdopodobnie spowodowana wpływem większej częstotliwości.

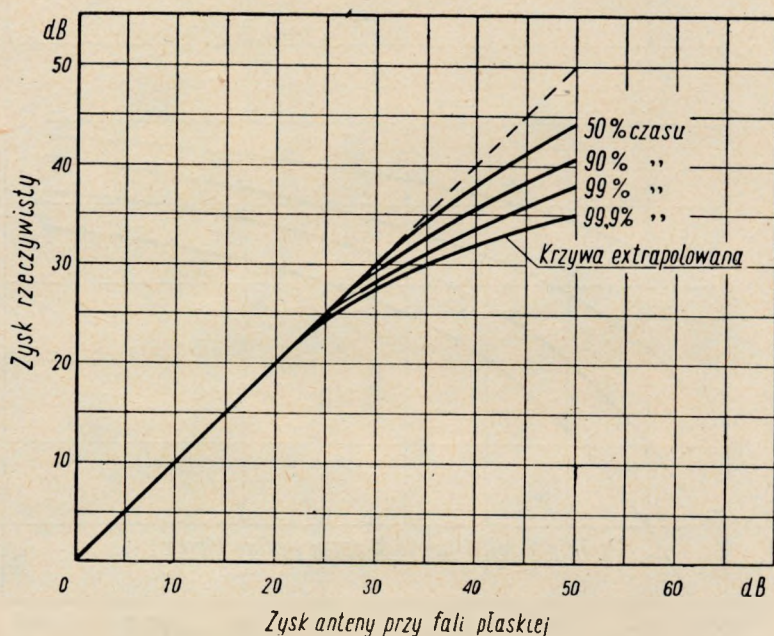


Rys. 31. Nomogram do określania strat spowodowanych zniekształceniem fali płaskiej [19]

Według pomiarów Bullingtona i innych [6] zaniki wolne na falach 500 i 4000 MHz przy odległości 250 i 400 km przebiegają podobnie, przy czym na większej częstotliwości są nieco głębsze. W obu przypadkach zaniki szybkie praktycznie się pokrywały. Co do poziomów, to jedynie na większych częstotliwościach szybkość zaników była większa. Wartości szybkich zaników nie zależą od odległości, a ich rozkład w czasie odpowiada rozkładowi Rayleigh'a.

Ostatnią poprawką, którą należy uwzględnić w równaniu, jest dodanie wielkości D , przedstawiającej zysk przy odbiorze zaników szybkich dzięki zastosowaniu odbioru zbiorczego. Na rys. 35 podano krzywe przedstawiające zysk dla różnych metod odbioru zbiorczego i różnej liczby odbiorników [29].

Dla jasności tematu na rys. 36 podano układy blokowe systemu zbiorczego przełączanego i skojarzonego [29]. Pierwszy system polega na automatycznym wyborze sygnału większego, a drugi — na sumowaniu sygna-

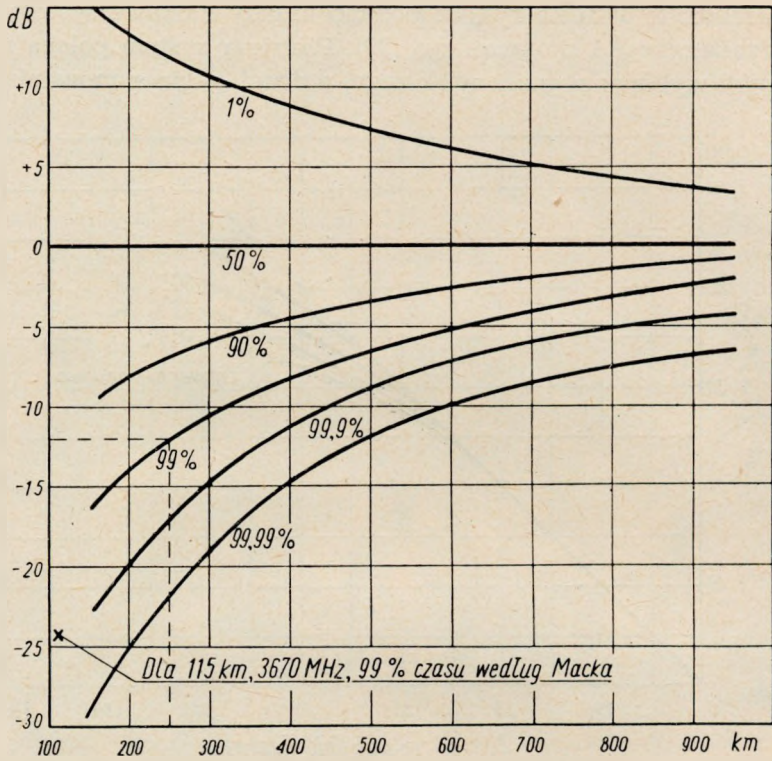


Rys. 32. Zysk rzeczywisty anteny przy odległości 300 km w zakresie fal decymetrowych dla różnych procentów czasu w funkcji zysku anteny przy fali płaskiej, według Mellena i innych [29]

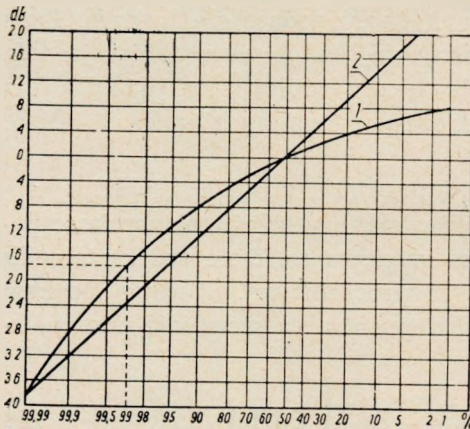
łów i szumów. Polepszenie stosunku sygnału do szumu w drugim systemie następuje dzięki temu, że szумы, które mają rozkład składanych losowych dodają się wg prawa mocy, a sygnały dodają się liniowo. Zysk ten dla dwóch odbiorników (przy założeniu, że obydwaj odbierają taki sam równy sygnał) wynosi 3 dB, dla trzech odbiorników 4,8 dB, dla czterech — 6 dB itd. Należy wspomnieć, że przy zanikach wolnych odbiór zbiorczy praktycznie zysku nie daje.

Niezależnie od otrzymanych wyników przy obliczaniu linii według wyżej podanej metody należy jeszcze sprawdzić, czy założona szerokość pasma będzie mogła być przenoszona ze względu na duże zniekształcenie fazowe występujące przy propagacji rozproszeniowej. Według Bookera i de Bettencourta [5] oraz Gerksa [19] dopuszczalna szerokość przenoszonego pasma wynosi:

$$B = \frac{cR^2}{d^3} F\left(\frac{a}{a_c}\right) = \frac{18,8 \cdot 10^6}{d^3} F\left(\frac{a}{a_c}\right) \text{ [MHz]} \quad (30)$$

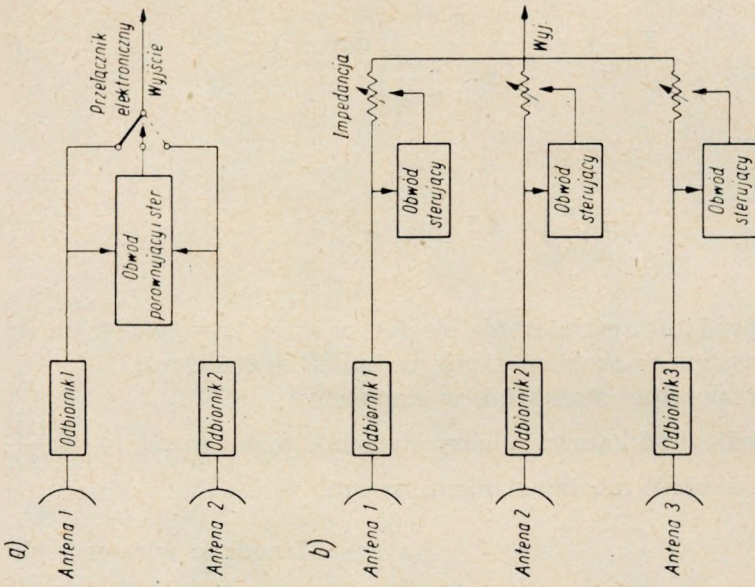


Rys. 33. Poziomy sygnału w stosunku do mediany przy wolnych zanikach dla różnych procentów czasu przy fali 100 MHz w funkcji odległości [14]

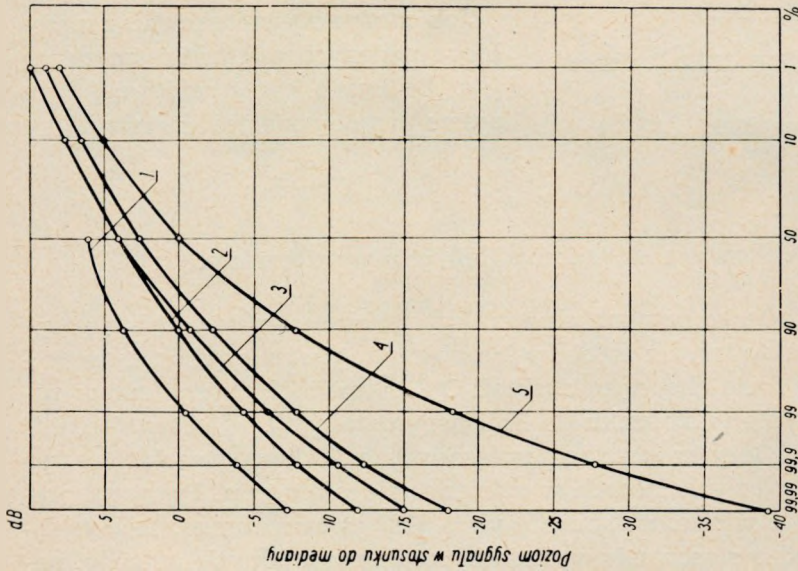


Rys. 34. Poziomy różnych sygnałów w stosunku do mediany w funkcji procentu czasu [27]

1 — rozkład Rayleigh'a odpowiadający szybkim zanikom, 2 — wartości średkowe — godzinowe dla jednego roku, dla fali 3670 MHz i odległości 115 km, według Macka [27]



Rys. 36. Układy blokowe różnych systemów odbioru zbiorczego [23]: a) układ systemu zbiorczego przełączanego; b) układ systemu zbiorczego skojarzonego



Rys. 35. Zysk dla różnych metod odbioru zbiorczego [29]
 1 — potrójny odbiór zbiorczy skojarzony, 2 — potrójny odbiór zbiorczy przełączany, 3 — podwójny odbiór zbiorczy skojarzony, 4 — podwójny odbiór zbiorczy przełączany, 5 — bez odbioru zbiorczego (rozkład Rayleigh'a)
 (%) — procent czasu, w którym poziom sygnału jest większy o wartości podanej na rzędnej

przy czym

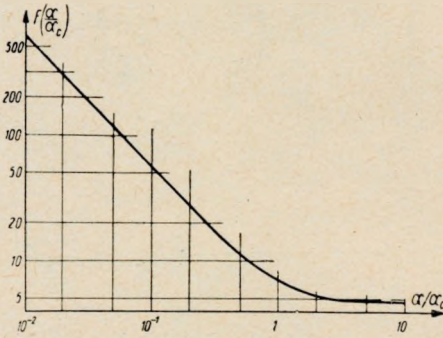
$$F\left(\frac{a}{a_c}\right) = \frac{6}{a_c \left(1 + \frac{2}{3} \frac{a}{a_c}\right)} \quad \text{dla } a \ll a_c \quad (31)$$

lub

$$F\left(\frac{a}{a_c}\right) = 4,7 \quad \text{dla } a \gg a_c \quad (32)$$

gdzie:

- c — prędkość rozchodzenia się fal, w km/s ($c = 300000$ km/s);
- R — zastępczy promień ziemi, w km ($R = 8000$ km);
- a — rozwartość stożka fal, w stopniach;
- a_c — odległość kątowna między stacjami, w stopniach ($a_c = \frac{114d}{3R}$);
- d — odległość między stacjami, w km.



Rys. 37. Wykres funkcji $F\left(\frac{a}{a_c}\right)$ [19]

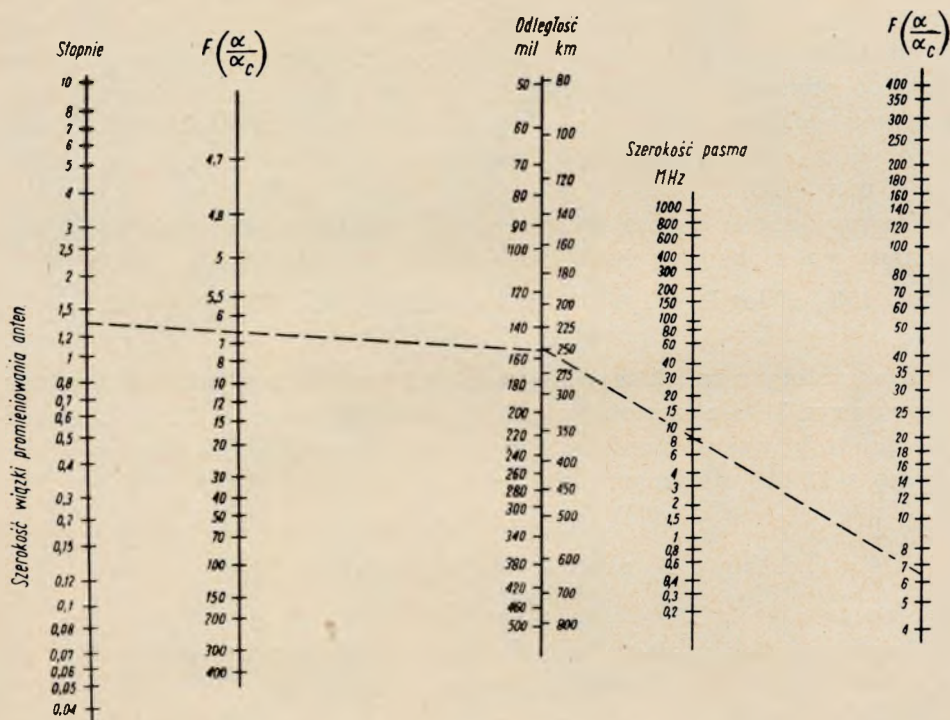
Na rys. 37 podano wykres funkcji $F\left(\frac{a}{a_c}\right)$, a na rys. 38 nomogram do wyznaczania szerokości pasma w zależności od odległości między stacjami i od wartości funkcji $F\left(\frac{a}{a_c}\right)$ [19].

Jak można wywnioskować z przebiegu podanych zależności, im zasięg jest krótszy i kąt a mniejszy, tym pasmo przenoszone jest szersze.

6.3. Strona ekonomiczna linii pozahoryzontalnych

O ile linie radiowe horyzontalne zdobyły sobie już równorzędną pozycję w stosunku do innych środków łączności, o tyle linie pozahoryzontalne nadal są w fazie eksperymentalnej. Opłacalność ich można zatem porównywać jedynie w stosunku do linii horyzontalnych. W obecnej chwili punkt ciężkości leży w kosztach związanych z budową wysokich anten i nadajników o dużych mocach w zakresie mikrofalowym. Pierwsza praca na ten temat w opracowaniu Clavierra [12] zwraca uwagę, że dotychczasowy pogląd o stosowaniu w liniach pozahoryzontalnych anten o maksymalnych zyskach nie jest słuszny. Autor podaje przykład kosztów (patrz tablica 7) niektórych elementów urządzeń linii pozahoryzontalnych.

Jak widać, w przypadku zastosowania większej mocy przy niższej antenie ogólne koszty inwestycyjne były mniejsze o 20%. Koszt anten o du-



Rys. 38. Nomogram do wyznaczania szerokości pasma przesyłanego [19]

zych zyskach jest bardzo wysoki. Ma to szczególne znaczenie przy odbiorze zbiorczym o wielu odbiornikach.

Tablica 7

Procentowy koszt inwestycyjny niektórych elementów urządzeń linii radiowych o mocy nadajników 10 i 20 kW

Odległość	400 km	400 km
Moc nadajników	10 kW	20 kW
Zysk antenowy $G_0 + G_n$	96 dB	90 dB
Straty antenowe	19 dB	16 dB
Koszt nadajnika	20 %	40 %
Koszt anten	60 %	20 %
Koszt elementów pozostałych	20 %	20 %
Koszt całkowity	100 %	80 %

6.4. Telefoniczna linia radiowa o modulacji częstotliwości

Linia radiowa z przykładów poprzednich pracuje na falach rozproszonych z jedną stacją przekaźnikową. Zastosowane reflektory paraboloidalne mają średnicę 10 m. Należy znaleźć moc nadajnika dla stosunku sygnału do szumu $S = 50$ dB występującego w ciągu 99% czasu przy zastosowaniu odbioru zbiorczego skojarzonego o dwóch odbiornikach. Ze względu na umieszczenie anten na niższym poziomie zakładamy straty $p_0 + p_n = 4$ dB.

Do rozwiązania korzystamy ze wzoru (25), uwzględniając jednocześnie zmiany omówione powyżej.

$$S = 108 + 10 \log P_n + G_0 + G_n - p_0 - p_n - 20 \log 250 - 20 \log 1500 - F - A_d + G_m - A_z + K + D \quad \text{[dB]} \quad (33)$$

Zysk anteny z reflektorem o średnicy 10 m, według nomogramu podanego na rys. 31, dla częstotliwości 1500 MHz wynosi około 42 dB. Uwzględniając straty wskutek zniekształcenia fali płaskiej, które dla pary anten wynoszą 13 dB, otrzymamy ostatecznie zysk dwóch anten:

$$G_0 + G_n = 71 \text{ dB}$$

Straty dodatkowe A_d określamy z wykresu podanego na rys. 30

$$A_d = 64 \text{ dB}$$

Straty wskutek zaników wolnozmiennych określamy z krzywych podanych na rys. 33, dla odległości 250 km i czasu 99%, wskutek zaników szybkozmiennych — z krzywych podanych na rys. 34. Razem straty wyniosą: $A_z = 12 + 18 = 30$ dB.

Z krzywych podanych na rys. 35 określamy zysk przy zastosowaniu odbioru zbiorczego. Dla 99% czasu i podwójnego odbioru skojarzonego zaniki w stosunku do mediany wynoszą —6 dB, zamiast —18 dB, która to wartość odpowiadałaby rozkładowi Rayleigh'a przy pracy bez odbioru zbiorczego. Zysk wynosi:

$$D = 12 \text{ dB}$$

Podstawiając otrzymane wartości do wzoru (33) obliczamy moc nadajnika dla jednego odcinka trasy:

$$50 = 108 + 10 \log P_n + 71 - 4 - 48 - 64 - 13 - 64 + 14 - 30 + 3 + 12$$

$$50 = 10 \log P_n - 15$$

$$10 \log P_n = 65 \text{ dB}$$

$$P_n = 3,2 \text{ kW}$$

Wzrost poziomu szumów dla dwóch odcinków trasy wynosi:

$$b = 10 \log 2$$

$$b = 3,0 \text{ dB}$$

Ostatecznie moc nadajnika dla dwóch odcinków trasy (przy uwzględnieniu powyższych strat) wynosi:

$$P_n = 6,4 \text{ kW}$$

Dopuszczalną szerokość pasma określamy z rys. 38. Dla warunków danych, tj. odległości 250 km i szerokości wiązki $1,35^\circ$ określonej z nomogramu (rys. 31), wynosi ona 8 MHz, a więc jest znacznie większa od założonego pasma, które wynosi:

$$B = f_{nax}(2,5\beta + 5) = 0,06(2,5 \cdot 25 + 5) = 4,05 \text{ MHz}$$

6.5. Telewizyjna linia radiowa o modulacji częstotliwości

Linia radiowa z przykładu podanego w p. 5.4. pracuje na falach rozproszonych. Należy dobrać odpowiednio minimalną liczbę stacji przekaźnikowych i zyski antenowe, aby spełnić warunki co do dopuszczalnej szerokości pasma przenieszonego na fali nośnej. Należy obliczyć potrzebną moc wypromieniowaną przy stosunku sygnału do szumu wynoszącym 30 dB dla 99⁰/₀ czasu.

Zgodnie ze wzorem (1) określamy szerokość pasma:

$$B = f_{max}(2,5\beta + 5) = 6(2,5 \cdot 1 + 5) = 45 \text{ MHz}$$

Wiemy, iż szerokość pasma przenieszonego jest tym większa, im odległość między stacjami jest mniejsza i im kąt stożka fal jest mniejszy. Wobec tego, że liczba stacji przekaźnikowych powinna być jak najmniejsza, zakładamy, że linia będzie podzielona na trzy odcinki. Zakładamy również taką samą antenę, jak w przypadku poprzednim.

Wobec tego:

$$d = \frac{500}{5} \approx 170 \text{ km}$$

$$\alpha = 1,35^\circ$$

$$B = 20 \text{ MHz}$$

Ponieważ dopuszczalna szerokość pasma jest za mała, musimy zbudować linię o czterech odcinkach, a więc:

$$d = \frac{500}{5} = 125 \text{ km}$$

$$\alpha = 135^\circ$$

$$B = 50 \text{ MHz}$$

Moc nadajnika obliczamy według równania następującego:

$$S = 146 + 10 \log P_n + G_0 + G_n - p_o - p_n - 20 \log d - 20 \log f - F - A_u + G_m - A_z - 10 \log 2b + D \text{ [dB]} \quad (34)$$

Do równania tego podstawiamy wartości następujące:

$$\begin{aligned}
 G_0 + G_n &= 71 \text{ dB} \\
 p_o + p_n &= 4 \text{ dB}, \\
 20 \log 125 &= 42 \text{ dB}, \\
 20 \log 1500 &= 64 \text{ dB}, \\
 F &= 13 \text{ dB}, \\
 A_d &= \text{około } 55 \text{ dB (według rys. 30)}, \\
 G_m &= 20 \log \frac{6}{6} + 5 = 5 \\
 A_s &= \text{około } 18 \text{ dB (według rys. 33)}, \\
 10 \log 12000000 &= 71 \text{ dB}, \\
 D &= 8 \text{ dB (według rys. 35)}.
 \end{aligned}$$

Rozwiązując równanie (34) względem P_n , otrzymamy:

$$\begin{aligned}
 30 &= 146 + 10 \log P_n + 71 - 4 - 42 - 64 - 13 - 55 + 5 - 18 - 71 + 10, \\
 10 \log P_n &= 65 \text{ dB} \\
 P_n &= 3 \text{ kW}
 \end{aligned}$$

Wzrost poziomu szumów dla 4 odcinków trasy wynosi:

$$\begin{aligned}
 b &= 10 \log 4 \\
 b &= 6 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

zatem moc każdej stacji powinna wynosić:

$$P_n = 12 \text{ kW}.$$

WYKAZ LITERATURY

1. *Bailey D. K., Bateman R., Kirby R. C.*: Radio Transmission at VHF by Scattering and other Processes in the Lower Ionosphere. PIRE, Vol. 43, No 10, October 1955.
2. *Beverage H. H., Laport E. A., Simpson L. C.*: System parameters using tropospheric Scatter propagation. IRE Transactions on Communications Systems, Vol. CS-4, No 1, March 1956.
3. *Borodicz S. W.*: Wielokanałowe linie radiowe, Warszawa 1956. Mnogokanalnyje radiorelejnyje linii swiazi, Moskwa 1953.
4. *Brockbank R. A., Wass C. A. A.*: Non-linear distortion in transmission systems J.I.E.E. Vol. 92. Pt. 3. 1945.
5. *Booker H. G., Bettencourt J. T.*: Theory of radio transmission by tropospheric scattering using very narrow beams PIRE t. 43, March 1955.
6. *Bullington K., Inkster W. J., Durkee A. L.*: Results of Propagation Test at 505 mc and 4090 mc on Beyond-Horizon Paths. PIRE, Vol 43, No 10, October 1955.
7. *Bullington K.*: Radio Propagation at Frequencis Above 30 Megacycles. PIRE, Vol. 35, No 10, October 1947.

8. *Bullington K.*: Characteristics of Beyond-the-Horizon Radio Transmission. *PIRE*, Vol. 43, No 10, October 1955.
9. *Cabessa R.*: L'apport des liaisons par faisceaux hertziens dans le domaine des télécommunications L'ond. Électrique. Vol. 32, No 301—302, Avril-Mai 1952.
10. *Chireix H.*: Note sur le calcul des liaisons radiotéléphoniques multiplex en ondes ultra-courtes. *Annales de Radioélectricité*, Janv. 1947.
11. *Chireix H.*: Détermination de la puissance de bruit et du rapport signal à bruit dans le cas d'une transmission radioélectrique simple ou multiplex sur ondes ultra-courtes effectuées au moyen de tops. *Annales de Radioélectricité*, Juillet 1945.
12. *Clavier P.*: Calcul d'une liaison par diffusion troposphérique optimum du point de vue économique. *L'onde Électrique*, Vol. 37, No 362, Mai 1957.
13. *Cottony H. V., Jöhler J. R.*: Cosmic Radio Noise Intensities in the V.H.F. Band. *PIRE*, Vol. 40, No 9, September 1952.
14. *Davidson D., Pote A. J.*: Designing Over-Horizon Communication Links. *Electronics*, December 1955.
15. *Fabiński J.*: Zagadnienie określenia mocy użytecznej wzmacniaczy wielokanałowych. *Przegląd Telekomunikacyjny* nr 1, 1957.
16. *Fagot J., Rivère P.*: Faisceaux hertziens *Electronique*, Tome II, Techniques de l'ingénieur. Page E3170-5.
17. *Fedida S.*: Some design considerations for links carrying multichannel telephony. *The Marconi Review*, Vol. XVIII, No 119 4th Q. 1955.
18. *Fründt H. J.*: Grundlagen zur Berechnung von Mehrkanal-Richtfunstrecken. *Elektronische Rundschau*, Nr 7, 8/1955.
19. *Gerks I. H.*: Factors Affecting Spacing of Radio Terminals in a UHF Link. *PIRE*, Vol. 43, No 10, October 1955.
20. *Günther R.*: Planungsunterlagen für Funk-Eichtverbindungen in dem Frequenzbereich 60 bis 600 MHz. *Hochfrequenztechnik und Elektroakustik*. 63 Heft, s. 63—74. Januar 1954.
21. *Holbrook B. D., Dixon J. T.*: Load rating theory of multichannel amplifiers *BSTJ*. 18, 624, 1939.
22. *Jarkowski S.*: Wydzielanie impulsu synchronizacyjnego w urządzeniach wielokanałowych z modulacją fazy impulsów. *Prace Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego* nr 4, 1951.
23. *Jelonek Z.*: Noise problems in pulse communication *J. I. E. E. - G. B.* 1947. Vol. 94, Part III A. N. 13.
24. *Kalinin A. J.*: Dalne rasprastranienije ultrakortkich wołn za szczet rassiejaniija w troposfere. *Elektrosviaż*, nr 5, 1956.
25. *Kurihara Y.*: Trans-Horizon Microwave Propagation over Hilly Terrain *PIRE*, Vol 43, No 10, October 1955.
26. *Libois L. J.*: Rapport signal à bruit dans différents modes de transmissions radioélectriques. *Onde Électrique*, Novembre 1947.
27. *Mack C. L.*: Diversity Reception in UHF Long-Range Communications *PIRE*, Vol. 43, No 10, October 1955.
28. *Megla G.*: Nachrichtenübertragung mittels sehr hoher Frequenzen, Leipzig 1954.
29. *Mellen G. L., Morrow W. E., Potè A. J., Radford W. H., Wiesner J. B.*: U.H.F. Long-Range Communication Systems. *PIRE*, Vol. 43, No 10, October 1955.
30. *Norton K. A., Rice P. L., Vogler L. E.*: The Use of Angular Distance in Estimating Transmission Loss and Fading Range for Propagation through a Turbulent Atmosphere over Irregular Terrain. *PIRE* Vol. 43, No 10, October 1955.

31. *Mc. Petric J. S., Starnecki B., Jarkowski H., Siciński L.*: Oversea Propagation on Wavelengths of 3 and 9 centimeters P I R E. Vol. 37. No 3, March 1949, s. 243—257.
32. *Saxton J. A., Lane J. A.*: V.H.F. and U.H.F. Reception. Effect of Trees and other obstacles. *Wireless World* 1955, Nr 5, May s. 239—252.
33. *Villard O. G., Eshleman V. R., Manning L. A., Peterson A. M.*: The Role of Meteors in Extended-Range VHF Propagation. P I R E, Vol. 43, No 10, October 1955.
34. *Vasseur J. P.*: Annales radioélectricité 9, N. 35, 1954.
35. *Werman H.*: Die Richtfunk — Übertragung im Hinblick auf die internationalen Empfänglungen für den Nachrichten-Weit-Verkehr. *Elektrotechnische Zeitschrift*. Heft I, Januar 1955.
36. CCIR: VII Zjazd Plenarny, Tom I, Londyn 1953.
37. CCIR: VIII Zjazd Plenarny, Tom I, Warszawa 1956.
38. Federal Telephone and Radio Corporation Reference data for radio engineers. Third edition, 1950.
39. T.S.F.: Attenuation par rapport a la propagation en espace libre „telonde”, 1954 nr 2, s. 18.
40. T.S.F.: Plan des liaisons „telonde” 1955, nr 2, s. 34.
41. CMTT. Dok. 31 ze zjazdu w Monte-Carlo w 1958 r.

C. Яркоўски

РАСЧЕТ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ

Резюме

Технический прогресс в области радиорелейных линий связи выражается между прочим значительным количеством работ возникающих почти одновременно и это заставляет нас навести порядок среди полученных результатов с целью использования их на практике. В настоящей работе представлен метод расчёта всех типов радиорелейных линий с учётом одновременно рекомендаций МККТ и МККР.

С целью облегчения практического использования настоящей работы метод расчёта радиорелейных линий изложен почти в форме инструкции.

Для объединения расчётов была составлена одна общая формула для всех типов линий, а для чисто практических расчётных целей были одновременно представлены три различных варианта.

Исследуя целесообразность применения к расчёту радиорелейных линий номограмм или же формулы, была избрана эта последняя с точки зрения более выгодного введения необходимых изменений по мере технического прогресса, а также более широких пределов возможных расчётов.

Для лучшего овладения методом расчёта радиорелейных линий представлены также практические примеры расчёта.

S. Jarkowski

CALCULATION OF RADIO RELAY SYSTEMS

Summary

The technical progress in the field of radio relay systems, expressing itself as well by a lot of papers appearing almost at the same time, has caused the necessity to put in order the results obtained, for purposes of practical application.

The present paper describes a method of calculating radio relay systems of all types taking into consideration the recommendations of the CCITT and CCIR.

In order to facilitate the practical application of this paper, the method of calculation has been presented in a recipe-like manner.

To make the calculations uniform a single formula valid for all types of radio relay systems has been derived; three other versions of the same formula are included for the purposes of practical calculations.

Out of two possible ways of calculation of radio relay systems, i.e. the nomographic and the numerical one, the latter has been chosen on account of greater facility of introducing necessary changes according to the requirements of the technical progress and on account of the larger range of possible calculations.

In order to make the method of calculation of radio relay systems more readily understood, a number of practical examples are included.

S. Jarkowski

CALCUL DES FAISCEAUX HERTZIENS

Résumé

C'est le progrès technique dans le domaine des faisceaux hertziens marqué, entre autres, par une grande quantité des travaux parus presque simultanément qui nous oblige à classer les résultats en vue des applications pratiques. Dans ce travail on a présenté la méthode de calcul des faisceaux hertziens de tous les types, tout en tenant compte des recommandations du CCITT et du CCIR.

Afin de faciliter l'application pratique de ce travail on a présenté la méthode de calcul des faisceaux hertziens en forme d'une instruction.

Pour rendre uniformes les calculs on a élaboré un seul schéma, commun pour tous les types des faisceaux hertziens en présentant à titre d'information les trois autres versions.

Vu la nécessité du choix entre l'élaboration de nomogrammes pour le calcul des faisceaux hertziens ou d'une formule mathématique, on a décidé d'élaborer la formule mathématique qui faciliterait les changements futurs résultant du progrès technique et augmenterait l'étendue de ces calculs.

Plusieurs exemples pratiques, présentés dans ce travail expliquent la méthode de calcul des faisceaux hertziens.

S. Jarkowski

BERECHNUNG DER RICHTFUNKNETZE

Zusammenfassung

Der technische Fortschritt auf dem Gebiete der Richtfunkssysteme, der sich unter anderen mit grosser Menge von fast gleichzeitig entstandenen Arbeiten ausdrückt, zwingt uns die erzielten Ergebnisse für praktische Zwecke zu ordnen.

In vorliegender Arbeit wird eine Methode für die Berechnung von Richtfunkssystemen aller Typen, unter gleichzeitiger Berücksichtigung der CCITT — und CCIR — Empfehlungen, angegeben.

Um praktische Anwendung der Arbeit zu erleichtern, wurde die Methode für die Berechnung der Richtfunkssysteme in einer der Gebrauchsanweisung ähnlichen Gestalt angegeben.

Um die Berechnungen einheitlich zu gestalten, wurde eine für alle Richtfunkssysteme gültige Formel abgeleitet; gleichzeitig wurden drei andere Fassungen dieser Formel für rein rechnerische Zwecke angegeben.

Indem man zwischen der Anwendung von Nomogrammen oder der mathematischen Formel für die Berechnung der Richtfunkssysteme wählen konnte, hat man sich für die letztere entschieden und zwar mit Rücksicht darauf, dass es in diesem Fall leichter sein wird nötige von der Entwicklung der Technik bedingte Änderungen einzuführen und einen grösseren Bereich der möglichen Berechnungen zu erfassen.

Um die Methode der Berechnung von Richtfunkssystemen besser beherrschen zu können, wurde auch eine Reihe von praktischen Beispielen angegeben.

STEFAN JASIŃSKI

621.371 : 551.51

ZAGADNIENIA RADIOMETEOROLOGII, RADIOKLIMATOLOGII ORAZ ICH ZNACZENIE

Rękopis dostarczono do IŁ 5.10.1957

Praca niniejsza stanowi próbę ogólnego naświetlenia i zdefiniowania nowych dziedzin nauki radiometeorologii i radioklimatologii, mającą na celu ujednostajnienie poglądów w tej sprawie.

Dziedziny te nie stały się jeszcze jednoznaczными pojęciami i często przypisuje się im różne znaczenia w zależności od punktu widzenia zainteresowanych. Autor układa definicje przedmiotu omawianych dziedzin nauki radiometeorologii i radioklimatologii oraz określa szczegółowo ich obecny zakres.

W celu uzasadnienia proponowanych definicji w artykule podano szczegółowy przegląd celów, wyników i znaczenia prowadzonych w tych dziedzinach prac i badań, do których należą badania propagacji mikrofalowej, wyjaśnienia znaczenia meteorologicznego jonosfery, badania radioelektrycznych zakłóceń atmosferycznych wraz z propagacją długofalową, badania opadów i rozkładów refrakcyjności oraz metody sporządzania map radioklimatologicznych.

1. WSTĘP

Szczegółowe i owocne badania teoretyczne i doświadczalne nad propagacją fal radiowych oraz olbrzymi i burzliwy rozwój radiotechniki stał się bodźcem dla uczonych różnych dyscyplin do wspólnej pracy nad rozwojem nowych dziedzin badawczych.

Jedną z takich dziedzin, która stała się w ostatnim dziesięcioleciu ściśle określonym pojęciem i wyłoniła się w odrębną naukę, jest radioastronomia. Podobnie, pewne zagadnienia leżące na granicy zainteresowań meteorologów oraz niektóre nowoczesne metody pomiarowe i badawcze otrzymały nazwę radiometeorologii, która to nazwa nie zyskała sobie dotychczas tak powszechnej popularności, jak pojęcie poprzednie.

Radiometeorologia jest dziedziną nauki obejmującą zjawiska związane jednocześnie z meteorologią i radioelektryką. Wskutek niedostatecznej współpracy szerokich rzesz meteorologów z radioelektrykami, radiometeorologia nie stała się jeszcze jednoznaczным pojęciem i często przypisuje się jej różne znaczenia, w zależności od punktu widzenia zainteresowanych¹⁾.

¹⁾ Np. [2] i [15].

Trudno nam zgodzić się z określeniami niektórych meteorologów [2] sprowadzających pojęcie radiometeorologii do badania wpływu pogody na połączenia radiowe lub też ograniczających pole działania radiometeorologii wyłącznie do obszaru troposfery [7].

Wiele badań radiometeorologicznych, jak to później zobaczymy, odnosi się do zjawisk zachodzących w jonosferze lub też zjawisk związanych ze zmiennością pogody.

Radiometeorologia naszym zdaniem zajmuje analogiczne miejsce w meteorologii ogólnej jak radioastronomia w astronomii ogólnej, dlatego też i określenia ich powinny być podobne.

Sądzymy więc, że w obecnym stanie rozwoju radiometeorologii słuszną będzie następująca definicja:

Radiometeorologia zajmuje się badaniem zjawisk atmosferycznych za pomocą środków radioelektrycznych oraz badaniem wpływu czynników meteorologicznych na radiokomunikację.

Ostatnio w radiokomunikacji istnieje tendencja używania coraz krótszych fal, wskutek czego rola troposfery jako środowiska propagacji tych fal zyskuje na znaczeniu.

Zagadnienie dotyczące wpływu warunków meteorologicznych na propagację fal nie jest nowe. Jeszcze przedwojenne badania eksperymentalne pozwoliły utworzyć sobie pewien obraz o zależności zaników i anomalnych warunków propagacyjnych fal metrowych od szczególnych stanów atmosfery.

Jednak dopiero po wybuchu wojny, gdy fale centymetrowe znalazły szerokie zastosowanie w radiolokacji, rozpoczęła się intensywne prace w tym kierunku. Praca ta szczególnie się wzmogła po wojnie w związku z badaniami i wprowadzeniem do eksploatacji wielokanałowych mikrofalowych linii radiowych.

Przy rozwiązywaniu tych zagadnień wspólnie z meteorologiem, geofizykiem, aerodynamikiem i radiofizykiem ściśle współpracuje radiotechnik. Ta owocna współpraca doprowadziła do praktycznych wyników. Znalaziono, że wpływ refrakcji troposferycznej na propagację fal radiowych daje się szczególnie zauważyć w pobliżu powierzchni ziemi lub morza i w ogólnym przypadku silniej się przejawia na falach centymetrowych niż na falach metrowych.

Dlatego też jest zrozumiałe, że zagadnienie radiometeorologii pierwszy raz przykuło naszą uwagę w związku z wykrywaniem statków za pomocą urządzeń radarowych pracujących na falach centymetrowych, szczególnie przy niskich kątach wodzenia.

Wyteżona praca nad tym zagadnieniem pozwoliła ustalić istnienie poziomych warstw w atmosferze charakteryzujących się specyficznym roz-

kładem gradientów temperatury i wilgotności zależnie od wysokości, szczególnie w dolnych warstwach atmosfery. Charakter zmiany tych parametrów wraz ze zmianą wysokości ma stosunkowo subtelną strukturę, która przy stosowaniu fal dłuższych nie mogła być wykryta. Meteorolodzy otrzymywali dane pomiarów temperatury, ciśnienia i wilgotności atmosfery jedynie w stosunkowo dużych odstępach wysokościowych i dlatego poświęcali mało uwagi temu zagadnieniu. Badanie wspomnianej subtelnej pionowej struktury dolnej warstwy atmosfery (do 1000 m), mającej podstawowe znaczenie w propagacji fal centymetrowych, dało początek nowemu działowi meteorologii — mikrometeorologii.

Do radiometeorologii należy: badanie propagacji mikrofalowej, która jak wiadomo jest ściśle związana ze stanem meteorologicznym dolnej atmosfery, badanie ośrodków burzowych i radiowych zakłóceń atmosferycznych, badanie fizyki chmur i badanie opadów metodami radioelektrycznymi.

W szerszym znaczeniu do radiometeorologii można zaliczyć badanie dolnej jonosfery przez obserwację fal długich, ponieważ przez to może być uchwycona budowa termodynamiczna górnej stratosfery i jej zmiany. Wreszcie, badanie górnej jonosfery i obserwacje wichrów jonosferycznych przyczyniają się do poznania warunków aerologicznych panujących w górnej atmosferze i pozwalają poszukiwać powiązań ze stanami meteorologicznymi w troposferze.

Szybki rozwój radiometeorologii pociągnął za sobą powstanie nowego pojęcia — radioklimatologii. Brak jeszcze zgodności pomiędzy meteorologami a radioelektrykami co do znaczenia i zakresu tego nowego pojęcia.

Dla meteorologów radioklimat świata jeszcze często oznacza po prostu tylko światowy rozkład burz meteorologicznych¹⁾. W rzeczywistości zagadnienie tak się w ostatnich czasach rozwinęło i skryształizowało, że obecnie możemy zdefiniować bardziej ogólnie tę dziedzinę, a mianowicie:

Radioklimatologia jest nauką o wieloletnim całokształcie i następstwie warunków radiokomunikacyjnych na danym obszarze geograficznym, powiązanych bezpośrednio lub pośrednio z warunkami klimatycznymi.

Zgodnie z powyższą definicją do radioklimatologii należą badania wariacji i rozkładów współczynnika refrakcji troposferycznej, jego gradientów lub innych wielkości pochodnych na kuli ziemskiej, potrzebne do sporządzenia odpowiednich map. Ponadto do radioklimatologii należą pomiary natężenia pola radiowych zakłóceń atmosferycznych i sporzą-

¹⁾ Zob. [10] str. 26 i 28.

dzanie światowych map poziomów tych pól oraz badanie rozkładu wyłączeń atmosferycznych, mające na celu stworzenie światowej meteorologicznej mapy burzowej. Wreszcie do radioklimatologii należy również sporządzanie statystyk meteorologicznych różnego rodzaju z punktu widzenia przewidywania możliwych tłumień radiowych i badania korelacji z występującymi mechanizmami propagacyjnymi na różnych obszarach ziemi.

Powyższe zagadnienia szczegółowiej omówimy oddzielnie.

Warto jeszcze zaznaczyć, że szeroki rozwój badań radiometeorologicznych pociągnął za sobą konieczność specjalizacji w tej dziedzinie części meteorologów i radioelektryków. Specjalistów takich Wspólna Komisja Radiometeorologii Międzynarodowej Rady Unii Naukowych zaczęła ostatnio w swych oficjalnych wypowiedziach nazywać radiometeorologami [17].

2. BADANIE PROPAGACJI MIKROFALOWEJ

Zjawiska towarzyszące propagacji mikrofalowej na większych odległościach dają radiometeorologom nowy wgląd w stany fizyczne i ich zmiany w dolnej troposferze. Do badań dających szczególne korzyści wskutek możliwości ciągłej obserwacji na większych obszarach należą przede wszystkim badania pionowych stratyfikacji na frontach, przemieszczeń inwersji, jak również turbulencji atmosferycznej.

Różnego rodzaju procesy związane z pionowym uwarstwieniem można określić dopiero z propagacji mikrofalowej ¹⁾ na podstawie badania rejestracji natężenia pola.

Przechodzeniu frontów towarzyszą większe zmiany natężenia pola. Wpływ różnych rodzajów frontów na natężenie pola jest w szczególności niezwykle różnorodny. Naukowe wykorzystanie tych zjawisk propagacyjnych jest jednakowo użyteczne dla meteorologów jak i radioelektryków.

Uzyskane z lotniczych obserwacji meteorologicznych informacje o pionowym rozkładzie temperatury, wilgotności, a zwłaszcza współczynnika refrakcji w dowolnych warstwach atmosfery dały duży materiał do wyjaśnienia zaników w punkcie odbioru.

Otrzymane wyniki wskazują na potrzebę sformułowania wyraźnego związku między zmianami współczynnika refrakcji w dolnych warstwach atmosfery a warunkami pogody na ziemi. Dałoby to możliwość przewidywania warunków propagacji fal radiowych na podstawie studiowania map synoptycznych, publikowanych przez służby meteorologiczne.

¹⁾ Pod nazwą mikrofal rozumiemy fale o długości mniejszej niż 100 cm.

Do niedawna meteorologia nie dysponowała przyrządami umożliwiającymi wykonywanie pomiarów wilgotności z wymaganą obecnie precyzją i dokładnością, co tłumaczy się tym, że nie było praktycznej potrzeby uzyskiwania takich wiadomości.

Obecnie meteorologia otrzymała nowy czuły elektroniczny przyrząd radiometeorologiczny zwany refraktometrem mikrofalowym umożliwiający pomiary refrakcji atmosferycznej i interesujący zarówno meteorologów jak i radioelektryków.

Refraktometr mikrofalowy przy jednoczesnym użyciu barografu i termografu pozwala na określenie zawartości pary wodnej w powietrzu bez potrzeby użycia higrografu, który jak wiadomo nie jest przyrządem zbyt dokładnym. Nowoczesny refraktometr mikrofalowy z rejestracją fotograficzną ma stałą czasu dochodzącą do 0,01 s i z powodzeniem jest stosowany w samolocie.

Aktualnymi zagadnieniami studiowanymi obecnie na podstawie rejestracji odbioru mikrofalowego są:

a. Poszukiwanie korelacji między wariacjami natężenia pola radiowego a termodynamicznymi parametrami atmosfery.

b. Badanie wariacji natężenia pola w czasie i przestrzeni w celu określenia różnych rodzajów propagacji fal oraz ustalenie korelacji między tymi rodzajami propagacji a różnymi warunkami meteorologicznymi. W szczególności badania te mają na celu stworzenie możliwości wnioskowania o warunkach meteorologicznych z warunków radiowych lub też stawianie prognozy rozprożeń radiowych z sytuacji synoptycznej.

c. Ustalenie wpływów atmosfery turbulencyjnej na propagację radiową.

d. Badanie warunków powstawania warstw refrakcyjnych w związku ze stanem mikrometeorologicznym atmosfery (meteorologia duktów troposferycznych).

Jak już wspomniano, radiometeorologia z warunków propagacji mikrofalowej wyciąga obecnie wnioski co do stanów meteorologicznych i ich zmian. Obserwacje propagacyjne stanowią przy niewielkim nakładzie środków materialnych wartościowe uzupełnienie pomiarów aerologicznych, ponieważ umożliwiają ciągłe śledzenie dolnej atmosfery.

Wreszcie obserwacja propagacji mikrofalowej pozwala na badanie absorpcji i odbić na utworach atmosferycznych, takich jak: opady, chmury, mgła itp.

Na zakończenie można jeszcze wspomnieć o znaczeniu obserwacji propagacji mikrofalowej dla przewidywania pogody.

Często na ciągłych rejestracjach natężenia pola emisji mikrofalowej udaje się odróżnić zmiany tego natężenia, wywołane przez raptowne procesy stabilizacyjne w atmosferze od wahań dobowych i zmian wywo-

łanych przez przejście frontów. Wskutek tego powstaje możliwość przewidywania zmian pogody o 6 do 12 godzin wcześniej niż na to pozwala meteorologia synoptyczna na podstawie analizy mapy pogody.

Według Klinkera [14] dozоровanie propagacji mikrofalowej nie wprowadzi zasadniczego udoskonalenia prognoz pogody, lecz niewątpliwie stanowić będzie dobry środek pomocniczy pozwalający na dość wczesne wykrycie procesów stabilizacyjnych lub labilizacyjnych rozwijających się raptownie w atmosferze.

Można sądzić, że propagacja mikrofalowa dostarcza meteorologii danych dla synoptyki i badań co najmniej tak samo wartościowych, jak dane wszystkich dotychczasowych metod z dziedziny badań pogody. Ponadto jest ona jedyną metodą dającą bezpośrednio z pomiarów dane co do wstępujących i zstępujących ruchów w dolnej atmosferze.

3. METEOROLOGICZNE ZNACZENIE JONOSFERY

Radioelektrycy przykładają coraz większe znaczenie do poznania i wytłumaczenia różnych mechanizmów propagacji fal metrowych i centymetrowych uzależnionych od jonosfery.

Badanie jonosfery z meteorologicznego punktu widzenia ma z różnych względów duże znaczenie. Jonosfera według najnowszych poglądów stanowi continuum jonizacyjne, w którym występuje szereg maksimów gęstości elektronowych o pionowych w zasadzie gradientach tworzących charakterystyczne obszary.

Niższymi obszarami jonosfery są obszary *D* i *E* biorące udział w dużym elektrycznym zjawisku cyrkulacyjnym, obejmującym całą powierzchnię ziemi i zapoczątkowanym głównie przez pionowy strumień elektryczny wywołany przeważnie przez równikowe strefy burzowe. To zjawisko cyrkulacyjne działa często jako regulator różnych zmian meteorologicznych.

Obszar *D* tworzy z powierzchnią ziemi rodzaj kondensatora, którego dielektrykiem jest warstwa atmosfery pod wymienionym obszarem. Zmiany natężenia pola wskutek zjawiska elektrostrykcji wywołują zmianę ciśnienia w dielektryku, powodując tym samym zmiany meteorologiczne.

Meteorologiczna struktura górnej atmosfery w obszarze *D* i *E* jonosfery (od ok. 60 do 120 km) oraz działanie ultrafioletowego i prawdopodobnie również rentgenowskiego promieniowania słonecznego na tych wysokościach są w wyraźnym silnie zaznaczonym sezonowo zmiennym związku. Ponadto istnieje ważne dla potrzeb służby synoptycznej zagadnienie, czy górna atmosfera, w której panuje silnie zaznaczony przebieg dobowy, jest niezależna czy też zależna od dolnej atmosfery. W przy-

padku zależności ważne jest stwierdzenie stopnia i rodzaju powiązania między wyżej wymienionymi częściami atmosfery.

Należy się spodziewać, że pogłębianie wiadomości o obszarach *D* i *E* jako zespołu rządzącego kształtowaniem się pewnych ośrodków pogody wpłynie w dużym stopniu na rozwój teorii prognoz długoterminowych.

Znaczenie meteorologiczne obszaru *F* jonosfery nie jest jeszcze dostatecznie poznane i odpowiednie badania są w toku.

Ostatnio wykryto rodzaj sprzężenia dynamicznego między dolną i górną atmosferą, potwierdzającego zaobserwowane już dawniej korelacje między zmiennymi meteorologicznymi w troposferze i charakterystykami jonosfery [9].

Można sądzić, że badanie wichrów panujących w górnej atmosferze, a mianowicie w obszarze *E* oraz w obszarze *F* jonosfery, ma poważne znaczenie dla meteorologii. Wszystkie znane sposoby tych badań polegają na stosowaniu metod radioelektrycznych i narzędzi elektronicznych.

Wpływ korpuskułów słonecznych na zjawiska jonosferyczne jest bardzo wyraźny. Istnieją dowody praktycznego znaczenia tych korpuskułów w meteorologii. Wydaje się słuszne skierowanie pewnych wysiłków na badanie emisji słonecznej za pomocą obserwacji jonosfery metodami radioelektrycznymi.

4. BADANIE ZAKŁÓCEŃ ATMOSFERYCZNYCH I PROPAGACJI DŁUGOFALOWEJ

Pomiary radioelektrycznych zakłóceń atmosferycznych, a w szczególności ich namierzanie w pasmie długofalowym (10 ÷ 50 kHz) dają pewne wskazówki co do warunków propagacyjnych w dolnych warstwach jonosferycznych, a ponadto dają możliwości uzyskania wiadomości co do położenia niestałych obszarów źródeł zakłóceń atmosferycznych w troposferze (burz i cyklonów), działających jako nadajniki oraz co do częstości występujących wyładowań.

Pierwsze próby rejestracji zakłóceń atmosferycznych były przeprowadzone jeszcze w 1895 r. przez A. S. Popowa, natomiast praktyczna realizacja takiej rejestracji okazała się możliwa dopiero po zastosowaniu lampy elektronowej.

Częstość, rodzaj i odległość zakłóceń oraz ich kierunek dają wskazówki co do cyrkulacji dużych mas powietrza oraz pozwalają namierzać położenie dużych ośrodków depresji.

Isobaryczny obraz mapy synoptycznej zmienia się w sposób ciągły z doby na dobę, a odpowiednio z tym zmienia się rozkład ośrodków za-

kłóceń atmosferycznych, które powiązane są ze wszystkimi typami izobarycznymi.

Według P. Ackermanna i J. Lugeona [2] zmienna gra dwóch dużych ruchów morskich mas powietrznych nad kontynentem europejskim w kierunku z zachodu na wschód i w kierunku odwrotnym ma duży wpływ na rozkład ośrodków zakłóceń atmosferycznych, jak również na rozkład obszaru pozbawionego takich ośrodków.

Ponieważ położenie geograficzne tych ośrodków daje się określić za pomocą radiogoniografów, mogą być wyciągane ważne wnioski co do klimatycznego stanu pogody, która panuje nad kontynentem.

Z powyższych stwierdzeń wyciągnięto następujące prawidłą prognozy pogody.

Zaobserwowane obszary nie dające zakłóceń, leżące między depresją atlantycką i śródziemnomorską, umożliwiają otrzymanie bez mapy synoptycznej, nie tylko obrazu ogólnego rozmieszczenia ciśnienia, lecz również drogi przemieszczania się prądów na znacznej przestrzeni.

Interpretacja powyższa wg wymienionych uczonych nie zawsze jest łatwa i potrzeba długich ćwiczeń i praktyki, aby umieć wyciągać korzyści z tych metod.

Od początku drugiej wojny światowej często za pomocą powyższej metody rozpoznawano rozkład izobaryczny na obszarze Europy i na tej podstawie wyciągano pewne wnioski co do przebiegu nadchodzącej pogody.

Ważność opisanych badań jest tak jasna, że nie wymaga komentarzy, a znaczenie tych specjalnych dziedzin stale się zwiększa.

Ciągła obserwacja fal długich daje wartościowe wskazówki o wnikanii korpuskularnych promieni słonecznych do górnej atmosfery i pozwala na śledzenie zakłóceń dolnej jonosfery, których przewidywanie jest potrzebne do celów radiokomunikacji. Ponadto propagacja fal długich i bardzo długich daje cenne wiadomości o zmianach stanu wysokiej stratosfery.

Można stwierdzić, że obserwacje zakłóceń atmosferycznych oraz propagacji fal długich są użyteczne dla:

- meteorologii synoptycznej,
- meteorologii lotniczej,
- meteorologii morskiej,
- radiokomunikacji,
- radiofonii itp.

Według opinii Światowej Organizacji Meteorologicznej (OMM) [10], badania naukowe w dziedzinie zakłóceń atmosferycznych poczyniły obecnie tak duże postępy, w szczególności dzięki uczonym z Międzynarodowej Naukowej Unii Radiowej (U.R.S.I.) i Światowej Organizacji Meteorologicznej (O.M.M.), że już są w stanie oddawać pożyteczne usługi meteo-

rologii synoptycznej. Badania te mogą oddawać pożyteczne usługi w szczególności w rozpoznaniu pogody i jej prognozie dla lotnictwa na olbrzymich obszarach lądowych i morskich, pozbawionych wszelkich środków informacji.

5. BADANIE OPADÓW

Z pojawieniem się urządzeń radarowych działających na falach centymetrowych, meteorolog otrzymał nowe niezwykle ważne narzędzie radiometeorologiczne, które daje mu możliwość bardzo szybko wykryć rozkład przestrzenny niektórych wielkości meteorologicznych.

Radary meteorologiczne umożliwiają radiometeorologowi badanie opadów w samym miejscu formowania się deszczu, gradu lub śniegu oraz śledzenie rozwoju zjawiska w sposób ciągły.

Należy zaznaczyć, że dotychczasowe metody, które możemy określić jako klasyczne, dają zaledwie rejestracje lokalne lub też rejestracje wzdłuż drogi przelotu radiosondy troposferycznej (tzn. balonu-sondy).

Oprócz badania opadów i fizyki chmur wspomniane radary są bardzo pomocne przy badaniu refrakcji, rozproszenia i absorpcji fal radiowych w troposferze.

Badania za pomocą radarów meteorologicznych obejmują bardzo szeroki zakres, sięgając od krańcowej mikrofizyki zawiązywania się i zwiększania kryształów lodowych do krańcowej makrofizyki meteorologii dynamicznej.

Zenitalny radar meteorologiczny działający na fali o długości około 1 cm wykrywa chmury, wyznacza wysokość ich podstawy i górnej powierzchni oraz dostarcza wiele wiadomości co do samej struktury chmury. Możliwość określenia pułapu chmur jest sprawą niezmiernie wagi dla nawigacji lotniczej.

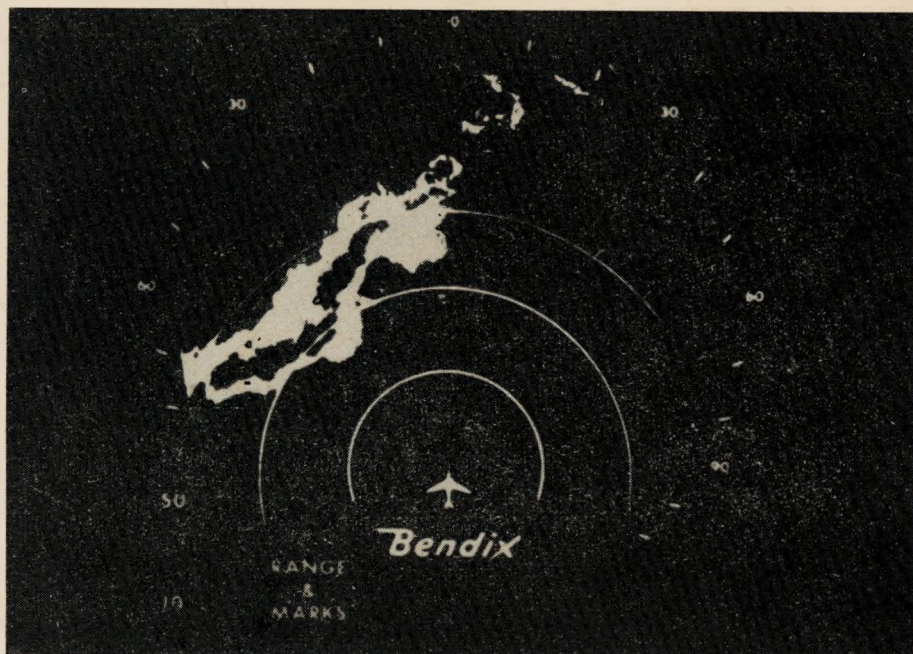
Nowoczesny radar meteorologiczny umożliwia wykrycie chmury dającej opad 10 mm/h, znajdującej się na wysokości ok. 3500 m, o długości ok. 1,7 km z odległości 100 km, jeżeli pomiędzy radarem a chmurą nie ma środowisk szczególnie tłumiących [15].

Wykryto kryteria odróżniania ech pochodzących od kryształków śniegu lub lodu od ech pochodzących od kropel deszczowych, a także od turbulencji pochodzenia burzowego. Ma to olbrzymie znaczenie dla lotnictwa, gdyż umożliwia: wyznaczenie maksymalnej wysokości burz, lokalną obszarów turbulencyjnych, stref gradowych i oblodzeniowych.

Przykład plam widocznych na ekranie radaru, utworzonych z ech pochodzących od deszczu, pokazany jest na rys 1.

Prowadzi się obecnie dalsze szczegółowe badania nad echem radaro-

wymi pochodzącymi od deszczu w celu powiązania ich z ilością opadów wykazywanych przez deszczomierz. Prace te mają na celu skonstruowanie nowego przyrządu radiometeorologicznego w postaci pluwiometru elektronicznego, dokonującego pomiaru z odległości. Ta ostatnia wła-



Rys. 1. Obraz ech pochodzących od deszczu widoczny na ekranie radaru [15]

ściwość jest o tyle ważna, że umożliwi skuteczne ulepszenie przewidywań powodzi i zmniejszenie powodowanych przez nie strat w okolicach gęsto zaludnionych. Ponadto będzie można określać ilość wody padającej na zbiorniki irygacyjne i retencyjne elektrowni hydroenergetycznych. Pozwoli to również zdać sobie sprawę ze stopnia suchości pewnego obszaru i wynikającym z tego niebezpieczeństwie pożarów leśnych.

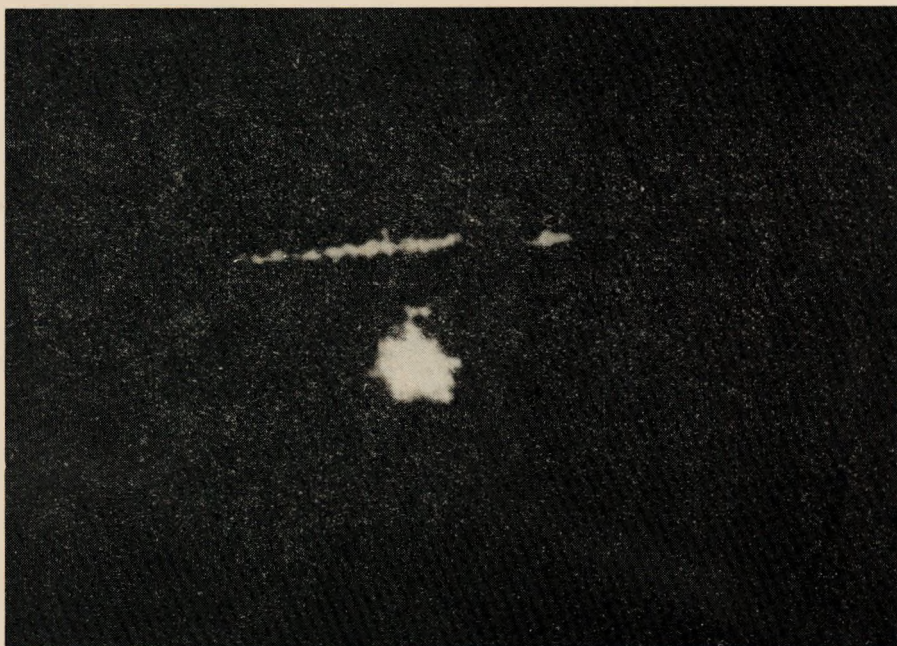
Przeprowadzona jest analiza fluktuacji echa pochodzącego od opadów i badania nad możliwością pomiaru wpływu wiatru na średnich wysokościach oraz wpływu pionowej i poziomej turbulencji na te fluktuacje.

Warto zaznaczyć, że radary meteorologiczne nadbrzeżne sygnalizują wyraźnie zbliżanie się bryzy morskiej.

Fronty chłodne i ciepłe dają wyraźne echa na ekranie radaru. Na rysunku 2 pokazane są plamy widoczne na ekranie radaru otrzymane od całej serii komórek konwekcyjnych nadchodzącego frontu chłodnego o echach wyraźnych z ostro zarysowanymi brzegami.

Echa pochodzące od frontów ciepłych są bardziej stałe i mają brzegi bardziej rozmyte, jak to wyraźnie widać na rys. 3.

Szczegóły formowania się cyklonów są jeszcze niedostatecznie poznane, lecz i tu olbrzymią pomocą w badaniach dają radary meteorologiczne. Jednak echa pochodzące od cyklonów nie zawsze mogą być jednoznacz-



Rys. 2. Obraz ech pochodzących od nadchodzącego frontu chłodnego widoczny na ekranie radaru [2]

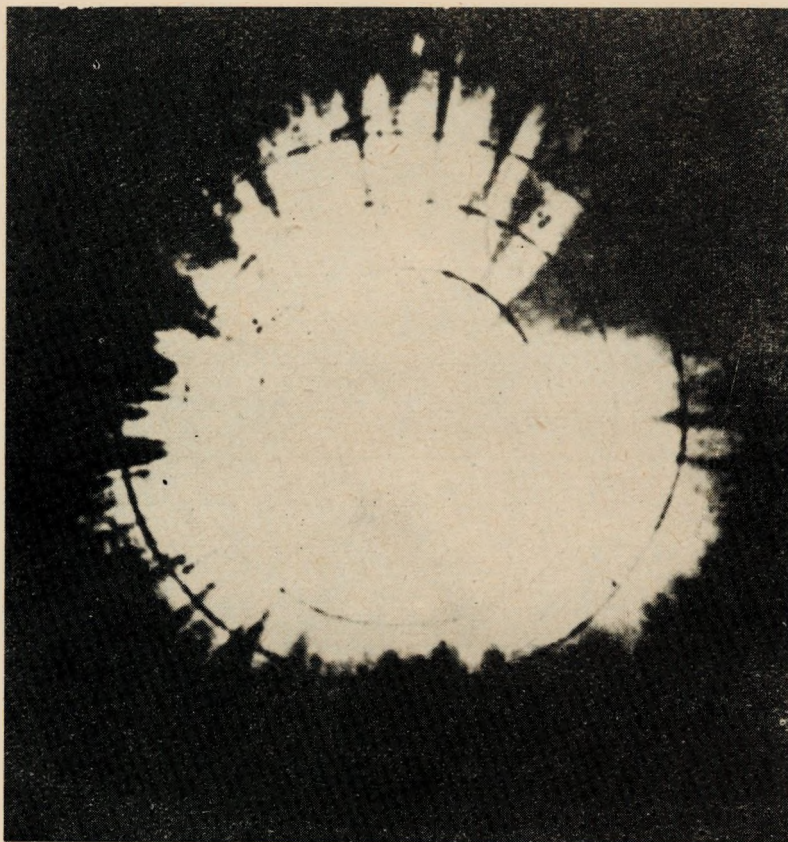
nie zidentyfikowane i dlatego do wykrywania cyklonów stosuje się obecnie metody mieszane, oparte na współpracy radaru i radionamierzenia zakłóceń atmosferycznych (radiotrzasków). Przykład charakterystycznych ech pochodzących od cyklonu, widocznych na ekranie radaru, pokazany jest na rys. 4.

Nie ma wątpliwości, że obserwacje radarowe przyczynią się znacznie do poznania mechanizmu cyklonów, huraganów i innych gwałtownych burz. Ryzykuje się obecnie pogląd, że po głębszym poznaniu powyższych zjawisk, dzięki radiometeorologii, można będzie w przyszłości rozpraszać lub odwracać takie burze, a tym samym zmniejszać żywiołowe klęski przez nie powodowane.

Tak więc wiadomości, które meteorolog może uzyskać z obserwacji ekranu radaru są obszerne. Umiejętność interpretacji obrazów na wspom-

nianym ekranie poczyniła już znaczne postępy. Pojawienie się grupy plam wywołanych przez echa może pomóc meteorologowi w zanalizowaniu sytuacji meteorologicznej i wydedukowaniu przewidywanej pogody.

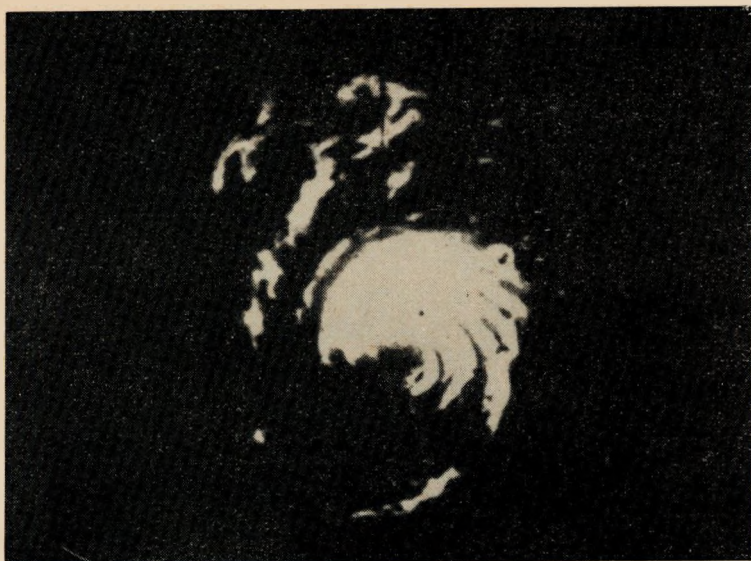
Obecnie wprowadza się radary meteorologiczne do użytku prognoz synoptycznych pogody. Eksploatacja tych radarów jest jeszcze dość frag-



Rys. 3 Obraz ech pochodzących od frontu ciepłego widoczny na ekranie radaru [2]

mentaryczna, gdyż wymaga założenia odpowiednio szerokich sieci stacji radarowych, aby można było śledzić ewolucję opadów na dużych obszarach.

Można jeszcze wspomnieć, że radar meteorologiczny wykazał dużą użyteczność podczas prób sztucznego wywoływania deszczów. Zadanie jego polegało na odnalezieniu w chmurze obszaru szczególnie nadającego się do zapłodnienia suchym lodem lub jodkiem srebra ośrodków katalizacyjnych oraz obserwowaniu tego obszaru podczas rozwoju deszczu.



Rys. 4. Obraz ech pochodzących od cyklonu widoczny na ekranie radaru [18]

6. RADIOKLIMATOLOGIA

Zmiany stanu atmosfery mogą doprowadzić nie tylko do znacznego zmniejszenia zasięgu nadajnika radiowego, lecz również i do dużego zwiększenia tego zasięgu. Dłuższe ciągi obserwacyjne pozwalają określić radioklimat danego obszaru stanowiący podstawę do projektowania radiokomunikacji, szczególnie radiokomunikacji mikrofalowych.

Ponieważ fale różnych częstotliwości ulegają różnym załamaniom, tłumieniom i zakłóceniom przy tych samych warunkach radiometeorologicznych, w różny sposób ocenia się warunki meteorologiczne dla różnych długości fal.

Jak się okazało, dane z jednego obszaru nie mogą być przeniesione bezpośrednio na inne obszary klimatyczne, dąży się więc do opracowania radioklimatu dla zwartych obszarów geograficznych.

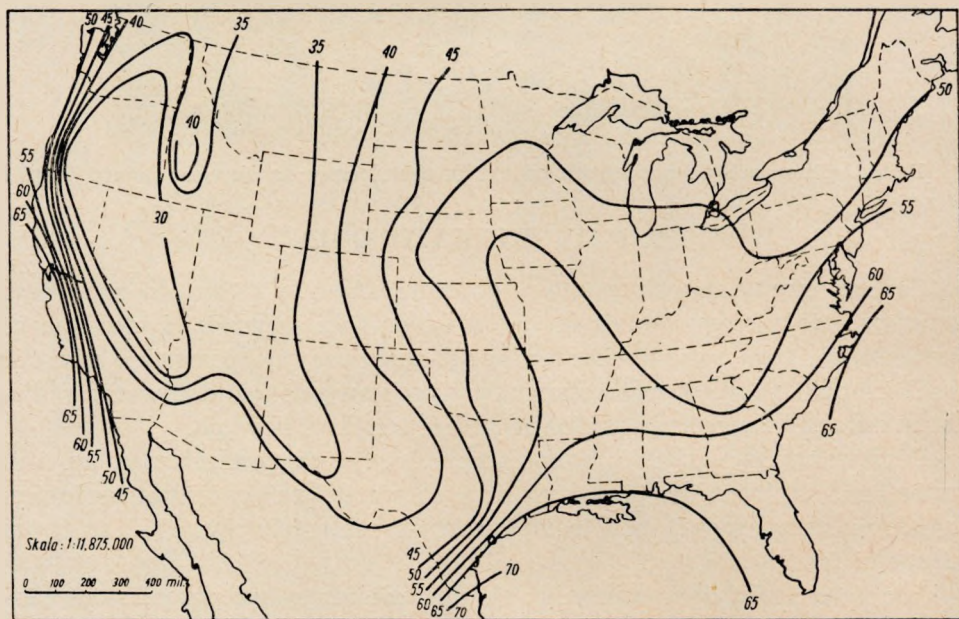
Zbierane są dane statystyczno-meteorologiczne co do deszczów, mgieł i wilgotności atmosferycznej z punktu widzenia przewidywania możliwych tłumień występujących w całym zakresie fal od metrowych do milimetrowych [4], [16].

Prowadzone są statystyczne badania korelacji między synoptycznymi warunkami meteorologicznymi a występującymi mechanizmami propagacyjnymi, jak np. występowanie inwersji pociągającej za sobą powstawanie dukatów troposferycznych itp. [1], [3], [13].

Podstawową metodę opracowań radioklimatologicznych obserwacji stanowi statystyczna metoda wartości środkowych (median).

Pomiary dokonywane za pomocą refraktometrów mikrofalowych umożliwiają badanie własności obszarów troposfery, w których gradient współczynnika refrakcji znacznie się różni od wartości standardowej. Refraktometr pozwala sprecyzować charakterystyki tych mas powietrza pod względem pionowego rozkładu współczynnika refrakcji lub pośrednio pod względem zawartości pary wodnej oraz skali ich turbulencyjnych fluktuacji.

Pomiary rozkładu średniego gradientu współczynnika refrakcji powietrza między powierzchnią Ziemi a wysokością 1000 m stanowią ważny krok w ustaleniu wszechświatowego radioklimatu. Przytoczona na rys. 5 mapa jest przykładem mapy izogradientowej dla USA [5] sporządzonej na podstawie wspomnianych pomiarów.



Rys. 5. Krzywe izogradientowe współczynnika refrakcji atmosferycznej [5] Sześcioletnia średnia mediana miesięczna gradientów rozkładu liczby refrakcyjnej $N = (n - 1) \cdot 10^6$ (gdzie n — współczynnik refrakcji dla częstotliwości 100 MHz), branych od powierzchni Ziemi do wysokości 1000 m, dla m-ca sierpnia, 03^h 00^m TU nad USA

Stwierdzono dość dużą korelację między średnim miesięcznym gradientem współczynnika refrakcji, a co za tym idzie, średnią miesięczną wartością skutecznego promienia ziemskiego ¹⁾ i miesięcznymi wartościami stosunku zmieszania ²⁾ przy powierzchni Ziemi [12].

¹⁾ Zmodyfikowany promień ziemski uwzględniający stopień załamania promieni radiowych w troposferze.

²⁾ Mixing ratio, richesse hygrométrique, Mischungsverhältnis — stosunek masy pary wodnej do masy powietrza suchego zawartych w tej samej objętości.

Niedawno stwierdzono [8], że gradient współczynnika refrakcji może być w większości przypadków zastąpiony przez wartość współczynnika refrakcji przy powierzchni Ziemi. Okoliczność ta ma ogromne znaczenie praktyczne, gdyż współczynnik refrakcji przy powierzchni Ziemi może być łatwo obliczony z bieżących pomiarów meteorologicznych bez potrzeby stosowania helikopterów lub radiosond, jak przy pomiarach gradientu.

Narodowe Biuro Standardów USA (National Bureau of Standards) doszło do wniosku, że klasyczne pomiary meteorologiczne mogą być wykorzystane dla określenia wariacji odbieranego pola na podstawie rocznej lub sezonowej prognozy wariacji refrakcyjności radiowej [8].

Ponadto inne badania klimatologii współczynnika refrakcji wykazały celowość jej wykorzystania w zagadnieniach refrakcji, dyfrakcji, rozprożeń i absorpcji fal radiowych.

W USA przeprowadza się obecnie zakrojone na szerszą skalę badanie wariacji współczynnika refrakcji przy powierzchni Ziemi na podstawie dziesięcioletnich danych meteorologicznych branych co 2 godziny. Stanowi to w sumie wykorzystanie dwóch i pół miliona kompletów obserwacji.

Przykład prowizorycznej mapy rozkładu współczynnika refrakcji atmosferycznej przy powierzchni Ziemi podany jest na rys. 6.

Radioelektrycy prowadzą dla potrzeb radiokomunikacji rejestrację natężenia pola zakłóceń atmosferycznych w zależności od częstotliwości fali, momentu doby, pory roku i położenia geograficznego.

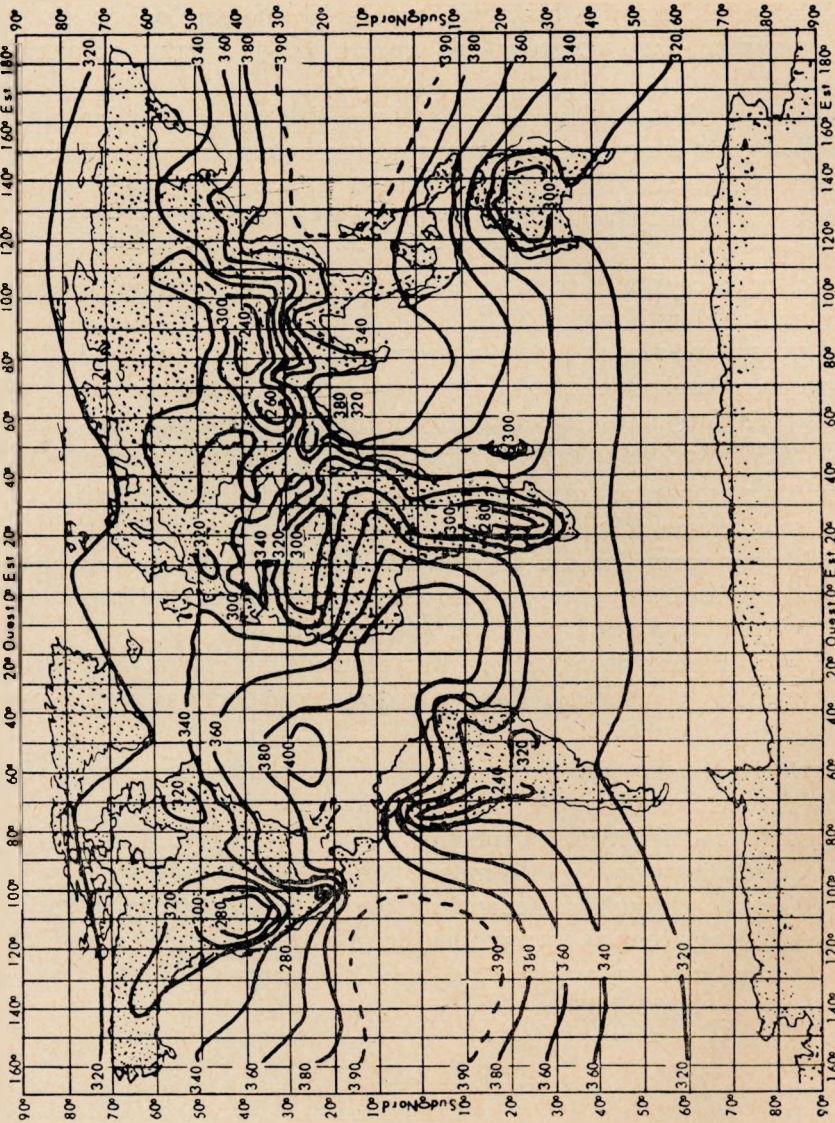
Dane te są potrzebne do określania minimalnego natężenia pola sygnału niezbędnego do utrzymania danego rodzaju radiokomunikacji o wymaganej jakości.

Na rysunku 7 podana jest dla przykładu jedna z map rozkładu radioelektrycznych zakłóceń atmosferycznych na kuli ziemskiej, będących jednym z aspektów radioklimatu świata [5].

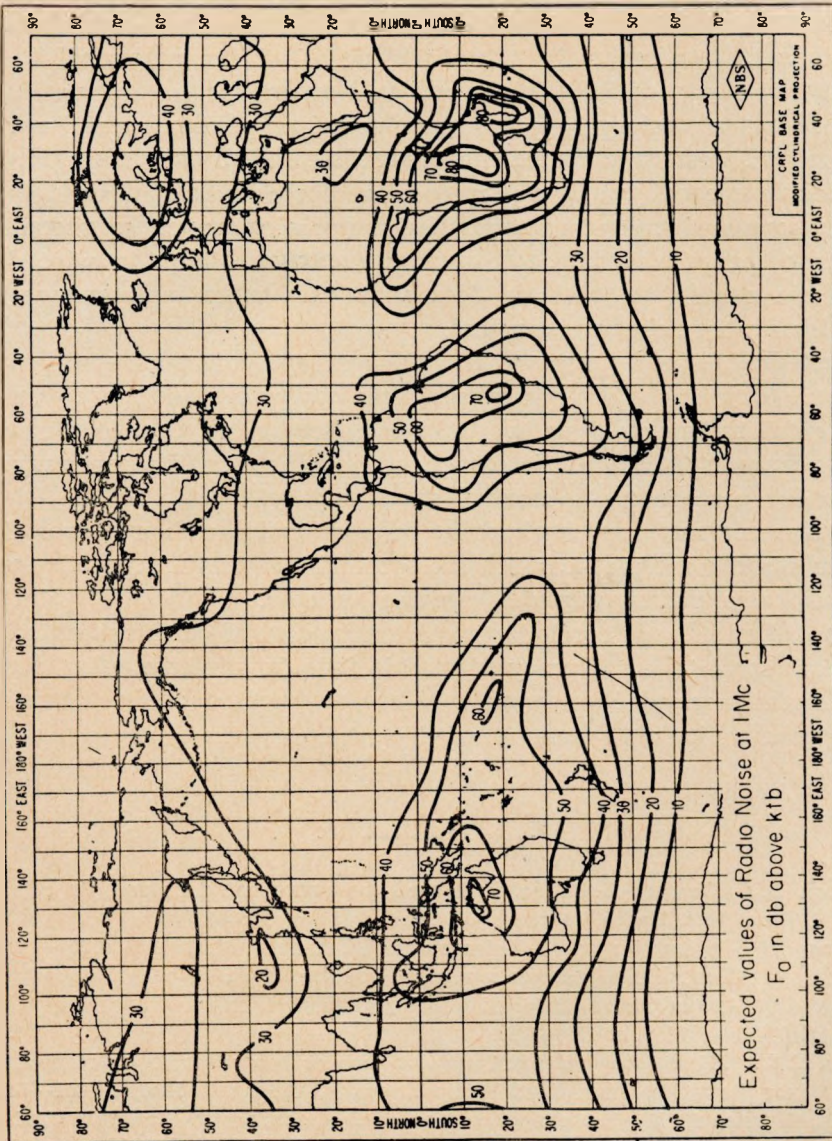
Wreszcie, badanie wyładowań atmosferycznych przez meteorologów za pomocą radiogoniografów i radionamierników również stanowi wkład do radioklimatologii światowej, przyczyniając się znacznie do stworzenia światowej mapy burzowej wymaganej od OMM przez CCIR.

7. ZAKOŃCZENIE

Radioelektrycy zmuszeni do rozwiązywania zagadnień meteorologicznych są zdania, że klasyczna meteorologia, jako nauka dość stara, posługiwała się do niedawna dość prostymi podstawowymi narzędziami mechanicznymi i że dodatkowe wprowadzenie przez radioelektrykę niepomiarowo doskonalszych radiometeorologicznych przyrządów elektronicz-



Rys. 6. Mapa rozkładu współczynnika refrakcji atmosferycznej przy powierzchni Ziemi [8]
 Rozkład światłowy średnich wartości liczby refrakcyjnej $N = (n - 1) \cdot 10^6$ (gdzie n — współczynnik refrakcji) przy powierzchni Ziemi w m-cu sierpniu



Rys. 7. Mapa rozkładu radioelektrycznych zakłóceń atmosferycznych w okresie grudzień — luty, w czasie od 12h 00m do 16h 00m średniego czasu słonecznego [19]. Liczby na krzywych wyrażają stosunek (w dB) mediany średniej mocy godzinnej wyładowań atmosferycznych odbieranych we wstępie o szerokości 1 kHz, na częstotliwości 1 MHz przez określoną antenę „bez strat” do mocy szumu cieplnego w tej antenie przy 288° K.

nych jak np. refraktometr mikrofalowy, radar meteorologiczny, radiogoniograf, licznik radiotrząsków lub pomocniczych przyrządów, jak np. radiosekstans (do badania współczynnika refrakcji), radioteleskop (do badania migotania gwiazd radiowych), sonda jonosferyczna (do badania wibracji jonosferycznych) stanowi bardzo poważny postęp w dotychczasowych metodach i otwiera meteorologii wielkie widoki na przyszłość.

Nie możemy się zgodzić z istniejącymi tu i ówdzie poglądami, według których badania atmosfery za pomocą radiosond są pomiarami radiometeorologicznymi. Jest to uproszczeniem zagadnienia, gdyż w tym przypadku badania nie odbywają się metodą radioelektryczną, lecz tylko wskazania konwencjonalnych przyrządów meteorologicznych są sygnalizowane na odległość za pomocą transmisji radiowej. Mamy tu więc do czynienia nie z radiometeorologią, lecz z zastosowaniem podstawowych metod automatyki telekomunikacyjnej.

Radiometeorologia ma znaczenie nie tylko z tego powodu, że w pewnym stopniu daje radioelektrykom prognozę wpływu stanu pogody na propagację fal radiowych i na warunki radiokomunikacyjne, lecz również z tego powodu, że odwrotnie dane propagacyjne stanowią coraz ważniejszy środek pomocniczy do analizy stanu pogody.

Na zakończenie możemy stwierdzić, że z osiągnięć radiometeorologii w równym stopniu czerpią korzyści: meteorologia, geofizyka, radiofizyka, radiokomunikacja, radionawigacja i radioastronomia.

Jesteśmy zdania, że meteorolodzy współpracując z radioelektrykami nie powinni traktować tej współpracy wyłącznie jako świadczenie usług, lecz na równi z nimi korzystać z nowych możliwości stworzonych przez współczesne potężne radioelektryczne metody badawcze.

WYKAZ LITERATURY

1. *Anderson L. J., Gossard E. E.*: Prediction of the nocturnal duct and its effect on UHF. Proc. Inst. Radio Engrs., t. 41, Nr 1, 1953, s. 136—139.
2. *Ackermann P., Lugeon J.*: Radio-Meteorologie. PTT., t. 33, Nr 8, 1955, s. 297—312.
3. *Anderson L., Gossard E.*: Prognozirowanie warunków rozprzestrzeniania radiowłn nad oceanami po klimatologicznym danym. Wopr. Radiolok. Techn., t. 6, Nr 4, 1956, s. 150—156.
4. *Bussey H. E.*: Microwave attenuation statistics estimated from rainfall and water vapor statistics. Proc. Inst. Radio Engrs., t. 38, Nr 7, 1950, s. 781—785.
5. *Bean B., Meaney F. M.*: Some applications of the monthly median refractivity gradient in tropospheric propagation. Proc. Inst. Radio Eng., t. 47, Nr 10, 1955, s. 1419—1431.
6. *Brandt L.*: Bücherei der Funkortung, Band 5, Teil IV Münchner-Fachtagung 1955. Grundlagen, Anwendungen und Probleme der Wetterfunkortung Dortmund.
7. *Bolszaja sowietskaja encyklopedija*, t. 35, 2 wyd., s. 533.

8. *Bean E. R.*: Sur l'utilisation des observations météorologique courantes en propagation radioélectrique. *Onde El.*, t. 37, Nr 362, 1957, s. 411—415.
9. *Bauer S. J.*: A possible troposphere-ionosphere relationship. *J. geoph. Res.*, t. 62, Nr 3, 1957, s. 425—430.
10. Commission mixte de radio-météorologie. *C. Rend. troisième réun.*, Bruxelles 1954.
11. Die Radiometeorologie in der Deutschen Demokratischen Republik. *Radio u. Fernsehen*, t. 4, Nr 1. 1955, s. 2—5.
12. Depart. of Scientific and Industrial Research. *Radio research 1956. The report of the Radio Research Board and the Report of the Director of Radio Research.* London, 1957.
13. *Hooper A. H.*: Predicting VHF conditions. *The Short Wave Mag.*, t. 10, Nr 12, 1953, s. 741—746.
14. *Klinker L.*: UKW — Fernempfangsbeobachtungen, ihre Bedeutung für Meteorologie und Funktechnik. *Abhandl. des Meteorol. u. Hydrolog. Dienstes d. Deutsch. Dem. Rep.*, t. 4, Nr 35, 1956.
15. *Meade J. E.*: The use of radar in connection with radio meteorology. *L. cit.*
16. *Perlat A., Voge J.*: Atténuation des ondes centimétriques et millimétriques dans l'atmosphère. *Ann. Télécommun.*, t. 8, Nr 12, 1953, s. 395—405.
17. U.R.S.I. *Information Bulletin*, Nr 105 — wrzesień — październik 1957, s. 53.
18. *Von Bladel J.* Les applications du radar a l'astronomie et à la météorologie. Paris 1955.
19. VIII-th Plenary Assembly C.C.I.R., Warsaw 1956. Revision of atmospheric radio noise data. Doc. 490.

С. Ф. Ясинский

ВОПРОСЫ РАДИОМЕТЕОРОЛОГИИ, РАДИОКЛИМАТОЛОГИИ, И ИХ ЗНАЧЕНИЕ

Резюме

Настоящая работа является опытом общего представления и определения новых областей науки радиометеорологии и радиоклиматологии с целью объединения мнений по этому вопросу.

Эти области не являются ещё однозначными понятиями и часто они получают различные значения в зависимости от точки зрения заинтересованных. Автор составляет определение предмета описываемых областей науки радиометеорологии и радиоклиматологии а также определяет детально их современные границы.

С целью обоснования предлагаемых определений в статье представлен детальный обзор целей, результатов и значения проводимых в этих областях работ и исследований, к которым принадлежат исследования по распространению ультракоротких волн, объяснение метеорологического значения ионосферы, исследования атмосферных помех радиоприему совместно с распространением длинных волн, исследования осадков и распределения рефракции а также методы составления радиоклиматологических карт.

S. Jasiński

PROBLEMS OF RADIOMETEOROLOGY AND RADIOCLIMATOLOGY AND THEIR IMPORTANCE

Summary

The aim of this paper is to give a general idea of the new branches of science such as radiometeorology and radioclimatology, to define their respective domains and to establish some order in the pertinent opinions.

The above mentioned branches have not yet been defined clearly and they are often attributed different meanings according to the points of view of persons dealing with them. The author proceeds to define the subject of radiometeorology and radioclimatology, as well as their scope.

As a basis for the proposed definitions the paper gives the detailed survey of objectives, results and significance of research work carried on in these branches of science, which include: investigation of the micro-wave propagation, explanation of the significance of ionosphere for meteorology, investigation of the radio-electrical atmospheric disturbances and the long-wave propagation, investigation of falls and refraction distribution, as well as methods of preparing radioclimatological charts.

S. Jasiński

PROBLÈMES DE LA RADIOMÉTÉOROLOGIE ET DE LA RADIOCLIMATOLOGIE ET LEUR PORTEE

Résumé

Dans cet exposé on a essayé de donner un aperçu général de deux nouvelles sciences, à savoir la radiométéorologie et la radioclimatologie afin d'établir l'étendue de leurs domaines.

Ces domaines ne sont pas encore strictement définis et, selon des points de vue particuliers, on leur prête des limites variés.

L'auteur propose de nouvelles définitions des sujets traités par la radiométéorologie et la radioclimatologie et détermine les limites actuelles de ces sciences.

Une vue d'ensemble des buts, des résultats et de la portée des travaux et études relatifs à ces domaines (études de la propagation à ultra-haute fréquence, explication de l'importance de l'ionosphère pour la météorologie, études des bruits atmosphériques radioélectriques et la propagation des ondes longues, études de précipitations et de la distribution de la réfraction atmosphérique et ainsi que les méthodes de dresser les cartes radioclimatologiques) prouve que les définitions proposées sont bien fondées.

S. Jasiński

PROBLEME
DER RADIOMETEOROLOGIE UND DER RADIOKLIMATOLOGIE
UND IHRE BEDEUTUNG

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit bildet einen Versuch, neue Gebiete der Wissenschaft der Radiometeorologie und Radioklimatologie allgemein zu schildern und zu definieren, sowie diesbezügliche Ansichten zu ordnen.

Diese Gebiete sind noch nicht endgültig festgelegte Begriffe geworden; oft werden ihnen verschiedene Bedeutungen zugeschrieben, die vom Gesichtspunkte der betreffenden Personen abhängig sind.

Der Autor bildet die Definitionen des Gegenstandes der erwähnten Gebiete der Wissenschaft und bestimmt ausführlich ihren gegenwärtigen Bereich.

Um die vorgeschlagenen Definitionen zu begründen, wurde in der Arbeit ein eingehender Überblick von Zwecken, Ergebnissen und Bedeutung der auf diesem Gebiete geführten Forschungsarbeiten angegeben; hierzu gehören: Forschungen der Mikrowellenausbreitung, Erläuterungen der meteorologischen Bedeutung der Ionosphäre, Forschungen der atmosphärischen Funkstörungen samt Langwellenausbreitung, Forschungen der Niederschläge und der Refraktivitätsverteilung sowie Methoden der Ausführung von radioklimatologischen Karten.

ZBIGNIEW GODZIŃSKI

621.371

UOGÓLNIENIE TEORII FEINBERGA NA PRZYPADEK ROZCHODZENIA SIĘ FAL ELEKTROMAGNETYCZNYCH NAD NIEJEDNORODNĄ ZIEMIĄ KULISTĄ I WPROWADZENIE PRZYBLIŻONEJ METODY OBLICZENIOWEJ W OPARCIU O ZASTĘPCZE ŹRÓDŁA WTRÓRNE

Rękopis dostarczono do IŁ. 3.4.1958

W pracy dyskutuje się rozchodzenie się spolaryzowanej pionowo fali przyziemnej ponad kulistą ziemią, niejednorodną w kierunku poziomym i wykazującą dużą zespoloną względną przenikalność dielektryczną; atmosferę założono jednorodną o przenikalności dielektrycznej równej 1. Analizę prowadzi się przy zastosowaniu skalarnej funkcji Hertza i przybliżonych warunków brzegowych; używając we wzorze całkowym Greena specjalnie dobranej funkcji wyprowadza się równanie całkowite dla funkcji tłumienia.

Uzasadnia się, że wpływ niejednorodności ziemi na pole jest równoważny istnieniu pewnych wtórnych źródeł promieniowania, rozłożonych wzdłuż trasy. Dowodzi się, że te rozłożone źródła wtórne mogą być w przybliżeniu zastąpione przez pewną liczbę odpowiednio dobranych skupionych źródeł wtórnych, umieszczonych w odpowiednich punktach trasy; w oparciu o tę właściwość wprowadza się przybliżoną metodę obliczeniową. W pracy podaje się wzory i wykresy dla zastępczych źródeł wtórnych; umożliwia to przeprowadzanie prostych i szybkich obliczeń natężenia pola w wielu praktycznych przypadkach. Dużą zaletę metody stanowi fakt, że może być ona stosowana przy dowolnym charakterze fazowym zespolonej przenikalności dielektrycznej ziemi.

W pracy dyskutuje się wpływ poszczególnych części trasy na pole. Wykazuje się, że wpływ niejednorodności trasy na pole zależy w dużym stopniu od jej położenia na trasie; jest on największy w przypadku, gdy niejednorodność znajduje się w pobliżu anteny nadawczej lub odbiorczej. Omawia się zmiany pola występujące przy przechodzeniu fali przez granicę między dwoma różnymi odcinkami trasy, jak również wzrost natężenia pola przy przechodzeniu fali znad ładu nad morze. Dyskutuje się dokładność i zakres stosowalności metody. Dowodzi się że przedstawiona teoria spełnia zasadę wzajemności.

W celu określenia dokładności i granic stosowalności porównuje się z teorią dwie najważniejsze pół empiryczne metody, a mianowicie metodę zastępczej odległości liczbowej i metodę Millingtona. Wykazuje się, że metoda Millingtona, ze względu na swą prostotę i stosunkowo małe błędy może być stosowana w większości praktycznych zagadnień. Błędy metody zastępczej odległości liczbowej są znacznie większe i metoda ta może być stosowana na ogół tylko do stosunkowo krótkich tras; do tras dłuższych może być użyta tylko wtedy, gdy różnice parametrów elektrycznych poszczególnych odcinków są małe.

1. WSTĘP

Współczesny rozwój radiokomunikacji i radionawigacji wymaga dokładnej znajomości natężenia pola elektromagnetycznego i jego struktury fazowej, potrzebnych do określenia zasięgów radiostacji, do celo-

wego doboru miejsc dla radiostacji komunikacyjnych oraz do uzyskania możliwości przeprowadzania dokładnych namiarów radiowych. Przybliżenie, jakim jest założenie, że ziemia jest jednorodna okazuje się przy tym niewystarczające i należy uwzględniać nieregularność i niejednorodność powierzchni ziemi.

Istniejące dotychczas metody obliczeniowe nie są zadowalające.

Metody empiryczne oparte są w istocie na intuicyjnych przesłankach; próbowano je uzasadnić przez porównanie z wynikami pomiarów. Ze względu na brak analizy teoretycznej dokładność tych metod i ich zakres stosowalności nie są znane.

Metody teoretyczne natomiast albo dotyczą tylko częściowych lub szczególnych przypadków (np. teorie dla ziemi nieregularnej), albo też zmuszają do nadzwyczaj żmudnych obliczeń, np. w przypadku jedynych dotąd istniejących ścisłych teorii dla niejednorodnej ziemi płaskiej.

W tych warunkach CCIR zaleciło prowadzić dalsze badania teoretyczne zagadnienia rozchodzenia się fal elektromagnetycznych nad rzeczywistą, tj. niejednorodną i nieregularną powierzchnią ziemi.

W pracy niniejszej przedstawia się uogólnienie teorii Feinberga, dotyczącej niejednorodnej ziemi płaskiej, na przypadek niejednorodnej ziemi kulistej. Uogólniona teoria umożliwia obliczenie rozkładu pola na każdej trasie składającej się z szeregu jednorodnych odcinków. W oparciu o podstawowe równanie całkowe teorii wprowadza się zastępcze momenty wtórne i korzystając z nich przedstawia się przybliżoną metodę obliczania pola na trasach niejednorodnych; wprowadzona metoda pozwala na znaczne uproszczenie obliczeń i daje poza tym pogładowe wytłumaczenie zachodzących zjawisk. Następnie dowodzi się spełniania zasady wzajemności przez podaną teorię, omawia się wpływ poszczególnych części trasy na pole oraz podaje się dokładność i zakres stosowalności proponowanej przybliżonej metody obliczeniowej. W ostatniej części pracy przeprowadza się analizę najważniejszych metod empirycznych: metody zastępczej odległości liczbowej i metody Millingtona, i wyciąga się wnioski co do ich przydatności praktycznej.

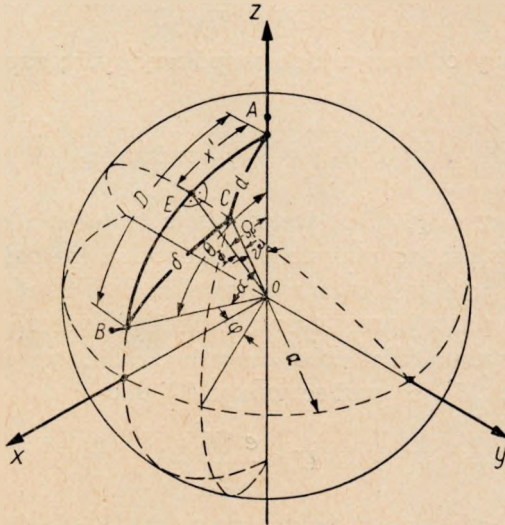
2. UOGÓLNIENIE TEORII FEINBERGA NA PRZYPADEK NIEJEDNORODNEJ ZIEMI KULISTEJ

2.1. Wyprowadzenie podstawowego równania całkowego

Obecnie istnieją dwie metody teoretyczne obliczania rozkładu pola elektromagnetycznego nad niejednorodną ziemią płaską, którymi są teoria Feinberga [1, 2] i Bremmera [3]. Punkty wyjścia i wyniki są w obu

powyższych teoriach zasadniczo te same, jednakże metoda Feinberga jest bardziej elastyczna; z tego względu uogólniając teorię na przypadek niejednorodnej ziemi kulistej oparto się na metodzie Feinberga. Przyjęcie założenia, że ziemia jest kulistą spowodowało szereg zmian w analizie. Najważniejsze z nich dotyczą doboru pomocniczej funkcji i obszaru całkowania we wzorze Greena oraz wprowadzenie zamiast nałożenia pola elektrycznego lub wektora Hertza skalarnej funkcji Π , znanej z teorii dla jednorodnej ziemi kulistej.

Założenia są następujące (rys. 1):



Rys. 1. Położenie anteny nadawczej (punkt A) i odbiorczej (punkt B) nad powierzchnią ziemi kulistej o promieniu a

Tuż nad powierzchnią niejednorodnej ziemi kulistej o promieniu a umieszczono w punkcie A krótką pionową antenę nadawczą (dipol); pole odbieramy w punkcie B na krótką pionową antenę odbiorczą (dipol) umieszczoną również tuż nad powierzchnią ziemi. Odległość między punktami A i B, mierzona po powierzchni ziemi wzdłuż łuku dużego koła, wynosi D ; położenie punktów A i B w układzie współrzędnych kulistych pokazano na rysunku 1.

Zakładamy, że atmosfera jest jednorodną, o względnej przenikalności dielektrycznej równej 1. Zespoloną względną przenikalność dielektryczną ziemi oznaczamy przez ϵ' ; stałą rozchodzenia fali w próżni (powietrzu) oznaczamy przez k_0 . Przyjmujemy układ jednostek cgs abs, natomiast zależność od czasu — w postaci $e^{i\omega t}$.

Pole określamy w oparciu o promieniowy wektor Hertza $\vec{r} \Pi$. Ze

względem na przybliżoną symetrię osiową¹⁾ składowe wektorów pola określane są według następujących zależności:

$$\left. \begin{aligned} E_r &= -\frac{1}{r \sin \vartheta} \frac{\partial}{\partial \vartheta} \left(\sin \vartheta \frac{\partial \Pi}{\partial \vartheta} \right); E_\vartheta = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Pi}{\partial \vartheta} \right); E_\varphi = 0 \\ H_r &= 0; H_\vartheta = 0; H_\varphi = -ik_0 \frac{\partial \Pi}{\partial \vartheta} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Funkcja skalarna Π winna spełniać w przestrzeni poza źródłami pola równanie falowe

$$\nabla^2 \Pi + k_0^2 \Pi = 0 \quad (2)$$

Funkcja Π zależy od wszystkich współrzędnych; zapisujemy ją w postaci

$$\Pi(r, \vartheta, \varphi) = \frac{e^{-ik_0 d}}{d} w(r, \vartheta, \varphi) \quad (3)$$

gdzie: $d = av$ oraz $w(r, \vartheta, \varphi)$ jest funkcją tłumienia nad niejednorodną ziemią kulistą. Na bardzo małych odległościach liczbowych funkcja tłumienia $w \approx 1$, a pole jest dwa razy większe od tego, jakie dane źródła wywoływałyby w pustej przestrzeni; funkcja Π przechodzi wtedy w postać charakterystyczną dla pola danych źródeł w pustej przestrzeni (Bremmer [4], str. 15), co wobec wzoru (3) daje

$$\Pi \approx \frac{e^{-ik_0 r_{AC}}}{r_{AC}} \quad (4)$$

gdzie r_{AC} jest odległością od źródeł pola (punkt A) do bieżącego punktu C.

Na powierzchni ziemi funkcja Π spełnia przybliżone warunki brzegowe [5 ÷ 9, 1,2].

$$\frac{\partial \Pi}{\partial r} = \frac{ik_0}{\sqrt{\epsilon'}} \Pi \quad (5)$$

Dalszą analizę prowadzimy w oparciu o wzór całkowy Greena:

$$\int_v (v_g \nabla^2 \Pi - \Pi \nabla^2 v_g) dv = \int_s \left(v_g \frac{\partial \Pi}{\partial n} - \Pi \frac{\partial v_g}{\partial n} \right) ds \quad (6)$$

Jako funkcję v_g przyjmujemy

$$v_g = \frac{e^{-ik_0 \delta}}{\delta} w_{s_0}(r, a, \varphi) \quad (7)$$

¹⁾ Wzory (1) są ściśle słuszne jedynie przy pełnej symetrii osiowej. W przypadku rozchodzenia się fal nad niejednorodną ziemią przedstawiają one na ogół dobre przybliżenie, niekiedy lub dla pewnych celów mogą jednak dawać zbyt duże błędy. Okoliczność ta jest jedną z przyczyn warunkujących ograniczenia metody (rozd. 3.8).

gdzie $w_s(r, \alpha, \varphi)$ oznacza funkcję tłumienia nad fikcyjną jednorodną kulistą ziemią o parametrze s z teorii Feinberga równym (dowolnemu zresztą) parametrowi s_0 .

$$s = -i \frac{k_0}{2(\epsilon' + 1)} = s_0 \quad (8)$$

Jak wynika z rysunku 1, funkcja v_g określa pole pionowego dipola umieszczonego w punkcie B nad fikcyjną jednorodną ziemią kulistą o parametrze $s = s_0$. Zupełnie podobnie jak funkcja II również funkcja v_g spełnia zatem równanie falowe (2) i przybliżone warunki brzegowe (5), a przy zbliżaniu bieżącego punktu C do punktu B wykazuje podobną osobliwość jak zależność (4).

Obszar V we wzorze (6) ograniczony jest powierzchnią B (rys. 2) utworzoną przez:

- nieskończenie odległą powierzchnię obejmującą całą ziemię (S_∞),
- dwie bardzo małe półkule obejmujące źródła pola (S_A) i punkt odbioru (S_B),
- powierzchnię ziemi, z wyjątkiem bezpośredniego sąsiedztwa punktów A i B (S_z).

Kierunek normalni jest na zewnątrz obszaru V .

Całka przestrzenna we wzorze (6) znika ze względu na spełnienie przez II i v_g równania falowego; całka powierzchniowa po S_∞ znika ze względu na spełnienie warunku promienionowania. Uwzględniając osobliwości funkcji II i v_g w pobliżu punktów A i B otrzymujemy dla całek powierzchniowych:

po powierzchni S_A :

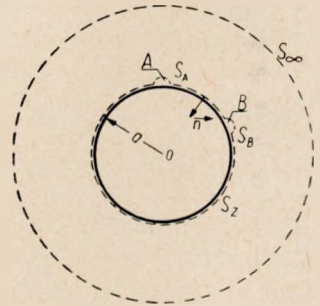
$$2\pi v_g = 2\pi \frac{e^{-ik_0 D}}{D} w_{s_0}(a, \theta, 0) \quad (9)$$

po powierzchni S_B :

$$-2\pi II = -2\pi \frac{e^{-ik_0 D}}{D} w(a, \theta, 0), \quad (10)$$

a stąd, zamieniając również $\frac{\partial}{\partial n}$ przez $-\frac{\partial}{\partial r}$ otrzymujemy:

$$w(a, \theta, 0) = w_{s_0}(a, \theta, 0) - \frac{D \cdot e^{ik_0 D}}{2\pi} \int_{\sigma_z} \left(v_g \frac{\partial II}{\partial r} - II \frac{\partial v_g}{\partial r} \right) ds \quad (11)$$



Rys. 2. Powierzchnie ograniczające obszar V (wzór 6)

Do wzoru (11) wstawiamy wartości $\frac{\partial \Pi}{\partial r}$ i $\frac{\partial v_g}{\partial r}$ stosownie do wzorów (5) i (7); opuszczając promień ziemi a jako argument, otrzymamy

$$w(\theta, 0) = w_{s_0}(\theta, 0) - \frac{ik_0 D}{2\Pi} \int_{S_z} \frac{e^{-ik_0(d+\delta-D)}}{d \cdot \delta} w(\vartheta, \varphi) \cdot w_{s_0}(\alpha\varphi) \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon'+1}} - \frac{1}{\sqrt{\varepsilon'_0+1}} \right) dS \quad (12)$$

We wzorze (12) w oparciu o analizę Feinberga [2] zastąpiono poza tym ε' , ε'_0 przez $\varepsilon'+1$, ε'_0+1 , co dla warunków brzegowych odpowiada przyjęciu lepszego przybliżenia niż (5). Dla dalszej analizy wprowadzimy nowe współrzędne Ω , Φ (rys. 1); wzór (12) przyjmie wówczas postać następującą:

$$w(\theta, 0) = w_{s_0}(\theta, 0) - \frac{ik_0 D}{2\pi} \int_{S_z} \frac{e^{-ik_0(d+\delta-D)}}{d \cdot \delta} w(\Omega, \Phi) \cdot w_{s_0}(\theta-\Omega, \Phi) \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon'+1}} - \frac{1}{\sqrt{\varepsilon'_0+1}} \right) dS \quad (13)$$

Wyrażenie podcałkowe zawiera szybkozmienną funkcję $e^{-ik_0(d+\delta-D)}$. Aby zapewnić powolną zmienność wszystkich pozostałych czynników, zażądamy, aby zmiany ε' były powolne w porównaniu ze zmianami czynnika wykładniczego. Prowadzi to do żądania, aby parametry ziemi zmieniały się niewiele w poprzek trasy w obrębie pierwszych stref Fresnela (patrz rozdz. 2.2). W tych warunkach można dla funkcji wolnozmiennych w przybliżeniu założyć te wartości, jakie mają one w punktach stacjonarnej fazy, tj.:

$$w(\Omega, \Phi) \approx w(\Omega, 0) = w(x') \quad (14)$$

$$w_{s_0}(\theta-\Omega, \Phi) \approx w_{s_0}(\theta-\Omega, 0) = w_{s_0}(D-x') \quad (15)$$

a dla mianownika

$$d \approx x' \quad (16)$$

$$\delta \approx D-x' \quad (17)$$

Dla elementu powierzchni ze względu na małą szerokość efektywnej trasy fal (patrz rozdz. 2.2) można założyć

$$dS \approx a'd\Omega d\Phi \quad (18)$$

Zmienimy również notację:

$$w(\theta, 0) \text{ na } w(D) \text{ oraz } w_{s_0}(\theta, 0) \text{ na } w_{s_0}(D) \quad (19)$$

Dla przybliżonego obliczenia $e^{-ik_0(d+\delta-D)}$ rozwiążemy prostokątne trójkąty sferyczne AEC i BEC:

$$\cos \vartheta = \cos \Omega \cdot \cos \Phi \quad (20)$$

$$\cos \alpha = \cos(\theta-\Omega) \cdot \cos \Phi \quad (21)$$

a stąd

$$\vartheta = \arccos(\cos \Omega \cdot \cos \Phi) \quad (22)$$

$$\alpha = \arccos[\cos(\theta - \Omega) \cdot \cos \Phi] \quad (23)$$

Wyrażenia te rozwijamy w szereg Mac Laurina względem Φ

$$\vartheta = \Omega + \frac{\operatorname{ctg} \Omega}{2} \Phi^2 - \frac{\operatorname{ctg} \Omega (1 + 3 \operatorname{ctg}^2 \Omega)}{24} \Phi^4 + \dots \quad (24)$$

$$\alpha = \theta - \Omega + \frac{\operatorname{ctg}(\theta - \Omega)}{2} \Phi^2 - \frac{\operatorname{ctg}(\theta - \Omega) [1 + 3 \operatorname{ctg}^2(\theta - \Omega)]}{24} \Phi^4 + \dots \quad (25)$$

W oparciu o wyniki obliczenia efektywnej szerokości trasy (rozdz. 2.2) można wykazać, że we wzorach (24) i (25) wystarczy ograniczyć się tylko do dwu pierwszych wyrazów¹⁾, co daje:

$$d + \delta - D \approx \frac{a}{2} [\operatorname{ctg} \Omega + \operatorname{ctg}(\theta - \Omega)] \Phi^2 \quad (26)$$

Równanie (13) przejdzie wtedy w równanie o postaci następującej:

$$w(D) = w_{s_0}(D) - \frac{ik_0 Da^2}{2\pi} \int_0^\theta \frac{w(x') \cdot \omega_{s_0}(D - x')}{x'(D - x')} \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon' + 1}} - \frac{1}{\sqrt{\varepsilon'_0 + 1}} \right) d\Omega \cdot \\ \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i \frac{k_0 a}{2} [\operatorname{ctg} \Omega + \operatorname{ctg}(\theta - \Omega)] \Phi^2} d\Phi \quad (27)$$

Całkę po Ω rozciągnięto od 0 do θ , tj. nie wyłączono z obszaru całkowania odcinków bezpośrednio przylegających do punktów A i B: odcinki te nie wpływają bowiem obecnie na wartość rozważanej całki (27).

Całka po Φ jest to całka Fresnela; rozciągnięto ją od $-\infty$ do $+\infty$, ponieważ wpływ elementów dS dla dużych Φ jest i tak pomijalny.

Podstawiając wartość całki Fresnela

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i \frac{k_0 a}{2} [\operatorname{ctg} \Omega + \operatorname{ctg}(\theta - \Omega)] \Phi^2} d\Phi = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{i \frac{k_0 a}{2} [\operatorname{ctg} \Omega + \operatorname{ctg}(\theta - \Omega)]}} \quad (28)$$

jak również zastępując kąty przez łuki

$$\Omega = \frac{x'}{a}; \theta - \Omega = \frac{D - x'}{a}; d\Omega = \frac{dx'}{a} \quad (29)$$

¹⁾ Podobnie jak w teoriach Feinberga i Bremmera dla niejednorodnej ziemi płaskiej przybliżenie powyższe nie jest ścisłe w bezpośrednim sąsiedztwie punktów A i B. W związku z tym powinno się w przyszłości przedyskutować dokładniej zagadnienie wpływu odcinków bezpośrednio przylegających do anteny nadawczej i odbiorczej jak również przebieg pola w bezpośrednim sąsiedztwie granicy dwóch różnych terenów.

oraz wprowadzając stosownie do wzoru (8) parametr s , otrzymamy następujące równanie całkowe dla $w(D)$:

$$w(D) = w_{s_0}(D) - i \frac{D\sqrt{a}}{\sqrt{\pi}} \int_0^D \frac{w(x') \cdot w_{s_0}(D-x')}{x'(D-x')} \frac{\sqrt{s} - \sqrt{s_0}}{\sqrt{\operatorname{ctg} \frac{x'}{a} + \operatorname{ctg} \frac{D-x'}{a}}} dx' \quad (30)$$

Dla ziemi płaskiej należy w równaniu całkowym (30) zastąpić funkcje $w_{s_0}(D)$ i $w_{s_0}(D-x')$ przez odpowiednie funkcje Sommerfelda $y(s_0D)$ i $y[s_0(D-x')]$ oraz dokonać przejścia granicznego $a \rightarrow \infty$, otrzymujemy wówczas wzór następujący:

$$w(D) = y(s_0D) - i \sqrt{\frac{D}{\pi}} \int_0^D \frac{w(x') \cdot y[s_0(D-x')]}{\sqrt{x'(D-x')}} (\sqrt{s} - \sqrt{s_0}) dx' \quad (31)$$

Wzór (31) jest właśnie podstawowym wzorem teorii Feinberga; tak więc teoria Feinberga dla ziemi płaskiej okazuje się szczególnym przypadkiem referowanej teorii dla $a = \infty$.

Wzór (30) można dla celów praktycznych dalej uprościć, rozwijając w szereg kotangensy i pomijając wyrazy wyższych rzędów; błędy, jakie w ten sposób wprowadza się, nie przekraczają kilku % nawet dla $D = 5000$ km.

Równanie (30) przybiera wówczas postać następującą:

$$w(D) = w_{s_0}(D) - i \sqrt{\frac{D}{\pi}} \int_0^D \frac{w(x') \cdot w_{s_0}(D-x')}{\sqrt{x'(D-x')}} (\sqrt{s} - \sqrt{s_0}) dx' \quad (32)$$

Dla trasy złożonej z szeregu N jednorodnych odcinków otrzymujemy ostatecznie

$$w(D) = w_{s_0}(D) - i \sqrt{\frac{D}{\pi}} \sum_{j=1}^N (\sqrt{s_j} - \sqrt{s_0}) \int_{x_{j-1}}^{x_j} \frac{w(x') \cdot w_{s_0}(D-x')}{\sqrt{x'(D-x')}} dx' \quad (33)$$

gdzie x_{j-1} , x_j oznaczają granice odcinka j .

W oparciu o dyskusje Feinberga [1,2] w równaniu (33) pominięto wpływ obszarów przejściowych między poszczególnymi jednorodnymi odcinkami.

Obliczanie rozkładu pola stosownie do równania (33) odbywa się tak, jak w metodzie Feinberga dla niejednorodnej ziemi płaskiej.

Przebieg funkcji tłumienia na pierwszym odcinku jest taki sam jak nad jednorodną ziemią o parametrze $s = s_1$. Dla obliczenia tłumienia na drugim odcinku zakłada się, że $s_0 = s_2$; w równaniu (33) znika wtedy całka wzdłuż drugiego odcinka, a pozostała całka może być obliczona. Po przeliczeniu w ten sposób przebiegu $w(D)$ na drugim odcinku zakła-

damy, że $s_0 = s_3$, wtedy znika całka wzdłuż trzeciego odcinka, a pozostałe całki wzdłuż odcinków 1 i 2 mogą być obliczone. Po przeliczeniu przebiegu $w(D)$ na trzecim odcinku zakładamy, że $s_0 = s_4$ itd.

Analityczne przeprowadzenie powyższych obliczeń możliwe jest jedynie w niewielu najprostszyc przypadkach. W zagadnieniach praktycznych z reguły nie jest to możliwe i należy przeprowadzać nadzwyczaj żmudne numeryczne całkowania. Wprowadzenie zastępczych źródeł wtórnych pozwala na znaczne uproszczenie obliczeń (omówimy to w rozdz. 3).

2.2. Efektywna trasa fal elektromagnetycznych

Występujący w równaniu (27) szybkozmienny czynnik

$$e^{-ik_0(d+\delta-D)} \approx e^{-i \frac{k_0 a}{2} \left[\operatorname{ctg} \frac{x'}{a} + \operatorname{ctg} \frac{D-x'}{a} \right] \phi^2} \quad (34)$$

powoduje, że istotny wpływ na pole mają jedynie części powierzchni ziemi przylegające do linii (odcinka dużego koła) łączącej nadajnik z odbiornikiem. Pozwala to, w oparciu o pojęcie stref Fresnela, przedyskutować zagadnienie efektywnej trasy fal radiowych [1,2].

Określając granice stref Fresnela zależnością

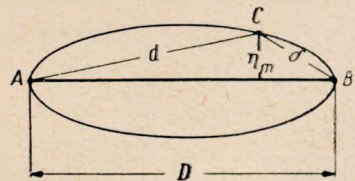
$$k_0(d+\delta-D) = m \frac{\pi}{2} \quad (m = 0, 1, 2, \dots) \quad (35)$$

otrzymujemy w przybliżeniu jako szerokość m -tej strefy Fresnela:

$$2\eta_m \approx \sqrt{2m\lambda x' \left(1 - \frac{x'}{D}\right)} \quad (36)$$

gdzie λ jest długością fali (rys. 3). Otrzymane wyniki pokazują wyraźnie efekt poczynionych przybliżeń: strefy Fresnela powinny mianowicie wybiegać nieznacznie poza punkty A i B.

Dla celów praktycznych można za efektywną trasę fal radiowych przyjąć obszar objęty przez kilka pierwszych stref Fresnela i obliczać szerokość trasy fal w oparciu o wzór (36).



Rys. 3. Kształt stref Fresnela stosownie do wzoru (36)

3. ZASTĘPCZE ŹRÓDŁA WTÓRNE

3.1. Wprowadzenie zastępczych źródeł wtórnych

Stosując podobne rozumowanie jak dla jednorodnej ziemi [4] można wykazać, że ta sama funkcja tłumienia $w(D)$, którą wprowadzono dla

funkcji Π , pojawi się również we wzorach dla składowej normalnej wektora natężenia pola elektrycznego; otrzymamy wtedy w jednostkach praktycznych

$$E_{ef}(D) = 300 \frac{\sqrt{W'}}{D} e^{-ik_0 D} w(D) \left[\frac{\text{mV}}{\text{m}} \right] \quad (37)$$

przy czym

$[W' —$ moc, jaką dipol o danym momencie elektrycznym promieniowałby na doskonale przewodzącą płaszczyznę [4], w kW,

$D —$ odległość między punktami A i B , w km.

W dalszych rozważaniach będziemy stale stosować oznaczenia jak we wzorze (37). Dla uproszczenia zapisu wprowadzimy oznaczenie p_0 , które nazwiemy momentem pierwotnym.

$$p_0 = 300 \sqrt{W'} \quad (38)$$

Po wprowadzeniu tych oznaczeń otrzymamy

$$E(D) = \frac{p_0}{D} e^{-ik_0 D} w(D) \quad (39)$$

oraz

$$E(x') = \frac{p_0}{x'} e^{-ik_0 x'} w(x') \quad (40)$$

Mnożąc obie strony równania (33) przez $\frac{p_0}{D} e^{-ik_0 D}$ i uwzględniając tożsamość

$$e^{-ik_0 D} \equiv e^{-ik_0 x'} \cdot e^{-ik_0 (D-x')} \quad (41)$$

otrzymujemy

$$E(D) = E_{s_0}(D) - \frac{i}{\sqrt{\pi}} \sum_{j=1}^N (\sqrt{s_j} - \sqrt{s_0}) \int_{x_{j-1}}^{x_j} \left[E(x') \sqrt{x' \frac{D-x'}{D}} dx' \right] \frac{e^{-ik_0 (D-x')}}{D-x'} w_{s_0}(D-x') \quad (42)$$

gdzie $E_{s_0}(D)$ oznacza pole, jakie dane źródła wytworzyłyby w odległości D nad jednorodną ziemią o parametrze $s = s_0$.

Otrzymany wynik interpretujemy następująco:

Dla obliczenia pola elektrycznego nad niejednorodną ziemią można założyć formalnie, że ziemia jest jednorodną o pewnym (dowolnym zresztą) parametrze $s = s_0$. Pole elektryczne jest wtedy superpozycją pól momentu pierwotnego p_0 oraz momentów wtór-

nych dp , rozłożonych wzdłuż trasy i proporcjonalnych do natężenia pola w danym punkcie:

$$\begin{aligned} dp &= -\frac{i}{\sqrt{\pi}}(\sqrt{s} - \sqrt{s_0}) p_0 \frac{e^{-ik_0 x'}}{x'} w(x') \sqrt{x' \frac{D-x'}{D}} dx' = \\ &= -\frac{i}{\sqrt{\pi}}(\sqrt{s} - \sqrt{s_0}) E(x') \sqrt{x' \frac{D-x'}{D}} dx' \end{aligned} \quad (43)$$

W zależnościach (42) i (43) występują szybkozmiennie czynniki

$$e^{-ik_0 D}, e^{-ik_0 x'}, e^{-ik_0(D-x')}$$

Ze względu na tożsamość (41) czynniki te będziemy w przyszłości stale opuszczać, tj. przyjmiemy ostatecznie

$$E(x') = p_0 \frac{w(x')}{x'} \quad (44)$$

$$E(D) = p_0 \frac{w(D)}{D} \quad (45)$$

$$\begin{aligned} dp &= -\frac{i}{\sqrt{\pi}}(\sqrt{s} - \sqrt{s_0}) p_0 \frac{w(x')}{x'} \sqrt{x' \frac{D-x'}{D}} dx' = \\ &= -\frac{i}{\sqrt{\pi}}(\sqrt{s} - \sqrt{s_0}) E(x') \sqrt{x' \frac{D-x'}{D}} dx' \end{aligned} \quad (46)$$

Równanie (42) przyjmie wtedy postać

$$E(D) = E_{s_0}(D) + \int_0^D dp \frac{w_{s_0}(D-x')}{D-x'} \quad (47)$$

Czynnik $\sqrt{x' \frac{D-x'}{D}}$ we wzorach dla momentów wtórnych wiąże się z szerokością efektywnej trasy fal radiowych, gdyż stosownie do wzoru (36), jest proporcjonalny do $2\eta_m$. Wprowadzone źródła wtórne nie są stałe, ale wzrastają przy oddalaniu się od nich; wzrost ustaje na bardzo dużych odległościach ($D \gg x'$) i w związku z tym celowe jest, aby wprowadzić wielkość momentów wtórnych, dp_∞ , obliczaną dla bardzo dużych D :

$$dp_\infty = -\frac{i}{\sqrt{\pi}}(\sqrt{s} - \sqrt{s_0}) p_0 \frac{w(x')}{x'} dx' = -\frac{i}{\sqrt{\pi}}(\sqrt{s} - \sqrt{s_0}) E(x') \sqrt{x'} dx' \quad (48)$$

a stąd

$$dp = dp_{\infty} \sqrt{\frac{D - x'}{D}} \quad (49)$$

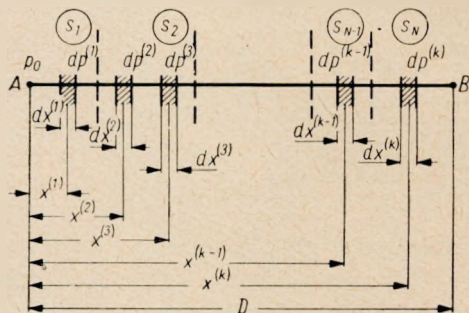
Ważną okolicznością jest fakt, że momenty wtórne dp' , obliczone dla odcinka trasy przy pewnym parametrze $s = s'_0$, można bardzo prosto przeliczyć dla innego parametru $s = s''_0$; na podstawie wzoru (46) otrzymamy

$$dp'' = \frac{\sqrt{s - \sqrt{s'_0}}}{\sqrt{s - \sqrt{s_0}}} dp' \quad (50)$$

Przy obliczaniu momentów wtórnych i pola, jakie one wytwarzają, można korzystać z konwencjonalnych krzywych rozchodzenia się fal. Należy wtedy uwzględnić, że krzywe te podaje się z reguły dla $W' = 1$ kW, tj. przy naszych oznaczeniach dla $p_0 = 300$. Odpowiednio do tego przy obliczaniu pola wywoływanego przez źródła wtórne dp należy wynik, odczytany z krzywych, pomnożyć przez $\frac{dp}{300}$.

3.2. Spełnianie zasady wzajemności

Rozważmy trasę składającą się z N jednorodnych odcinków (rys. 4). Stosownie do poprzednich rozważań można obliczyć pole w punkcie odbioru B jako superpozycję pola anteny pierwotnej p_0 i anten wtórnych, rozłożonych wzdłuż całej trasy; ziemię uważamy przy tym formalnie za jednorodną o parametrze



Rys. 4. Mechanizm powstawania wypadkowego pola w punkcie odbioru poprzez wzajemne oddziaływanie kolejnych elementów trasy o momentach p_0 , dp^1 , dp^2 , ...

$s = s_0$. Momenty wtórne są jednak proporcjonalne do natężenia pola elektrycznego w danym punkcie, a pole to jest z kolei wynikiem nałożenia się pól anteny pierwotnej i wszystkich poprzedzających dany punkt anten wtórnych. W rezultacie pole w punkcie B przedstawia superpozycję pól, będących wynikiem wzajemnego oddziaływania wszystkich elementów trasy we wszystkich kombinacjach, tworzonych z kolejno coraz dalszych elementów; antena pierwotna liczona jest przy tym jako pierwszy element.

W rezultacie pole w punkcie B przedstawia superpozycję pól, będących wynikiem wzajemnego oddziaływania wszystkich elementów trasy we wszystkich kombinacjach, tworzonych z kolejno coraz dalszych elementów; antena pierwotna liczona jest przy tym jako pierwszy element.

Rozważmy jako jedną z takich kombinacji układ (rys. 4).

$$p_0, dp^{(1)}, dp^{(2)}, \dots, dp^{(k-1)}, dp^{(k)}$$

Pole dE , jakie otrzymamy w punkcie B w wyniku kolejnego wzajemnego oddziaływania powyższych elementów trasy, wynosi

$$dE = p_0 \left(\frac{-i}{\sqrt{\pi}} \right)^k (\sqrt{s_1} - \sqrt{s_0}) \dots (\sqrt{s_N} - \sqrt{s_0}) \frac{w_{s_0}(x^{(1)})}{\sqrt{x^{(1)}}} \cdot \frac{w_{s_0}(x^{(2)} - x^{(1)})}{\sqrt{x^{(2)} - x^{(1)}}} \dots$$

$$\dots \left| \frac{w_{s_0}(x^{(k)} - x^{(k-1)})}{\sqrt{x^{(k)} - x^{(k-1)}}} \cdot \frac{w_{s_0}(D - x^{(k)})}{\sqrt{D(D - x^{(k)})}} dx^{(1)} dx^{(2)} \dots dx^{(k-1)} dx^{(k)} \right. \quad (51)$$

We wzorze (51) czynniki $(\sqrt{s_j} - \sqrt{s_0})$ występują tyle razy, ile elementarnych źródeł wtórnych umieszczono na danym (j -tym) odcinku trasy. Wyłączenie D spod pierwiastka ostatniego wyrazu wzoru (51) i umieszczenie go na początku wyrażenia pokazuje symetryczną budowę wzoru i wykazuje, że identyczny wynik otrzymalibyśmy, umieszczając antenę pierwotną p_0 w punkcie B . Ponieważ wynik ten dotyczy każdej kombinacji kolejnych elementów trasy, dotyczy on również i pola wypadkowego, a tym samym zostało dowiedzione, że przedstawiona w poprzednich rozdziałach teoria spełnia zasadę wzajemności.

W przypadku ziemi płaskiej Bremmer na zupełnie innej drodze dowiódł dla swej teorii spełnianie zasady wzajemności, ale tylko dla tras złożonych z dwu jednorodnych odcinków [3]. Feinberg zakładał stale dla swojej teorii spełnianie zasady wzajemności, jednak nie dowiódł tego. Dowód spełniania zasady wzajemności przez proponowaną teorię ma duże znaczenie, gdyż upewnia, że w toku analizy nie poczyniono niedopuszczalnych uproszczeń.

3.3. Wprowadzenie zastępczych momentów wtórnych

Stosownie do wzorów (47) i (49)

$$E(D) = E_{s_0}(D) + \int_0^D dp \frac{w_{s_0}(D - x')}{D - x'} = E_{s_0}(D) +$$

$$+ \int_0^D dp_{\infty} \sqrt{\frac{D - x'}{D}} \cdot \frac{w_{s_0}(D - x')}{D - x'} \quad (52)$$

rozważymy pole cząstkowe $E_{d_1 d_2}$, jakie dają źródła wtórne rozłożone na odcinku $d_1 < x' < d_2$; wynosi ono:

$$E_{d_1 d_2} = \int_{d_1}^{d_2} dp_{\infty} \sqrt{\frac{D - x'}{D}} \cdot \frac{w_{s_0}(D - x')}{D - x'} \quad (53)$$

Dla uproszczenia oznaczymy:

$$\sqrt{\frac{D - x'}{D}} \cdot \frac{w_{s_0}(D - x')}{D - x'} = F(x') \quad (54)$$

Rozwijając funkcję $F(x')$ w szereg Taylora wokół pewnego punktu $x' = \bar{x}$ otrzymamy

$$E_{a, a_2} = F(\bar{x}) \int_{d_1}^{d_2} dp_{\infty} + F'(\bar{x}) \int_{d_1}^{d_2} (x' - \bar{x}) dp_{\infty} + \frac{F''(\bar{x})}{2} \int_{d_1}^{d_2} (x' - \bar{x})^2 dp_{\infty} + \dots (55)$$

Dla nie zadużych odległości $(x' - \bar{x})$ trzeci składnik we wzorze (55) jest bardzo mały; jeśli byłoby możliwe uczynić i drugi składnik bliski zeru, to otrzymalibyśmy bardzo prosty wynik:

$$E_{a_1, a_2} \approx F(\bar{x}) \int_{d_1}^{d_2} dp_{\infty} \quad (56)$$

Stosownie do tego żądamy, aby drugi składnik był równy zeru

$$\int_{d_1}^{d_2} (x' - \bar{x}) dp_{\infty} = \int_{d_1}^{d_2} x' dp_{\infty} - \bar{x} \int_{d_1}^{d_2} dp_{\infty} = 0 \quad (57)$$

stąd

$$\bar{x} = \frac{\int_{d_1}^{d_2} x' dp_{\infty}}{\int_{d_1}^{d_2} dp_{\infty}} \quad (58)$$

Dla zespolonych dp_{∞} warunek (57) na ogół nie może być spełniony, wobec tego modyfikujemy wzór (58) i żądamy, aby:

$$\bar{x} = \frac{\int_{d_1}^{d_2} |x' dp_{\infty}|}{\left| \int_{d_1}^{d_2} dp_{\infty} \right|} \quad (59)$$

Ze względu na zmiany fazy funkcji $w_{s_0}(D - x')$ założenie wzoru (59) dla \bar{x} wydawało nam się bardziej celowe, niż przyjęcie po prostu modułu wyrażenia (58).

Stosownie do wzoru (56) otrzymamy wtedy:

$$E_{d_1, d_2} \approx \left(\int_{d_1}^{d_2} dp_\infty \right) \sqrt{\frac{D-x}{D}} \cdot \frac{w_{s_0}(D-x)}{D-x} \quad (60)$$

Wprowadzamy oznaczenia następujące:

$$p_{d_1, d_2, \infty} = \int_{d_1}^{d_2} dp_\infty \quad (61)$$

oraz

$$p_{d_1, d_2} = p_{d_1, d_2, \infty} \sqrt{\frac{D-x}{D}} \left(\int_{d_1}^{d_2} d_{2\infty} \right) \sqrt{\frac{D-x}{D}} \quad (62)$$

wtedy wyrażenie (60) przybiera postać następującą:

$$E_{d_1, d_2} \approx p_{d_1, d_2} \frac{w_{s_0}(D-x)}{D-x} = p_{d_1, d_2, \infty} \sqrt{\frac{D-x}{D}} \cdot \frac{w_{s_0}(D-x)}{D-x} \quad (63)$$

Otrzymany wzór jest wzorem podstawowym dla proponowanej przybliżonej metody obliczeniowej; stwierdza on, że wpływ źródeł wtórnych rozłożonych na trasie na odcinku $d_1 < x' < d_2$, można zastąpić przez przyjęcie pojedynczych zastępczych źródeł wtórnych p_{d_1, d_2} , umieszczonych w punkcie $x' = \bar{x}$. Położenie tego zastępczego źródła wtórnego nie zależy od odległości D ; natomiast jego moment zależy od odległości w podobny sposób, jak i elementarne momenty dp .

Odpowiednio do tego przedstawioną metodę obliczeniową proponuje się nazwać metodą zastępczych źródeł wtórnych.

Obliczanie rozkładu pola na niejednorodnej trasie w oparciu o zastępcze momenty wtórne odbywa się w zasadzie według tych samych reguł, jakie podano w rozdz. 2.1, tj. przez dobieranie kolejno parametru $s_0 = s_2, s_3, \dots$, i obliczanie pola jako nałożenia się pól momentu pierwotnego i zastępczych momentów wtórnych z poszczególnych odcinków; należy przy tym przypomnieć, że przy każdej zmianie parametru s_0 zastępcze momenty wtórne ulegają zmianie stosownie do wzoru (50).

Ten zasadniczy schemat obliczeniowy okazuje się niewygodny na małych odległościach od granicy dwu różnych terenów; okazuje się wtedy korzystniejsze wprowadzić pewną uogólnioną funkcję tłumienia (patrz rozdz. 3.6).

3.4. Źródła wtórne na pierwszym odcinku

Dla obliczenia zastępczych źródeł wtórnych należy znać rozkład pola na danym odcinku; problem jest najprostszy dla pierwszego odcinka, tj. dla odcinka bezpośrednio przylegającego do anteny nadawczej, gdyż przyjmujemy wtedy rozkład pola jak dla ziemi jednorodnej. Wyrowadzenie wzorów ostatecznych możliwe jest jedynie dla niezbyt dużych odległości, gdy ziemię można w przybliżeniu uważać za płaską. Na dalszych odległościach należy oprzeć się bezpośrednio na podstawowych wzorach (48), (49), (61) i (62); do obliczeń konieczna jest przy tym znajomość modułu i fazy funkcji tłumienia lub natężenia pola nad ziemią kulistą, co znacznie zwiększa pracochłonność rachunków.

Obliczenia praktyczne uprościłyby się znacznie, gdyby konwencjonalne krzywe rozchodzenia zostały uzupełnione przez wrysowanie w nie krzywych równej fazy.

Obecnie przeprowadzimy obliczenia momentów wtórnych na pierwszym odcinku przy założeniu płaskiej ziemi; stosownie do wzorów (61) i (48) będzie:

$$p_{d_1, d_2, \infty} = \int_{d_1}^{d_2} dp_{\infty} = -\frac{i}{\sqrt{\pi}} (\sqrt{s} - \sqrt{s_0}) p_0 \int_{d_1}^{d_2} \frac{y(sx')}{\sqrt{x'}} dx' \quad (64)$$

gdzie $y(sx') = y(\varrho)$ jest funkcją tłumienia Sommerfelda dla ziemi płaskiej, a $\varrho = sx'$ jest odległością liczbową.

Występująca we wzorze (64) całka może być obliczona w oparciu o zależność następującą [3]:

$$\frac{1}{n!} \int_0^{\varrho_1} y(\varrho) \varrho^{n-1/2} d\varrho = -i\sqrt{\pi} - \sum_{m=0}^n \frac{\varrho_1^{m-1/2}}{m!} \left[y(\varrho_1) + \frac{1}{2m-1} \right] \quad (65)$$

pozwala to wprowadzić i obliczyć pewną nową funkcję $v(\varrho)$, która odgrywa dużą rolę w dalszych rozważaniach:

$$v(\varrho_1) = -\frac{i}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\varrho_1} \frac{y(\varrho) d\varrho}{\sqrt{\varrho}} = -1 - i \frac{1-y(\varrho_1)}{\sqrt{\pi \varrho_1}} \quad (66)$$

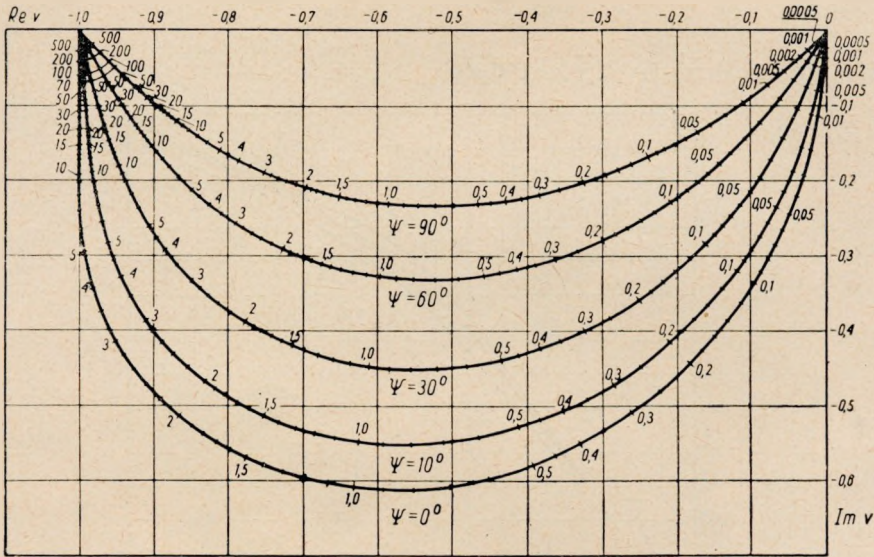
Wykresy biegunowe funkcji $v(\varrho)$ dla pięciu charakterów fazowych parametru s podane są na rys. 5; obliczono je w oparciu o tablice Karpowa [10]. Asymptotyczne wzory dla $v(\varrho)$ są następujące:

przy małych ϱ ($|\varrho| \ll 1$)

$$v(\varrho) = -i \frac{2}{\sqrt{\pi}} \varrho^{1/2} - \varrho + i \frac{4}{3\sqrt{\pi}} \varrho^{3/2} + \frac{1}{2} \varrho^2 - i \frac{8}{15\sqrt{\pi}} \varrho^{5/2} - \frac{1}{6} \varrho^3 + \dots \quad (67)$$

przy dużych ϱ ($|\varrho| \geq 10$)

$$v(\varrho) \approx -1 - \frac{i}{\sqrt{\pi\varrho}} \quad (68)$$



Rys. 5. Przebieg funkcji $v(\varrho) = f(\varrho)$ dla różnych wartości parametru $\psi = \text{arctg} \frac{(\varepsilon + 1)^{\omega}}{4\pi\sigma}$

Dla momentów wtórnych otrzymamy ostatecznie zależność następującą:

$$p_{d_1, d_2, \infty} = p_0 \left(1 - \sqrt{\frac{s_0}{s}} \right) [v(sd_2) - v(sd_1)] \quad (69)$$

Dla obliczenia środka ciężkości \bar{x} momentów wtórnych stosujemy wzór (59); po prostych przeróbkach otrzymujemy:

$$|\bar{\varrho}| = |s\bar{x}| = \frac{\int_0^{\varrho_2} \varrho \cdot dv(\varrho) - \int_0^{\varrho_1} \varrho \cdot dv(\varrho)}{|v(\varrho_2) - v(\varrho_1)|} \quad (70)$$

gdzie: $\varrho_1 = sd_1$; $\varrho_2 = sd_2$

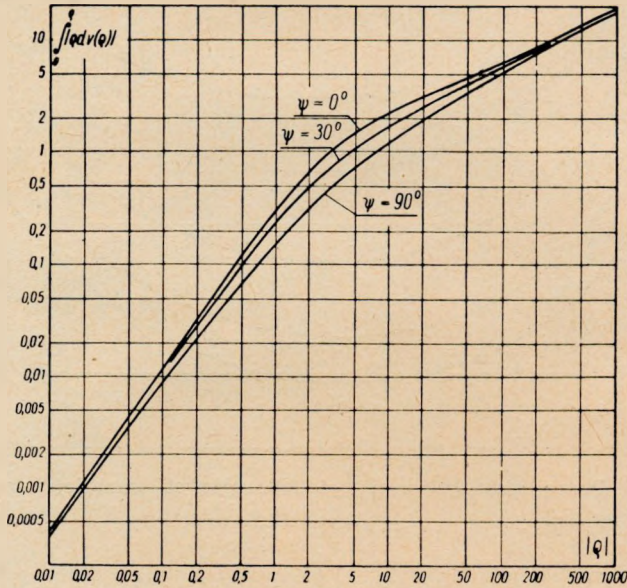
Dla ułatwienia obliczania \bar{x} przeliczono $\int_0^{\varrho} \varrho \cdot dv(\varrho)$ dla trzech charakterów fazowych parametru s (rys. 6); w skrajnych przypadkach możliwe jest jednak uzyskanie wzorów prostszych:

dla bardzo małych ρ :

$$\bar{x} \approx \frac{d_1 + \sqrt{d_1 d_2} + d_2}{3} \quad (71)$$

co dla $d_1 = 0$, $d_2 = d$ daje $\bar{x} \approx \frac{d}{3}$ (72)

dla bardzo dużych ρ : $\bar{x} \approx \sqrt{d_1 d_2}$ (73)



Rys. 6. Przebieg funkcji $\int_0^{\rho} |\rho dv(\rho)| = f(\rho)$ dla różnych

wartości parametru $\psi = \arctg \frac{(\epsilon + 1)\omega}{4\pi\sigma}$

Jeżeli rozważyć odcinek przylegający do anteny ($d_1 = 0$; $d_2 = d$), to w miarę wzrostu odległości liczbowej $\rho = sd$ stosunek \bar{x}/d staje się coraz mniejszy (rys. 7).

W przypadku gdy pierwszym odcinkiem jest morze, parametr $s \approx 0$, wówczas wzór (69) przybiera postać następującą:

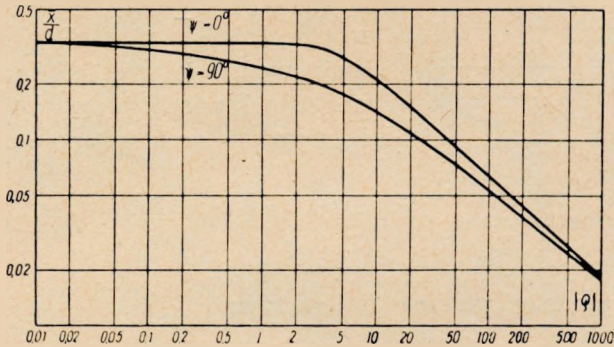
$$p_{a_1, a_2 \infty} \approx i \frac{2}{\sqrt{\pi}} p_0 (\sqrt{s_0 d_2} - \sqrt{s_0 d_1}) \quad (74)$$

a dla środka ciężkości odcinka należy stosować wzory (71) i (72).

W praktycznych obliczeniach jako jednostkę długości najwygodniej brać 1 km; wówczas wzór (8) dla parametru s przybiera postać następującą:

dla przewodności właściwej ziemi σ w jednostkach cgs es:

$$s = \frac{\pi \cdot 10^3}{\lambda \left[\frac{\sigma \cdot \lambda}{1,5 \cdot 10^3} + i(\epsilon + 1) \right]} \text{ [km}^{-1}\text{]}. \quad (75a)$$



Rys. 7. Położenie środka ciężkości źródeł wtórnych na odcinku przylegającym do anteny nadawczej

$$\left[\frac{\bar{x}}{d} = \frac{\int_0^{\rho} |q| dv(\rho)}{|v(\rho)|} = f(|\rho|) \right]$$

dla σ w jednostkach cgs em:

$$s = \frac{\pi \cdot 10^3}{\lambda [6 \cdot 10^{12} \sigma \cdot \lambda + i(\epsilon + 1)]} \text{ [km}^{-1}\text{]}. \dots \quad (75b)$$

dla $\sigma \omega \Omega^{-1} m^{-1}$

$$s = \frac{\pi \cdot 10^3}{\lambda [60\sigma \cdot \lambda + i(\epsilon + 1)]} \text{ [km}^{-1}\text{]} \quad (75c)$$

gdzie:

λ — długość fali, w metrach,

ϵ — względna przenikalność dielektryczna ziemi.

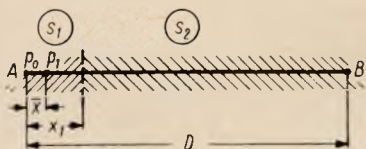
Warto wreszcie podać praktyczny wniosek z przeliczeń sprawdzających: w przypadkach gdy stosunek $d_2 : d_1$ nie jest zbyt duży, można dla \bar{x} zamiast bardziej skomplikowanej zależności (70) brać środek odcinka, tj. przyjmować

$$\bar{x} = \frac{d_1 + d_2}{2}$$

W oparciu o otrzymane wyniki omówimy obecnie wpływ, jaki wywiera na pole krótki odcinek przylegający do anteny. W tym celu rozważymy trasę jak na rys. 8 i założymy, że $x_1 \ll D$; dla obliczenia pola w punk-

cie B zakładamy, że $s_0 = s_2$ i pierwszy odcinek zastępujemy przez pojedyncze zastępcze źródło wtórne p_1 . Stosownie do wzoru (69)

$$p_{1\infty} = p_0 \left(1 - \sqrt{\frac{s_2}{s_1}} \right) \cdot v(s_1 x_1) \quad (76)$$



Rys. 8. Przebieg trasy złożonej z dwu odcinków, z odcinkiem pierwszym znacznie krótszym od drugiego (wzór 76)

Źródło wtórne p_1 powinno umieścić się w odległości \bar{x} od punktu A ; w przybliżeniu można je umieścić w samym punkcie A ¹⁾ i wtedy w punkcie A znajduje się wypadkowe źródło pola o momencie p_{ef}

$$p_{ef} = p_0 + p_1 = p_0 \left[1 + \left(1 - \sqrt{\frac{s_2}{s_1}} \right) v(s_1 x_1) \right] \quad (77)$$

a pole elektryczne w punkcie B jest równe

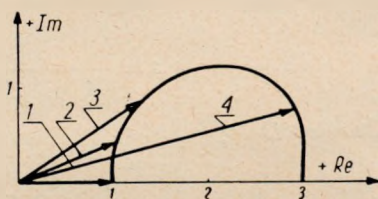
$$E(D) = \frac{p_{ef}}{D} w_{s_2}(D) = \frac{p_0}{D} w_{s_2}(D) \left[1 + \left(1 - \sqrt{\frac{s_2}{s_1}} \right) v(s_1 x_1) \right] \quad (78)$$

Współczynnik $\left[1 + \left(1 - \sqrt{\frac{s_2}{s_1}} \right) v(s_1 x_1) \right]$ określa zmiany pola wywołane

obecnością krótkiego odcinka s_1 . Na rys. 9 podany jest wykres biegunowy powyższego współczynnika dla przypadku, gdy parametry s_1 i s_2 są rzeczywiste i teren w pobliżu anteny nadawczej jest lepiej przewodzący niż reszta trasy ($s_1 < s_2$).

W miarę zwiększenia się odległości liczbowej $s_1 x_1$ otrzymamy kolejno wektory 1, 2, 3, 4, tj. pole ulega wzmocnieniu. W ten sposób uzyskujemy poglądowe wytłumaczenie faktu, że obecność dobrze przewodzącego terenu w pobliżu anteny polepsza odbiór fal.

Stosownie do zasady wzajemności takie samo pole otrzymalibyśmy zamieniając miejscami nadajnik i odbiornik; zatem wykres przytoczony na rys. 9 pokazuje również zmiany pola po przejściu z nad terenu gorzej przewodzącego nad teren lepiej przewodzący. Ta formalna proce-



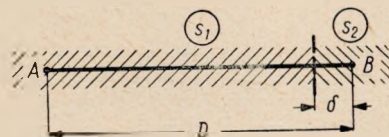
Rys. 9. Zmiany pola wywołane obecnością krótkiego pierwszego odcinka o większej przewodności niż reszta trasy ($s_1 = s_2/9$)
Wektory 1, 2, 3, 4 przedstawiają współczynnik $1 + \left(1 - \sqrt{\frac{s_2}{s_1}} \right) v(s_1 x_1)$ kolejno dla coraz większych odległości liczbowych $s_1 x_1$

¹⁾ Założenie to można uważać za zerowe przybliżenie; w oparciu o równanie (33) można pokazać, że błąd, jaki popełnia się w ten sposób, jest na ogół rzędu x_1/D . Większe błędy mogą wystąpić jedynie dla nadzwyczaj długiej trasy morsko-ładowej z pierwszym odcinkiem morskim sięgającym daleko w obszar dyfrakcji.

dura daje poprawny wynik, zjawiska jednak nie tłumaczy; fizykalne wyjaśnienie otrzymalibyśmy przez rozważenie źródeł wtórnych na odcinku poza granicą niejednorodności.

Stosownie do wzoru (78) można pole blisko granicy niejednorodności (rys. 10) obliczać w oparciu o funkcję tłumienia

$$w(D) = w_{s_1}(D) \left[1 + \left(1 - \sqrt{\frac{s_1}{s_2}} \right) v(s_2 \delta) \right] \quad (79)$$



Rys. 10. Przebieg trasy dla obliczenia pola w punktach tuż za granicą pierwszego odcinka (wzór 79)

Zmiana funkcji tłumienia wywołana niejednorodnością terenu polega zatem na wystąpieniu prostego mnożnika; wynik ten później uogólnimy (rozdział 3.6).

3.5. Źródła wtórne na drugim odcinku

Obliczanie źródeł wtórnych na drugim odcinku przeprowadza się w dwojaki sposób zależnie od tego, czy rozważane części odcinka znajdują się blisko czy daleko od granicy pierwszego odcinka; rozważymy najpierw ten pierwszy przypadek, tzn. zagadnienie zastępczych źródeł wtórnych na drugim odcinku trasy dla jego części położonej blisko granicy i zawartej między punktami d_1 i d_2 (rys. 11a). Dla obliczenia momentów wtórnych $dp_{2\infty}$ na elemencie trasy dx' należy znać stosownie do wzoru (48) panujące tam pole. Pole to obliczamy stosując zasadę wzajemności, tj. umieszczając p_0 w punkcie x' i licząc pole w punkcie A (rys. 11b); wpływ odcinka s_2 zastępujemy przez zastępcze źródła wtórne $p^{(1)}, p^{(2)}, \dots, p^{(n)}$ umieszczone w punktach $\xi^{(1)}, \xi^{(2)}, \dots, \xi^{(n)}$.

Rys. 11. Przebieg trasy przy wyrowadzaniu wzorów na zastępcze źródła wtórne na drugim odcinku: a) dla części zawartej między punktami d_1 i d_2 ; b) dla obliczenia pola w punkcie A

δ ($\delta = x' - x_1$), tj. zakładamy niezmiennie współczynniki $a^{(0)} = 0, a^{(1)},$

$\alpha^{(2)}, \dots, \alpha^{(n-1)}, \alpha^{(n)} = 1$ (rys. 11b). Stosownie do wzoru (69) (przy założeniu, że parametr $s_0 = s_1$)¹⁾:

$$p_\infty^{(k)} = p_0 \left(1 - \sqrt{\frac{s_1}{s_2}} \right) \left[v(s_2 \alpha^{(k)} \delta) - v(s_2 \alpha^{(k-1)} \delta) \right] \quad (80)$$

Pole w punkcie x' obliczamy jako nałożenie pól źródła pierwotnego p_0 oraz źródeł wtórnych $p^{(k)}$:

$$E(x') = E^{(0)}(x') + E^{(1)}(x') + E^{(2)}(x') + \dots + E^{(n)}(x') \quad (81)$$

gdzie

$$E^{(0)}(x') = \frac{p_0}{x'} w_{s_1}(x') \quad (82)$$

$$E^{(k)}(x') = p_\infty^{(k)} \sqrt{\frac{x' - \xi^{(k)}}{x'}} \cdot \frac{w_{s_1}(x' - \xi^{(k)})}{x' - \xi^{(k)}} \quad (83)$$

Odpowiednio do tego momenty wtórne $dp_{2\infty}$ na elemencie trasy dx' (rys. 11a) otrzymujemy jako sumę

$$dp_{2\infty} = dp_{2\infty}^{(0)} + dp_{2\infty}^{(1)} + dp_{2\infty}^{(2)} + \dots + dp_{2\infty}^{(n)} \quad (84)$$

gdzie:

$$dp_{2\infty}^{(0)} = -\frac{i}{\sqrt{\pi}} (\sqrt{s_2} - \sqrt{s_0}) p_0 \frac{w_{s_1}(x')}{\sqrt{x'}} dx' \quad (85)$$

$$dp_{2\infty}^{(k)} = -\frac{i}{\sqrt{\pi}} (\sqrt{s_2} - \sqrt{s_0}) p_0 \left(1 - \sqrt{\frac{s_1}{s_2}} \right) \left[v(s_2 \alpha^{(k)} \delta) - v(s_2 \alpha^{(k-1)} \delta) \right] \frac{w_{s_1}(x' - \xi^{(k)})}{\sqrt{x' - \xi^{(k)}} dx' \quad (86)$$

Po scałkowaniu wyrażenia na $dp_{2\infty}$ otrzymamy momenty zastępcze dla rozważanej części odcinka również jako sumę

$$p_{2\infty} = p_{2\infty}^{(0)} + p_{2\infty}^{(1)} + p_{2\infty}^{(2)} + \dots + p_{2\infty}^{(n)} \quad (87)$$

gdzie:

$$p_{2\infty}^{(0)} = \int_{d_1}^{d_2} dp_{2\infty}^{(0)} = -\frac{i}{\sqrt{\pi}} (\sqrt{s_2} - \sqrt{s_0}) p_0 \int_{d_1}^{d_2} \frac{w_{s_1}(x')}{\sqrt{x'}} dx' \quad (88)$$

$$p_{2\infty}^{(k)} = \int_{d_1}^{d_2} dp_{2\infty}^{(k)} = p_0 (\sqrt{s_2} - \sqrt{s_0}) \left(1 - \sqrt{\frac{s_1}{s_2}} \right) \cdot \left\{ -\frac{i}{\sqrt{\pi}} \int_{d_1}^{d_2} \frac{w_{s_1}(x' - \xi^{(k)})}{\sqrt{x' - \xi^{(k)}} [v(s_2 \alpha^{(k)} \delta) - v(s_2 \alpha^{(k-1)} \delta)] dx' \right\} \quad (89)$$

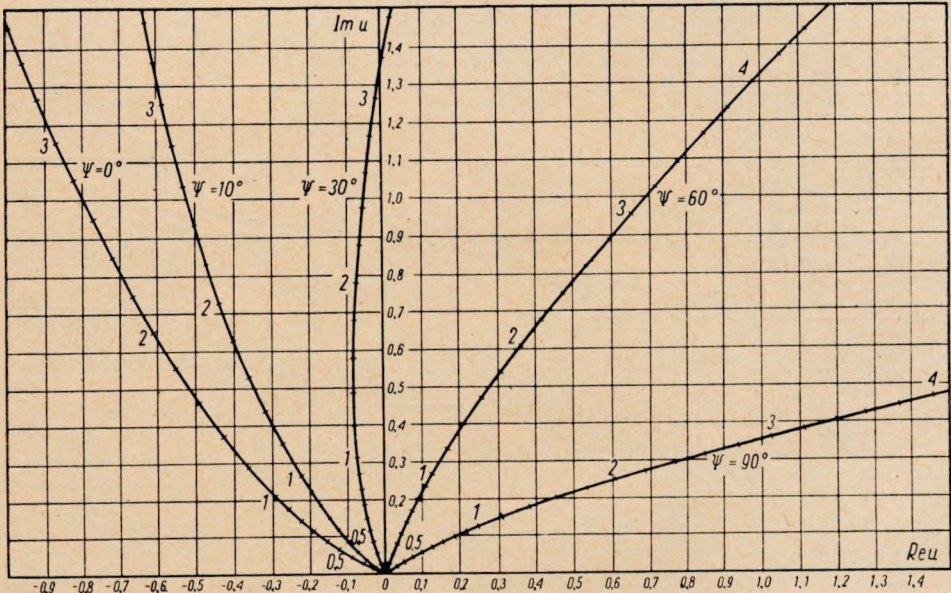
¹⁾ Założenie $s_0 = s_1$ ma w tym przypadku tylko charakter pomocniczy i nie jest związane z wielkością s_0 we wzorach końcowych.

Moment wtórny $p_{2\infty}^{(0)}$ jest proporcjonalny do momentu, jaki źródło pierwotne p_0 wytwarzałoby na jednorodnym terenie s_1 (patrz wzór (48) i rozdz. 3.4); w przypadku ziemi płaskiej jest on równy (porównaj wzór 69):

$$p_{2\infty}^{(0)} = p_0 \frac{\sqrt{s_2} - \sqrt{s_0}}{\sqrt{s_1}} [v(s_1 d_2) - v(s_1 d_1)] \tag{90}$$

Przy obliczaniu $p_{2\infty}^{(k)}$ korzystamy z faktu, że w obszarze całkowania funkcja $w_{s_1}(x' - \xi^{(k)}) / \sqrt{x' - \xi^{(k)}}$ stosunkowo niewiele się zmienia, a więc otrzymujemy

$$p_{2\infty}^{(k)} = p_0 (\sqrt{s_2} - \sqrt{s_0}) \left(1 - \sqrt{\frac{s_1}{s_2}} \left[\frac{w_{s_1}(x' - \xi^{(k)})}{\sqrt{x' - \xi^{(k)}}} \right] \cdot \int_{d_1}^{d_2} [v(s_2 \alpha^{(k)} \delta) - v(s_2 \alpha^{(k-1)} \delta)] dx' \right) \tag{91}$$



Rys. 12. Przebieg funkcji $u(\rho) = f(\rho)$ dla różnych wartości parametru

$$\psi = \text{arctg} \frac{(\epsilon + 1)\omega}{4\pi\sigma},$$

dla małych odległości liczbowych ρ

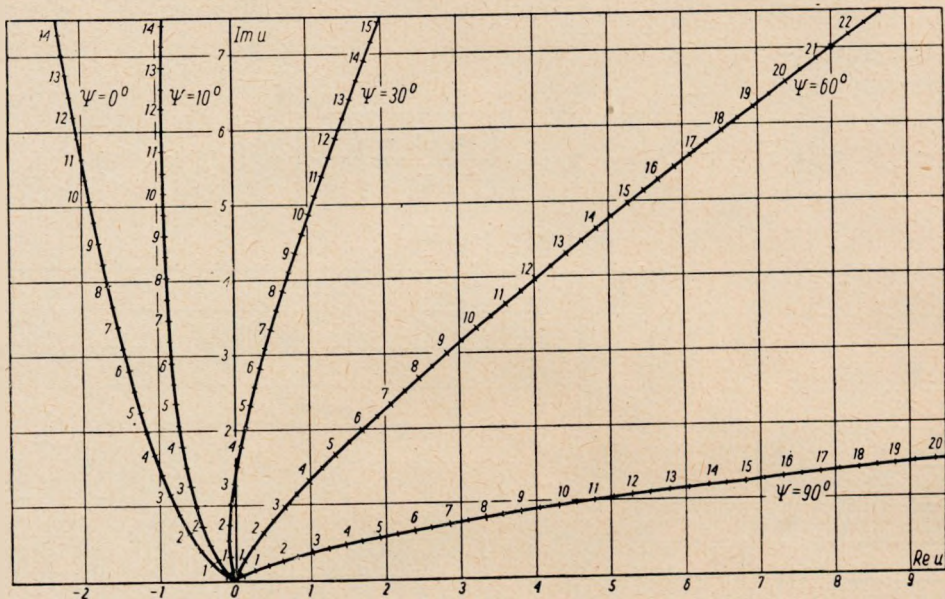
Całka występująca we wzorze (91) daje się obliczyć w oparciu o wzory (65) i (66). Dla uproszczenia wprowadzamy nową funkcję $u(\rho)$

$$u(\rho_1) = -\frac{i}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\rho_1} v(\rho) d\rho = \frac{i}{\sqrt{\pi}} \left[v(\rho_1) + \rho_1 + i \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\rho_1} \right] \tag{92}$$

Wykresy biegunowe funkcji $u(\varrho)$ dla pięciu charakterów fazowych parametru s podano na rys. 12 i 13; obliczono je w oparciu o tablice Karpowa [10]. Asymptotyczne wzory dla $u(\varrho)$ są następujące:

dla małych ϱ ($|\varrho| \ll 1$)

$$u(\varrho) = -\frac{4}{3\pi} \varrho^{3/2} + \frac{i}{2\sqrt{\pi}} \varrho^2 + \frac{8}{15\pi} \varrho^{5/2} - \frac{i}{6\sqrt{\pi}} \varrho^3 + \dots \quad (93)$$



Rys. 13. Przebieg funkcji $u(\varrho) = f(\varrho)$ dla różnych wartości parametru

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{(\varepsilon + 1) \omega}{4\pi\sigma}$$

dla dużych odległości liczbowych ϱ

dla dużych ϱ ($|\varrho| \gg 10$)

$$u(\varrho) \approx \frac{i}{\sqrt{\pi}} \varrho - \frac{2}{\pi} \sqrt{\varrho} - \frac{i}{\sqrt{\pi}} \quad (94)$$

W oparciu o funkcję $u(\varrho)$ wzór (91) przybiera postać następującą:

$$p_2^{(k)} = p_0 \frac{\sqrt{s_2} - \sqrt{s_0}}{s_2} \left(1 - \sqrt{\frac{s_1}{s_2}} \left[\frac{w_{s_1}(x' - \xi^{(k)})}{\sqrt{x' - \xi^{(k)}}} \right] \cdot \left[\frac{1}{\alpha^{(k)}} \left\{ u[s_2 \alpha^{(k)}(d_2 - x_1)] - u[s_2 \alpha^{(k)}(d_1 - x_1)] \right\} - \frac{1}{\alpha^{(k-1)}} \left\{ u[s_2 \alpha^{(k-1)}(d_2 - x_1)] - u[s_2 \alpha^{(k-1)}(d_1 - x_1)] \right\} \right] \right) \quad (95)$$

Środek ciężkości \bar{x} źródeł wtórnych p_3 leży nieco poza środkiem odcinka $d_1 d_2$; różnica jest jednak niewielka i dla celów praktycznych można umieszczać go w środku odcinka, tj. przyjmować:

$$\bar{x} = \frac{d_1 + d_2}{2} \quad (96)$$

Rozważenie mechanizmu wpływu źródeł $p^{(k)}$ prowadzi do przyjęcia następującego przybliżenia we wzorze (95):

$$\left[\frac{w_{s_1}(x' - \xi^{(k)})}{\sqrt{x' - \xi^{(k)}}} \right] \approx \frac{w_{s_1}(\bar{x} - \xi^{(k)})}{\sqrt{\bar{x} - \xi^{(k)}}} \quad (97)$$

gdzie \bar{x} dane jest przez wzór (96), a $\xi^{(k)}$ przedstawia odległość od p_0 do środka ciężkości pomocniczych źródeł $p^{(k)}$ skojarzoną z punktem $x' = \bar{x}$ (rys. 14a, b). Wzór (95) przyjmie wtedy ostatecznie postać następującą.

$$p_2^{(k)} = p_0 \left(1 - \sqrt{\frac{s_0}{s_2}} \right) \left(1 - \sqrt{\frac{s_1}{s_2}} \right) \frac{w_{s_1}(\bar{x} - \xi^{(k)})}{\sqrt{s_2(\bar{x} - \xi^{(k)})}}$$

$$\left[\frac{1}{\alpha^{(k)}} \left\{ u[s_2 \alpha^{(k)}(d_2 - x_1)] - u[s_2 \alpha^{(k)}(d_1 - x_1)] \right\} - \frac{1}{\alpha^{(k-1)}} \left\{ u[s_2 \alpha^{(k-1)}(d_2 - x_1)] - u[s_2 \alpha^{(k-1)}(d_1 - x_1)] \right\} \right] \quad (98)$$

W przypadku gdy obliczamy źródła na części odcinka, przylegającej do granicy ($d_1 = x_1$), znikają wyrazy z argumentem $d_1 - x_1$; jeżeli rozważamy pierwsze pomocnicze źródło $p^{(1)}$ lub też gdy w ogóle stosujemy tylko jedno takie pomocnicze źródło, wtedy $\alpha^{(0)} = 0$ i w rezultacie (patrz wzór 93) znika drugi człon w nawiasie kwadratowym.

Obliczenie źródeł wtórnych na drugim odcinku blisko granicy prowadzi się zatem do obliczenia sumy $p_2^{(0)} + p_2^{(1)} + p_2^{(2)} + \dots$; wzory (88) i (90) dla $p_2^{(0)}$ są przy tym zasadniczo takie same, jak dla źródeł na pierwszym odcinku. Wzór (98) dla $p_2^{(k)}$ mimo złożonej postaci umożliwia obliczenia w sposób prosty.

Obecnie należy jeszcze rozważyć momenty wtórne na drugim odcinku daleko od granicy pierwszego odcinka (rys. 15). Dla obliczenia pola w punkcie x' zakładamy $s_0 = s_2$ ¹⁾ i zastępujemy pierwszy odcinek przez szereg zastępczych źródeł wtórnych $p_1^{(1)}$, $p_1^{(2)}$... $p_1^{(n)}$; pole

¹⁾ Podobnie jak poprzednio powyższe założenie $s_0 = s_2$ ma tylko charakter pomocniczy i nie jest związane z doбором s_0 we wzorach końcowych.

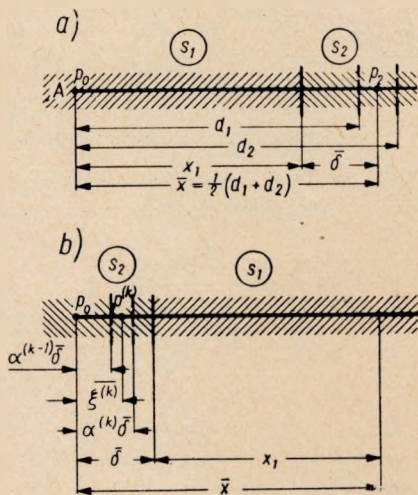
w punkcie x' otrzymamy jako superpozycję pól od poszczególnych momentów:

$$E(x') = E^{(0)}(x') + E^{(1)}(x') + E^{(2)}(x') + \dots + E^{(n)}(x') \quad (99)$$

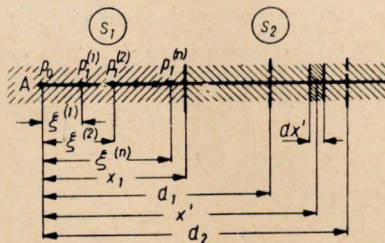
gdzie:

$$E^{(0)}(x') = p_0 \frac{w_{s_1}(x')}{x'} \quad (100)$$

$$E^{(k)}(x') = p_1^{(k)} + \sqrt{\frac{x' - \xi^{(k)}}{x'}} \cdot \frac{w_{s_2}(x' - \xi^{(k)})}{x' - \xi^{(k)}} \quad (101)$$



Rys. 14. Przebieg trasy przy wyrowadzaniu wzorów (97) i (98): a) dla części zawartej między punktami d_1 i d_2 ; b) dla obliczenia pola w punkcie A.



Rys. 15. Przebieg trasy przy rozważeniu zastępczych źródeł wtórnych na drugim odcinku daleko od granicy pierwszego odcinka

Odpowiednio do tego

$$dp_{2\infty} = dp_{2\infty}^{(0)} + dp_{2\infty}^{(1)} + dp_{2\infty}^{(2)} + \dots + dp_{2\infty}^{(n)} \quad (102)$$

gdzie:

$$dp_{2\infty}^{(0)} = -\frac{i}{\sqrt{\pi}} (\sqrt{s_2} - \sqrt{s_0}) p_0 \frac{w_{s_1}(x')}{\sqrt{x'}} dx' \quad (103)$$

$$dp_{2\infty}^{(k)} = -\frac{i}{\sqrt{\pi}} (\sqrt{s_2} - \sqrt{s_0}) p_1^{(k)} \frac{w_{s_2}(x' - \xi^{(k)})}{\sqrt{x' - \xi^{(k)}}} dx' \quad (104)$$

i wreszcie

$$p_{2\infty} = p_{2\infty}^{(0)} + p_{2\infty}^{(1)} + p_{2\infty}^{(2)} + \dots + p_{2\infty}^{(n)} \quad (105)$$

gdzie:

$$p_{2\infty}^{(0)} = \int_{d_1}^{d_2} dp_{2\infty}^{(0)}; \quad p_{2\infty}^{(k)} = \int_{d_1}^{d_2} dp_{2\infty}^{(k)} \quad (106)$$

Porównanie wzorów (102 ÷ 106) z uwagami podanymi na początku rozdz. 3.4 oraz ze wzorem (64) wskazuje, że obliczanie momentów wtórnych sprowadza się obecnie do problemu typu „pierwszego” odcinka, tylko że obecnie parametr $s = s_2$; moment zastępczy $p_{2\infty}$ otrzymujemy przy tym jako sumę momentów wywoływanych przez źródła $p_0, p_{1\infty}^{(1)}, p_{1\infty}^{(2)}, \dots, p_{1\infty}^{(n)}$ umieszczone w punktach $0, \xi^{(1)}, \xi^{(2)} \dots \xi^{(n)}$. W przypadku ziemi płaskiej otrzymamy wówczas w oparciu o wzór (69) wyrażenia następujące:

$$p_{2\infty}^{(0)} = p_0 \left(1 - \sqrt{\frac{s_0}{s_2}} \right) [v(s_2 d_2) - v(s_2 d_1)] \quad (107)$$

$$p_{2\infty}^{(k)} = p_{1\infty}^{(k)} \left(1 - \sqrt{\frac{s_0}{s_2}} \right) \{ v[s_2(d_2 - \xi^{(k)})] - v[s_2(d_1 - \xi^{(k)})] \} \quad (108)$$

Dla wyznaczenia środka ciężkości momentów wtórnych słuszne są zasadniczo uwagi podane w rozdz. 3.4; w praktycznych obliczeniach można jednak na ogół umieszczać zastępcze źródła w środku odcinka, tj. przyjmować, że

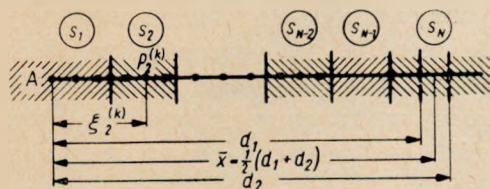
$$\bar{x} = \frac{d_1 + d_2}{2} \quad (109)$$

3.6. Źródła wtórne na dalszych odcinkach

Zagadnienie obliczania źródeł wtórnych na dalszych odcinkach sprowadza się do problemu „drugiego” odcinka.

Dla punktów na N -tym odcinku, dalekich od granicy ($N-1$)-go odcinka (rys. 16), otrzymujemy powyższy wynik natychmiast przez przyjęcie $s_0 = s_N$ i zastąpienie wszystkich poprzedzających odcinków przez odpowiednie źródła wtórne. Dla ziemi płaskiej otrzymamy wtedy np. zależności podobne do wzorów (107) i (108), tylko z zamianą s_2 na s_N .

Dla punktów na N -tym odcinku, bliskich granicy ($N-1$)-go odcinka, przyjmujemy $s_0 = s_{N-1}$ i zastępujemy odcinki 1, 2, ..., $N-2$ przez odpowiednie źródła wtórne (rys. 16); otrzymujemy wtedy w zasadzie odpowiednie zagadnienie „drugiego” odcinka, tylko z zamianą s_1 na s_{N-1} i s_2 na s_N oraz z szeregiem źródeł pola, zamiast z jednym źródłem p_0 . Ścisłe biorąc odpowiedniość nie jest zupełna, gdyż do odpowiednich



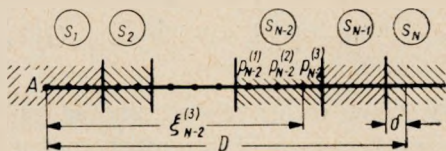
Rys. 16. Przebieg trasy przy rozważaniu zastępczych źródeł wtórnych na dalszych odcinkach trasy

wzorów (np. wzór 98) należy obecnie wstawić zastępcze momenty wtórne, które nie są stałe, ale zmieniają się niewiele przy przejściach od $x' = d_1$ do $x' = d_2$.

Uwzględnić to można w przybliżeniu przez przyjęcie dla momentów odpowiednich średnich wartości (rys. 16), a mianowicie:

$$p_2^{(k)} = p_{2\infty}^{(k)} \sqrt{\frac{x - \xi_2^{(k)}}{x}} \quad \text{itd.} \quad (110)$$

W oparciu o podobne rozumowanie można wykazać, że funkcja tłumienia wzór (79) może być uogólniona; zmiana pola blisko granicy określona będzie również w ogólnym przypadku mnożnikiem tego samego typu, jak we wzorze (79), a mianowicie (rys. 17):



Rys. 17. Przebieg trasy przy rozwiązywaniu ogólnego zagadnienia zmian pola w pobliżu granicy niejednorodności

$$1 + \left(1 - \sqrt{\frac{s_{N-1}}{s_N}}\right) v(s_N \delta) \quad (111)$$

Jak wykazuje bliższa analiza, mnożnik (111) można stosować z błędem $\geq 10^9\%$ od odległości $\delta < 0,2 (D - \xi)$; w przypadku jeżeli odcinek $D - \xi$ sięga w obszar dyfrakcji dochodzi dodatkowy warunek, aby odcinek δ nie przekraczał $\approx \frac{1}{8}$ tej odległości, na jakiej pole zmniejsza się do $\frac{1}{10}$ swej wartości początkowej. W praktycznych obliczeniach warunki powyższe można złagodzić w ten sposób, aby były spełnione jedynie dla silnych źródeł pola, a niekoniecznie dla wszystkich źródeł, tj. niekoniecznie z najbliższymi źródłami wtórnymi (np. $p_{N-2}^{(3)}$ na rys. 17).

Obliczanie pola i momentów wtórnych można w praktyce często znacznie uprościć. Tak więc w miarę oddalania się można poszczególne źródła łączyć bądź przesuwac; wielkość i położenie środka ciężkości słabych źródeł wtórnych wystarcza często tylko oszacować; na dużych odległościach można często dla momentu wtórnego pierwszego odcinka przyjmować $\bar{x} = 0$, a momenty wtórne środkowych części trasy jedynie oceniać.

3.7. Wpływ poszczególnych części trasy na pole

Dyskusja w rozdz. 3.4, rys. 9 oraz wzór (111) pokazują, że odcinki bezpośrednio przylegające do anteny nadawczej i odbiorczej mają duży wpływ na pole; obecnie rozważymy ogólnie, jak wpływa na pole niejednorodność trasy w zależności od swego położenia. Dla uproszczenia ana-

lizy przyjmijemy trasę jak pokazano na rys. 18; uzyskuje się wtedy dostateczny wgląd w zagadnienie unikając równocześnie dość żmudnych rachunków, jakie trzeba by przeprowadzić przy skończonej szerokości odcinka s' .

Pole pierwotne, jakie wystąpiłoby w punkcie B na jednorodnej trasie s , byłoby równe:

$$E_p = \frac{p_0}{D} w_s(D) \quad (112)$$

Dla obliczenia pola przy niejednorodności odcinka s' należy założyć, że $s_0 = s$ i sumować pola od momentu pierwotnego p_0 i momentu wtórnego dp . Zmiana pola dE

w stosunku do pola pierwotnego E_p będzie wywołana źródłami wtórnymi dp :

$$dE = \frac{dp}{D-x'} w_s(D-x') \quad (113)$$

Założenie bardzo małej niejednorodności (bardzo mały odcinek dx') pozwala przy obliczaniu dp przyjąć w przybliżeniu dla $E(x)$ tę wartość, jaka panowałaby w punkcie x' jednorodnej trasy:

$$dp = -\frac{i}{\sqrt{\pi}} (\sqrt{s'} - \sqrt{s}) p_0 \frac{w_s(x')}{\sqrt{x'}} \sqrt{\frac{D-x'}{D}} dx' \quad (114)$$

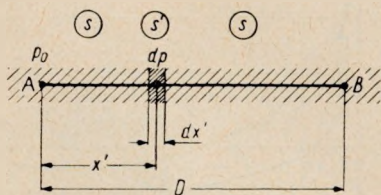
Względna zmiana pola wynosi wtedy:

$$\frac{dE}{E_p} = -\frac{i}{\sqrt{\pi}} (\sqrt{s'} - \sqrt{s}) \frac{\sqrt{D}}{\sqrt{x'(D-x')}} \frac{w_s(x') \cdot w_s(D-x')}{w_s(D)} dx' \quad (115)$$

Dla ziemi płaskiej po prostych przekształceniach otrzymujemy wówczas:

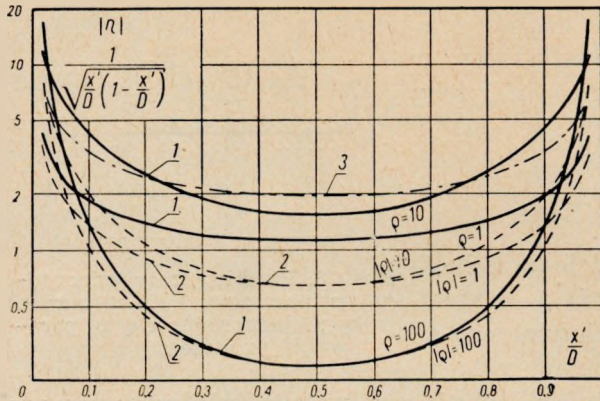
$$\frac{dE}{E_p} = i \left(1 - \sqrt{\frac{s'}{s}}\right) \left\{ \sqrt{\frac{\varrho}{\pi}} \frac{y\left(\frac{x'}{D}\varrho\right) \cdot y\left[\left(1 - \frac{x'}{D}\right)\varrho\right]}{y(\varrho) \sqrt{\frac{x'}{D}\left(1 - \frac{x'}{D}\right)}} \right\} \frac{dx'}{D} \quad (116)$$

gdzie $\varrho = sD$; Wykresy funkcji ujętej w klamrę podano na rys. 19 dla kilku wartości ϱ . Rys. 19 wskazuje wyraźnie, że wpływ niejednorodności zależy silnie od położenia tej niejednorodności na trasie; największy jest dla małych odległości od anteny nadawczej lub odbiorczej, a najmniejszy jest w środku trasy. Dla bardzo małych odległości liczbowych $\varrho = sD$ wpływ niejednorodności jest bardzo mały; spowodowane jest to tym, że tłumienie fali jest wtedy bardzo małe. W miarę wzrostu ϱ wpływ nie-



Rys. 18. Przebieg trasy jednorodnej o parametrze s , z bardzo małą niejednorodnością o parametrze s'

jednorodności początkowo wzrasta, a następnie zaczyna szybko maleć; to malenie zachodzi jednak tylko dopóty, dopóki można uważać ziemię za



Rys. 19. Wpływ małej niejednorodności płaskiej trasy na pole, wyrażony jak przebieg funkcji

$$|\eta| = \left| \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{\sqrt{\varrho} y\left(\varrho \frac{x'}{D}\right) y\left[\varrho \left(1 - \frac{x'}{D}\right)\right]}{\sqrt{\pi} y(\varrho) \sqrt{\frac{x'}{D} \left(1 - \frac{x'}{D}\right)}} \right| = f\left(\frac{x'}{D}\right)$$

(wzór 116) dla różnych wartości parametru

$$\varphi = \arctg \frac{(\varepsilon + 1)\omega}{4\pi\sigma}$$

(krzywa 1 — dla $\varphi = 0^\circ$, krzywa 2 — dla $\varphi = 90^\circ$).

Krzywa 3 przedstawia przebieg funkcji

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{x'}{D} \left(1 - \frac{x'}{D}\right)}} = f\left(\frac{x'}{D}\right)$$

znacznej części trasy z okolic jej środka, nawet dla bardzo dużych odległości D , chyba że dopuszcza się błędy rzędu kilkudziesiąt % i większe.

3.8. Dokładność i zakres metody zastępczych źródeł wtórnych i wskazówki praktyczne

Dla sprawdzenia dokładności metody zastępczych źródeł wtórnych porównywano wyniki otrzymane przy jej pomocy z wynikami obliczeń otrzymanych w oparciu o teorię Feinberga dla ziemi płaskiej.

Wykorzystano przy tym większość wzorów końcowych, jakie podał Feinberg dla szczególnych przypadków [2], jak również przeprowadzono obliczenia szeregu tras metodą numerycznego całkowania. Dla sprawdzenia metody w najbardziej niesprzyjających warunkach, tj. przy najwięk-

ską płaską. Przy przejściu w obszar dyfrakcji następuje ponownie powolny wzrost wpływu środkowych części trasy w miarę wzrostu D , co spowodowane jest wykładniczym charakterem zmniejszania się pola w miarę zwiększania odległości.

Powyższe wnioski otrzymano zasadniczo dla nieskończenie małych niejednorodności ($dx' \approx 0$). Pozwalają one jednak ocenić, czy w konkretnym przypadku niezbędne jest dokładne obliczanie wpływu danej niejednorodności, czy też wystarcza go oszacować, wreszcie czy można go nawet w przybliżeniu pominąć. W szczególności okazuje się, że dla rzeczywistych tras prawie nigdy nie można pomijać wpływu

szych różnicach parametrów elektrycznych poszczególnych odcinków wzięto przy tym trasy lądowo-morskie.

Jeśli chodzi o wzory na funkcję tłumienia, to w oparciu o zastępcze źródła wtórne otrzymano w szeregu przypadkach takie same wyniki jak u Feinberga; w kilku przypadkach dokładność i zakres otrzymanych wzorów były nawet większe niż u Feinberga. Były wreszcie przypadki, gdy otrzymane wzory miały odmienną postać niż u Feinberga, jednak przeliczenie dawało dobrą zgodność numeryczną. Z otrzymanych wzorów najważniejszy jest wzór (111) pozwalający w bardzo prosty sposób obliczać pole blisko granicy niejednorodności.

Interesujące są wyniki obliczeń dla tras lądowo-morskich składających się z dwu odcinków. Odległość liczbowa odpowiadająca odcinkowi lądowemu przyjęto kolejno: bardzo małą ($\ll 1$); 1,5; 10; 50 i bardzo dużą; dla fazy parametru s przyjęto w każdym przypadku dwie wartości, a mianowicie 0° i 90° , a antenę pierwotną umieszczano w każdym przypadku raz na lądzie, a drugi raz na morzu. Wnioski z obliczeń są następujące:

a) im mniejszy jest stosunek x_1/D (rys. 8), tym mniejszą liczbą źródeł wtórnych w przypadku dużych odległości liczbowych;

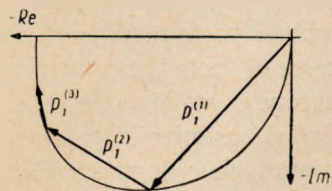
b) im większej odległości liczbowej odpowiada dany odcinek, tym więcej źródeł wtórnych należy zastosować;

c) dla $x_1 = \frac{D}{2}$ wystąpiły błędy rzędu kilku % przy użyciu 1 lub 2 źródeł wtórnych w przypadku małych odległości liczbowych, i 3 źródeł wtórnych w przypadku dużych odległości liczbowych;

d) podział odcinka na części powinien zapewnić, aby źródła wtórne zastępujące poszczególne części odcinka dawały mniej więcej jednakowe pola. Oprócz tego należy jednak przy podziale uwzględnić zmienność odległości $D - x'$ oraz zakrzywienie wykresu biegunowego momentów wtórnych. Odpowiednio do tego nie powinno się przyjmować zbyt dużej ostatniej części odcinka, mimo że jej moment wtórny jest niewielki, jak również należy tak dzielić odcinek na części, aby łamana linia przedstawiająca zastępcze momenty możliwie mało różniła się od krzywej momentów (rys. 20).

Jeśli chodzi o zastępcze momenty wtórne na drugim odcinku, to przeprowadzono kontrolne obliczenia dla lądowo-morskich tras, składających się z trzech odcinków: uzyskana zgodność była bardzo dobra.

Pracochłonność stosowania metody zastępczych źródeł wtórnych jest pośrednia między metodami empirycznymi (np. metodą Millingtona)



Rys. 20. Wykres krzywej momentów oraz podział odcinka trasy na części z wprowadzeniem momentów zastępczych

a metodą obliczania pola drogą numerycznego całkowania równania (33). Zaletą metody zastępczych źródeł wtórnych jest możliwość oceny wpływu poszczególnych części trasy, co prowadzi często do znacznego uproszczenia obliczeń.

Zreferowana w niniejszej pracy metoda pozwala na obliczenie rozkładu pola na każdej trasie składającej się z szeregu jednorodnych odcinków; granice poszczególnych odcinków nie muszą być przy tym prostopadłe do trasy, nie powinny jednak nadmiernie różnić się od prostopadłości. Metoda zawodzi w przypadku, gdy bardzo blisko linii (z boku) łączącej nadajnik z odbiornikiem występuje znaczna niejednorodność terenu. Metoda dotyczy rozchodzenia się fali przyziemnej dla przypadku, gdy nadajnik i odbiornik znajdują się tuż nad powierzchnią ziemi.

4. ANALIZA METOD EMPIRYCZNYCH

W rozdziale niniejszym omówimy dwie najważniejsze metody empiryczne: metodę zastępczej odległości liczbowej (której odmianą jest tzw. metoda zastępczej przewodności) [11 ÷ 18] oraz metodę Millingtona [19 ÷ 22].

Jeśli chodzi o metodę zastępczej odległości liczbowej, to prowadzi ona do wniosków będących w zasadniczej sprzeczności z wynikami ścisłej teorii. Stosownie do metody zastępczej odległości liczbowej wpływ odcinka na pole nie zależy od jego położenia na trasie; w rozdz. 3.7 wykazano tymczasem, że wpływ odcinka na pole w bardzo istotny sposób zależy od jego położenia. Metoda zastępczej odległości liczbowej prowadzi również do wniosku, że przy oddalaniu się od nadajnika zastępcza odległość liczbowa musi zawsze wzrastać, tj. natężenie pola musi zawsze maleć; metoda ta nie dopuszcza zatem możliwości zwiększenia się natężenia pola przy przechodzeniu nad odcinek lepiej przewodzący, co zarówno wynika ze ścisłej teorii, jak też jest znane z doświadczenia. Próbą usunięcia tej wady była propozycja Argirovića wprowadzenia ujemnych odległości liczbowych [13, 14]; ze względu na dużą dowolność założeń i wprowadzenie do wzorów odległości liczbowych, a nie parametrów elektrycznych terenu, nie wydaje się, aby jego propozycje mogły znaleźć większe praktyczne zastosowanie.

Dla sprawdzenia metody zastępczej odległości liczbowej w możliwie niekorzystnych warunkach przeprowadzono w oparciu o nią obliczenia tych samych tras lądowo-morskich, które omawiano w rozdz. 3.8. Porównanie z wynikami poprawnymi wykazało, że błędy przy zastosowaniu metody zastępczej odległości liczbowej rosną ze wzrostem odległości liczbowej; dla odległości liczbowej równej 10 błędy modułu dochodzą do około 10 dB, a błędy fazy do około $\pi/4$. Przeprowadzono następn-

nie obliczenie funkcji tłumienia dla bardzo małych odległości liczbowych; okazało się, że nawet w tym asymptotycznym przypadku metoda zastępczej odległości liczbowej dawała systematyczne błędy.

W granicznym przypadku zniknięcia niejednorodności (tj. dla jednorodnej trasy) metoda zastępczej odległości liczbowej daje poprawny wynik; prowadzi to do wniosku, że błędy otrzymywane przy zastosowaniu tej metody maleją ze zmniejszaniem się stopnia niejednorodności trasy.

Podsumowując wyniki powyższej dyskusji można stwierdzić, że metoda zastępczej odległości liczbowej daje zasadniczo błędny obraz zjawiska. Metodę tę stosować można ewentualnie tylko do tras krótkich i wykazujących małe niejednorodności; ogólną ocenę dokładności takich obliczeń trudno jest jednak podać. Niezależnie od tego propozycja Argirovića [13] określania granic jednorodnych odcinków w oparciu o wykres zastępczej odległości liczbowej wydaje się, że może mieć pewne znaczenie praktyczne, w każdym razie dla przypadku znacznych różnic parametrów elektrycznych poszczególnych odcinków; przy małych różnicach parametrów elektrycznych rozrzuty pomiarowe oraz zasadnicza błędność koncepcji czynią wyniki wątpliwymi.

Jeśli chodzi o metodę Millingtona, to przy porównywaniu z teorią otrzymano na ogół dobrą zgodność, chociaż występowały również i pewne różnice; omówimy obecnie krótko otrzymane wyniki.

Blisko granicy niejednorodności metoda Millingtona daje poprawny charakter zmian pola, jednakże zmiany są nieco za wolne (o około 20%). Jeśli chodzi o wpływ małych niejednorodności na pole, to wyniki są różne, zależnie od długości trasy. Dla bardzo długich tras (obszar dyfrakcji) metoda Millingtona daje poprawny charakter zmian, ale niekiedy duże różnice ilościowe. W przypadku gdy ziemię można uważać za płaską, metody Millingtona dają gorsze wyniki. Jeśli trasa przedstawia dużą odległość liczbową, wtedy stosownie do metody Millingtona środkowe części trasy (pomijając na ogół odcinki morskie) nie wpływają w ogóle na pole w punkcie odbioru. Jeśli trasa przedstawia mniejszą odległość liczbową, wtedy bezpośrednie porównanie metody Millingtona z teorią jest trudne, gdyż zmiany pola uwarunkowane są w nich różnymi czynnikami; mogą wtedy występować znaczne różnice co do modułu, jak i co do fazy.

W przypadku jeżeli ziemię można uważać za płaską, jeżeli trasa (złożona z dowolnej liczby odcinków) przedstawia dużą odległość liczbową, i jeżeli oba odcinki przylegające do anteny nadawczej i odbiorczej również przedstawiają duże odległości liczbowe, wtedy metoda Millingtona daje dla pola wartość następującą:

$$E(D) = \sqrt{E_{s_1}(D) \cdot E_{s_n}(D)} \quad (117)$$

gdzie $E_s(D)$, $E_{\epsilon_n}(D)$ oznaczają pola, jakie istniałyby w odległości D nad jednorodną ziemią s_1 lub s_n . W oparciu o zastępcze źródła wtórne można łatwo wykazać, że wynik ten jest tylko przybliżony, gdyż nie uwzględnia wpływu środkowych odcinków trasy na pole; dla tras złożonych z dwu względnie trzech odcinków zależność (117) otrzymali uprzednio Feinberg [2] i Bremmer [3] w oparciu o swe wzory dla funkcji tłumienia.

Wreszcie za pomocą metody Millingtona przeprowadzono obliczenie szeregu tras lądowo-morskich przy założeniu płaskiej ziemi. Dla tras składających się z dwu odcinków największe błędy występowały dla punktów znajdujących się niedaleko brzegu oraz bardzo daleko od brzegu; dochodziły one do około 2 dB dla modułu i kilkunastu stopni dla fazy. Dla tras złożonych z trzech odcinków największe błędy dochodziły do około 4 dB dla modułu i około 20° dla fazy; odnosi się wrażenie, że liczby te przedstawiają mniej więcej górną granicę błędów otrzymywanych przy zastosowaniu metody Millingtona.

W granicznym przypadku zniknięcia niejednorodności (tj. dla jednorodnej trasy) metoda Millingtona daje wynik poprawny. Odpowiednio do tego błędy otrzymywane przy zastosowaniu metody Millingtona maleją ze zmniejszaniem się stopnia niejednorodności trasy i dla tras lądowych należy spodziewać się znacznie mniejszych błędów niż podane wyżej wartości. Jeśli chodzi o trasy lądowo-morskie, to blisko brzegu na morzu można by uniknąć błędów metody Millingtona przez zastosowanie funkcji tłumienia według wzoru (111).

Powyższa dyskusja wskazuje, że metoda Millingtona ze względu na swą prostotę i stosunkowo niewielkie błędy może być stosowana w praktyce w większości problemów.

WYKAZ LITERATURY

1. Feinberg J. Ł.: Rasprostranienije radiowołn w dol' realnoj powierchnosti, Sbornik II, Issledowania po rasprostranieniju radiowołn str. 97 ÷ 215, Izd. A. N. SSSR, Moskwa, Leningrad 1948.
2. Alpert J. Ł., Ginzburg W. Ł., Feinberg J. Ł.: Rasprostranienije radiowołn, Część I, s. 13 ÷ 227, GITTL, Moskwa 1953.
3. Bremmer H.: The Extension of Sommerfeld's Formula for the Propagation of Radio Waves over a Flat Earth to Different Conductivities of the Soil, *Physica* t. 20 s. 441 ÷ 460, 1954.
4. Bremmer H.: *Terrestrial Radio Waves, Theory of Propagation*, Elsevier Publ. Co., New York, Amsterdam, London, Brussels 1949.
5. Grinberg G. A.: On Coastal Refraction of Radio Waves, *Journ. of Physics USSR* t. 6, s. 185, 1942.
6. Grinberg G. A.: *Izw. A. N. SSSR, Ser. fiz. t. 7, s. 99, 1943.*

7. *Leontowicz M. A.*: Ob odnom mietodie rieszenija zadacz rasprostranienija radiowołn po powierzchni zemli. Izd. A. N. SSSR, Ser. fiz. t. 8, s. 16 ÷ 22, 1944.
8. *Leontowicz M. A.*: O pribliżennych granicznych usłowijach dla elektromagnitnowo pola na powierzchni chorošo prowadiaszczych tieł, Sbornik II, Issledowania po rasprostranieniju radiowołn, s. 5 ÷ 12, Izd. A. N. SSSR, Moskwa, Leningrad 1948.
9. *Leontowicz M. A., Fok W. A.*: Rieszenije zadaczy o rasprostranienii elektromagnitnych wołn wdol powierzchni zemli po mietodu paraboliczeskowo urawnienija, Sbornik II, Issledowanija po rasprostranieniju radiowołn, s. 13 ÷ 39, Izd. A. N. SSSR, Moskwa, Leningrad 1948.
10. *Karpow K. A.*: Tablicy funkcji $w(z) = e^{-z^2} \int_0^z e^{x^2} dx$ w kompleksnoj ołbласти, Izd. A. N. SSSR, Moskwa 1954.
11. *Grosskopf J., Vogt K.*: Der Zusammenhang zwischen der effektiven Bodenleitfähigkeit und der Ausbreitungsdämpfung, Hochfr. u. El. Ak. t. 62, s. 14 ÷ 15, 1943.
12. *Grosskopf J.*: Die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen über inhomogenem Boden, Hochfr. u. El. Ak. t. 62, s. 103 ÷ 110, 1943.
13. *Argirović M.*: Méthode générale de calcul des conductivités du sol hétérogène, Ann. Télécom. t. 8, s. 212 ÷ 224, 1953.
14. *Argirović M.*: Methods of Calculating the Conductivity of Inhomogeneous Ground, Dokumenty VII Sesji CCIR, Doc. 246, Londyn 1953.
15. *Argirović M.*: Variations de la constante de phase de l'onde de sol, L'Onde Électr. t. 35, s. 687 ÷ 691, 1955.
16. *Suda K.*: Estimation of Medium — Wave Field Strength over Mixed Paths, Dokumenty VII Sesjii CCIR, Doc. 140 i 232, Londyn 1953.
17. *Suda K.*: Field — Strength Calculation, Wireless Eng. t. 31, s. 249 ÷ 251, 1954.
18. *Sacco L.*: Report by the Chairman of Study Group IV. Ground Wave Propagation, Dokumenty VII Sesjii CCIR, Doc. 104, Załącznik 1, Londyn 1953.
19. *Millington G.*: Ground — Wave Propagation over an Inhomogeneous Smooth Earth, Proc. IEE, Part III, t. 96, s. 53 ÷ 64, 1949.
20. *Millington G., Isted G. A.*: Ground — Wave Propagation over an Inhomogeneous Smooth Earth. Part. 2. Experimental Evidence and Practical Implications, Proc. IEE, Part III, t. 97, s. 209 ÷ 222, 1950.
21. Measurement of the Phase Changes along a Ground — Wave Path at Low Frequencies, Dokumenty VII Sesji CCIR, Doc. 94, Londyn 1953.
22. *Pressey B. G., Ashwell G. E., Fowler C. S.*: The Measurement of the Phase Velocity of Ground — Wave Propagation at Low Frequencies over a Land Path, Proc. IEE, Part III, t. 100, s. 73 ÷ 84, 1953.

3. Годзински

ОБОБЩЕНИЕ ТЕОРИИ ФЕЙНБЕРГА НА СЛУЧАЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НАД НЕОДНОРОДНОЙ ШАРООБРАЗНОЙ ЗЕМЛЕЙ И ВВЕДЕНИЕ ПРИБЛИЖЕННОГО РАСЧЕТНОГО МЕТОДА ОСНОВАННОГО НА ЗАМЕНЯЮЩИХ ВТОРИЧНЫХ ИСТОЧНИКАХ

Резюме

В работе производится анализ распространения перпендикулярно споларизированной земной волны над шарообразной землей, неоднородной в горизонтальном

направлении и проявляющей значительную комплексную относительную диэлектрическую проницаемость; атмосфера полагается однородной с диэлектрической проницаемостью равной единице. В анализе используются скалярная функция Герца и приближенные береговые условия, применяя в интегральной формуле Грина специально подобранную функцию выводится интегральное уравнение функции затухания.

Обосновывается, что влияние неоднородности земли на поле эквивалентно существованию некоторых вторичных источников излучения, распределённых вдоль трассы. Доказывается, что эти распределённые вторичные источники могут быть в приближении замещены некоторым количеством соответственно подобранных сосредоточенных вторичных источников, расположенных в соответственных пунктах трассы; на основании этого свойства вводится приближенный расчётный метод. В работе представляются формулы и диаграммы для заменяющих вторичных источников; это даёт возможность произведения простых и быстрых расчётов напряжённости поля во многих практических случаях. Большим достоинством метода является то обстоятельство, что он может быть использован в случае произвольного фазового вида комплексной диэлектрической составляющей земли.

В работе анализируется влияние отдельных частей трассы на поле. Показывается, что влияние неоднородности трассы на поле в значительной степени зависит от положения этой неоднородности на трассе; это влияние оказывается самым значительным тогда, когда неоднородность находится вблизи передающей или же приёмной антенны. Описываются изменения поля выступающие при переходе волны через границу между двумя разными интервалами трассы, а также увеличение напряжённости поля при переходе волны из над земли над море. Производится анализ точности и области применения метода. Доказывается, что представленная теория соблюдает принцип взаимности.

С целью определения точности и пределов применимости сравниваются с теорией два самые важные полуэмпирические метода, а именно метод заменяющего числового расстояния и метод Миллингтона. Доказывается, что метод Миллингтона благодаря своей несложности и относительно небольшим ошибкам, может быть применён в большинстве практических вопросов. Погрешности метода заменяющего числового расстояния значительно больше и этот метод может быть применён вообще только для относительно коротких трасс; для более длинных трасс он может быть применён только лишь тогда, когда различия между электрическими параметрами отдельных трасс незначительны.

Z. Godziński

EXTENSION OF FEINBERG'S THEORY TO THE CASE OF ELECTROMAGNETIC WAVE PROPAGATION OVER AN INHOMOGENEOUS SPHERICAL EARTH AND INTRODUCTION OF AN APPROXIMATE METHOD OF COMPUTATION BASED ON EQUIVALENT SECONDARY SOURCES

S u m m a r y

The paper deals with the propagation of vertically polarized ground wave over horizontally inhomogeneous spherical earth of large complex relative permittivity; the atmosphere has been assumed homogeneous of relative permittivity 1. On the basis of approximate boundary conditions, used in connection with the scalar Hertz

function and a specially chosen auxiliary function in Green's theorem, the integral equation for the attenuation function is derived.

The influence of the inhomogeneity of the earth on the field is shown to be equivalent to the existence of certain secondary sources of radiation, distributed along the path. It is demonstrated that the distributed secondary sources may be approximately replaced by a number of suitably chosen discrete equivalent secondary sources, placed at appropriate points of the path; an approximate method of calculation based on this property is introduced. In the paper are given formulae and graphs for equivalent secondary sources, which make possible simple and rapid calculations of field strength in many practical cases. The great advantage of the method is, that it may be used for any phase character of complex permittivity of the soil.

The influence of particular parts of the path on the field is discussed; it is shown that the influence of the inhomogeneity of the path on the field depends strongly on its location over the path and is greatest for small distances from transmitting or receiving antenna. The changes of the field on passing the boundary between two different sections and the "recovery effect" are analysed. The accuracy of the method and the range of its applications are discussed. It is proved that the proposed theory is in agreement with the reciprocity theorem.

The two most important semi-empirical methods, viz. the equivalent numerical distance method and the Millington's method, are compared with the theory in order to find their errors and limits of application. It is found that in view of its simplicity and comparatively small errors the Millington's method may be applied to the majority of practical problems. The errors of equivalent numerical distance method are much larger and this method may be used in general only for comparatively short paths; for longer paths it may be used only when the differences of electrical parameters of sections are small.

Z. Godziński

GÉNÉRALISATION DE LA THÉORIE DE FEINBERG AU CAS DE LA PROPAGATION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES AU-DESSUS D'UNE TERRE SPHÉRIQUE ET INTRODUCTION D'UNE MÉTHODE APPROXIMATIVE DU CALCUL, FONDÉE SUR LES SOURCES SECONDAIRES ÉQUIVALENTES

Résumé

Le présent ouvrage comporte l'étude de la propagation de l'onde terrestre, polarisée verticalement, au — dessus d'une terre sphérique, non — homogène dans le sens horizontal, présentant une valeur élevée de la constante diélectrique relative complexe. On admet que l'atmosphère est homogène et sa constante diélectrique est égale à 1. On se sert dans l'analyse de la fonction scalaire de Hertz ainsi que des conditions aux limites approchées. On établit l'équation intégrale pour la fonction d'affaiblissement en introduisant dans la formule intégrale de Green une fonction choisie judicieusement.

On démontre que l'effet de la non-homogénéité de la terre équivant à l'influence de certaines sources secondaires d'émission, réparties le long du trajet. On prouve que ces sources secondaires, distribuées d'une façon continue, peuvent être remplacées par un certain nombre des sources secondaires discrètes, choisies d'une manière convenable et disposées aux points bien déterminés du trajet. Ceci constitue la base d'une méthode approximative du calcul. On présente formules et

graphiques relatives aux sources secondaires équivalentes, ce qui donne la possibilité d'effectuer les calculs d'une manière simple et rapide dans bien de cas pratiques. C'est un avantage important de la méthode en question qu'elle s'applique aux cas de la constante diélectrique complexe de la terre d'un caractère de phase quelconque.

On examine l'influence des diverses parties du trajet sur le champ. Il s'ensuit que l'effet de non-homogénéité du trajet dépend dans une mesure importante de l'emplacement de celles-là; il est le plus important dans le cas où la non-homogénéité se trouve près de l'antenne d'émission ou de réception. On discute les variations du champ lorsque l'onde traverse la borne entre deux sections du trajet d'un caractère différent ainsi que l'acroissement de l'intensité du champ au passage de l'onde d'une section terrestre à une section maritime. Sont examinés la précision de la méthode et le domaine de son application. On démontre que la théorie présentée satisfait au principe de la réciprocité.

Afin de définir la précision et le domaine de l'application de la méthode celle-ci est comparée avec deux méthodes semi-empiriques les plus importantes, et notamment celle de la distance numérique équivalente et celle de Millington. On indique que la méthode de Millington, grâce à sa simplicité et sa précision largement suffisante, peut être appliquée dans la plupart des cas pratiques. Les erreurs de la méthode de la distance numérique équivalente sont beaucoup plus grandes: elle ne peut être appliquée en général qu'aux trajets relativement courts; dans les cas des trajets plus longs on peut l'employer à condition que les différences entre les valeurs des paramètres électriques des sections particulières soient faibles.

Z. Godziński

VERALLGEMEINERUNG DER THEORIE VON FEINBERG FÜR DEN FALL DER AUSBREITUNG DER ELEKTROMAGNETISCHEN WELLEN ÜBER EINER NICHT-HOMOGENEN, KUGELFÖRMIGEN ERDE UND EINE NEUE ANGENÄHERTE BERECHNUNGSMETHODE BERUHEND AUF ÄQUIVALENTEN SEKUNDÄREN QUELLEN

Zusammenfassung

Es wird die Ausbreitung der vertikal polarisierten Bodenwelle untersucht, über einer kugelförmigen, in horizontaler Richtung nichthomogenen Erde, die grosse Werte der komplexen dielektrischen Konstante aufweist; die Atmosphäre wird als homogen vorausgesetzt, ihre dielektrische Konstante gleich 1 angenommen. Das Problem wird unter Anwendung der skalaren Funktion von Hertz und angenäherter Grenzbedingungen behandelt. Die Integralgleichung der Dämpfungsfunktion wird unter Einführung einer geeigneten Funktion in die Greensche Integralformel aufgestellt. Es wird darauf hingewiesen, dass der Einfluss der Inhomogenität der Erde auf das elektromagnetische Feld demjenigen der bestimmten, längs der Strecke verteilten, sekundären Quellen äquivalent ist. Es wird weiterhin bewiesen, dass diese verteilten sekundären Quellen annäherungsweise durch eine bestimmte Anzahl von entsprechenden diskreten sekundären Quellen ersetzt werden können, die in bestimmten Abständen längs der Strecke verteilt sind. Dies bildet die Grundlage einer angenähernten Berechnungsmethode. Formeln und Kurven für die äquivalenten sekundären Quellen werden angegeben. Sie ermöglichen es, in vielen praktischen Fällen, die Berechnung schnell und einfach durchzuführen. Als ein bedeuten-

der Vorteil der Methode ist ihre Anwendbarkeit für beliebigen Phasencharakter der komplexen dielektrischen Konstante hervorzuheben. Der Einfluss der einzelnen Teilabschnitte der Strecke auf das Feld wird untersucht. Es wird gezeigt, dass der Einfluss der Inhomogenität auf das Feld von ihrer Lage auf der Strecke in hohem Masse abhängt; er tritt am stärksten zum Vorschein, wenn die Inhomogenität in der Nähe der Sende- oder Empfangsantenne sich befindet. Die Veränderung des Feldes beim Durchgang der Welle über die Grenze zwischen zwei verschiedenen Abschnitten wird besprochen, sowie das Anwachsen der Feldstärke beim Übergang der Welle vom Landesgebiet auf das Meer. Die Genauigkeit und das Anwendungsgebiet der Methode werden besprochen. Es wird bewiesen, dass die dargelegte Theorie das Reziprozitätsprinzip erfüllt. Um die Genauigkeit und das Anwendungsgebiet der Theorie festzulegen wird dieselbe mit zwei teilweise empirischen Methoden, und zwar mit derjenigen des äquivalenten numerischen Abstandes und mit der Millingtonschen Methode, verglichen. Es wird gezeigt, dass die Methode von Millington, wegen ihrer Einfachheit und verhältnismässig geringer Fehler, in den meisten praktischen Fällen verwendet werden kann. Die Genauigkeit der anderen Methode, des äquivalenten numerischen Abstandes, ist bedeutend geringer. Sie kann also grundsätzlich für verhältnismässig kurze Strecken verwendet werden; für längere Strecken dagegen — nur unter der Voraussetzung, dass die Differenzen zwischen den Parameterwerten der einzelnen Abschnitte gering sind.

ZDZISŁAW KOSSAKOWSKI

621.396.13

ANALIZA RADIOWYCH SYSTEMÓW SIECI RUCHOMYCH

Rękopis dostarczono do IŁ 11.2.1958

Stosowanie radiokomunikacji ruchomej w służbach cywilnych w Polsce rozpoczęte zostało w 1950 r., a więc stosunkowo niedawno. Prace w tej dziedzinie wykonywane od dwóch lat w Instytucie Łączności miały na celu zbieranie materiałów informacyjnych dotyczących systemów sieci ruchomych i przekazywanie ich użytkownikom radiokomunikacji ruchomej do wykorzystania przy organizacji własnych systemów sieci.

Opracowywane są również wytyczne do rozwoju radiokomunikacji ruchomej w kraju oraz jednolite metody pomiarowe sprzętu ruchomego. Publikacja niniejsza jest pierwszą z serii zamierzonych publikacji w dziedzinie radiokomunikacji ruchomej i dotyczy omówienia rozwoju systemów sieci ruchomych w różnych krajach, dokonanego na podstawie danych zaczerpniętych z literatury zagranicznej.

Praca ma na celu przedstawienie niektórych danych dotyczących rozwoju i zakresu stosowania radiokomunikacji ruchomej, podanie podstawowych charakterystyk stosowanego sprzętu oraz omówienie czynników, jakie należy uwzględnić przy planowaniu systemów sieci. W osobnym rozdziale przytoczono przykłady rozwiązań systemów sieci ruchomych stosowanych w wielu krajach przez różne służby, jak na przykład: w policji i straży pożarnej, w komunikacji miejskiej, w kopalnictwie odkrywkowym, kolejnictwie, żegludze itd. Na zakończenie podano kilka uwag co do warunków rozwoju radiokomunikacji ruchomej w kraju.

1. WSTĘP

Początek rozwoju radiokomunikacji ruchomej w służbach cywilnych na terenie naszego kraju datuje się dopiero mniej więcej od 1950 r. W związku z tym prace w dziedzinie radiokomunikacji ruchomej są u nas znacznie spóźnione tak w odniesieniu do opracowań systemów, jak i w zakresie produkcji sprzętu ruchomego w przemyśle.

Rozpoczęte przed dwoma laty prace w Instytucie Łączności miały na celu przede wszystkim opracowanie danych informacyjnych z zakresu radiokomunikacji ruchomej przeznaczonych dla użytkowników tego rodzaju łączności. Informacje te obejmują omówienie rozwoju tej dziedziny, charakterystykę stosowanego sprzętu ruchomego, zasady planowania systemów sieci i przykłady istniejących systemów sieci w różnych krajach. Niezależnie od tego, z uwagi na niektóre obowiązki, jakie nakłada na Ministerstwo Łączności dekret o łączności z 11 marca 1955 r., Instytut Łączności prowadzi prace mające na ce-

lu: zebranie materiałów do opracowania wytycznych dotyczących rozwoju radiokomunikacji ruchomej w kraju, ustalenie jednolitych metod pomiarowych sprzętu stosowanego w radiokomunikacji ruchomej oraz ustalenie podstawowych wymagań technicznych dotyczących sprzętu ruchomego.

W związku z tym przewiduje się opublikowanie serii artykułów z zakresu wyżej podanych prac. Pierwszy z nich stanowi przedmiot niniejszej publikacji, która zawiera informacje omówione wyżej, a które interesują prawie wszystkich użytkowników radiokomunikacji ruchomej w kraju. Pomimo że praca ta ma charakter kompilacyjny, zostaje ona opublikowana w Pracach Instytutu Łączności, ponieważ sposób ujęcia i zestawienia materiału oraz wnioski są opracowane pod kątem potrzeb krajowych.

Radiokomunikacja ruchoma w odróżnieniu od stałej charakteryzuje się tym, że w obszarze zasięgu fal jedna lub obie strony korespondujące mogą dowolnie zmieniać miejsce, przy czym w zależności od zastosowania urządzenia mogą być typu stałego, przewoźnego lub przenośnego. Radiokomunikacja ruchoma usprawnia działanie wielu dziedzin życia gospodarczego, jak np.: kolejnictwo, żeglugę, służby miejskie, służby rolne, leśne i wiele innych.

W radiokomunikacji ruchomej wykorzystywane są fale ultrakrótkie w zakresie 30 MHz ÷ 300 MHz oraz fale decymetrowe w zakresie 420 MHz ÷ 470 MHz. Fale te mają następujące zalety:

a) zasięg ograniczony jest w zasadzie do linii widoczności (horyzontu), a w związku z tym te same częstotliwości mogą być powtarzane na wielu różnych obszarach;

b) na falach tych, a zwłaszcza w zakresie częstotliwości powyżej 40 MHz, nie występują zakłócenia atmosferyczne, a zakłócenia przemysłowe maleją ze wzrostem częstotliwości;

c) wymiary i ciężar anten są małe, co ma duże znaczenie w przypadku urządzenia ruchomego; ma to również znaczenie w przypadku stacji stałej, gdzie można zastosować stosunkowo proste i tanie maszty lub wieże.

Obecnie powszechnie są stosowane następujące podzakresy częstotliwości: 70 ÷ 87 MHz, 100 ÷ 108 MHz oraz 154 ÷ 176 MHz. Podzakres 30 ÷ MHz jest w wielu państwach już nie wykorzystywany w komunikacji ruchomej z uwagi na zakłócenia atmosferyczne i przemysłowe oraz z uwagi na gorsze własności propagacyjne w miastach.

Stosowany sprzęt w radiokomunikacji ruchomej obejmuje zestawy nadawczo-odbiorcze dla stacji stałych oraz zestawy podobne dla stacji przewoźnych i przenośnych. Stacje stałe zasilane są w zasadzie z sieci

prądu zmiennego, natomiast stacje przewoźne zasilane są z baterii akumulatorowej znajdującej się na pojeździe. Stacje przenośne zasilane są z baterii suchych lub akumulatorowych.

2. NIEKTÓRE DANE DOTYCZĄCE ROZWOJU RADIOKOMUNIKACJI RUCHOMEJ [20,22]

Początki stosowania radiokomunikacji ruchomej w niektórych krajach sięgają okresu jeszcze sprzed drugiej wojny światowej. W okresie tym łączność ruchoma stosowana była prawie wyłącznie w policji, na częstotliwości rzędu 2 MHz.

Do 1939 r. częstotliwości 30 ÷ 300 MHz były mało stosowane, z wyjątkiem telewizji pracującej na dolnej granicy tego zakresu oraz niektórych służb. Niewiele wiedziano w tym okresie o praktycznych możliwościach stosowania tego zakresu częstotliwości. Jedynie do łączności pomiędzy pojazdami wojskowymi na bardzo krótkie odległości (kilkaset metrów) stosowane były proste urządzenia, składające się z generatorów samowzbudnych i odbiorników superreakcyjnych, pracujących na częstotliwościach do około 200 MHz.

Stale rosnące zagęszczenie stacji pracujących w zakresie fal krótkich oraz konieczność wprowadzenia środków łączności na zasięg nie większy od kilkunastu kilometrów przyspieszyły rozwój techniki ultrakrótkofalowej. I tak np. około 1935 r. już w niektórych krajach zostały zapoczątkowane w policji eksperymenty zmierzające do utworzenia łączności ruchomej na częstotliwościach 80 i 95 MHz (W. Brytania). W 1938 r. na konferencji w Kairze ustalono, że następujące zakresy częstotliwości będą stosowane przez służby ruchome: 80 ÷ 84, 95 ÷ 100 i 128 ÷ 132 MHz.

Okres drugiej wojny światowej przyniósł wielki rozwój komunikacji ruchomej, która stosowana była głównie w policji, straży pożarnej, obronie cywilnej i w wojskach lądowych. Równolegle następował rozwój łączności na falach ultrakrótkich w lotnictwie (ziemia-samolot) oraz rozwój techniki radarowej, co w wyniku spowodowało opracowanie specjalnych lamp i układów dających odpowiednie wzmocnienie i stałość częstotliwości na falach metrowych. W rozwoju tym przemysł brytyjski miał decydujący udział i wiele z jego doświadczeń zostało przekazanych w 1942 r. do U.S.A., które przy swoich szerokich możliwościach produkcyjnych były w stanie rozszerzyć doświadczenia i udoskonalić technikę sprzętu ruchomego.

Pod koniec drugiej wojny światowej technika ta była już tak rozwinięta, że stało się możliwe wprowadzenie do publicznej eksploatacji

systemów łączności ruchomej, polegających na współpracy sieci radiowych z sieciami telefonicznymi.

Przykładem tego mogą być rozwinięte w okresie od 1945 ÷ 1947 r. w USA systemy sieci w 60 miastach; w tym samym czasie podobne systemy były w opracowaniu dla dalszych 100 miast. W 1947 r. w Wielkiej Brytanii została wprowadzona łączność ruchoma z taksówkami w dużych miastach i łączność z promami w żegludze rzecznej.

Od tego czasu rozwój radiokomunikacji ruchomej postępował bardzo dużymi krokami i obecnie stosowanie tego typu łączności jest olbrzymie (patrz rozdz. 3).

Uzyskane doświadczenia wykazały konieczność wprowadzenia ścisłych wymagań technicznych odnośnie sprzętu ruchomego w celu zapewnienia jego dobrego działania, niewrażliwości na zakłócenia od innych stacji i nie powodowania zakłóceń dla innych urządzeń radiowych. W poszczególnych krajach wydane zostały odpowiednie przepisy, które obowiązują wszystkich producentów sprzętu i tylko te typy sprzętu są dopuszczone do eksploatacji, które zostały zatwierdzone, po dokonaniu kontroli zgodności parametrów sprzętu z wymaganiami technicznymi.

3. ZASTOSOWANIE RADIOKOMUNIKACJI RUCHOMEJ

Biorąc pod uwagę charakterystykę rozchodzenia się fal metrowych można uważać, że łączność na tych falach praktycznie stanowi system zamknięty na ściśle określonym obszarze. Przy sprzyjających warunkach uzyskuje się zasięg pomiędzy stacją centralną i stacjami ruchomymi w promieniu do 35 km, a czasami i więcej, czyli obszar obsługiwany przez jedną sieć obejmuje powierzchnię ok. 4000 km². Obszar ten może być jeszcze powiększony na przykład przez zastosowanie stacji przekaźnikowych lub linii radiowych. Widać więc, że technika ta zapewnia duże możliwości dla służb typu lokalnego. Jako przykład szerokiego zastosowania radiokomunikacji ruchomej można przytoczyć kilka następujących danych cyfrowych:

— w 1953 r. w USA czynnych było ponad 100.000 stacji stałych i ruchomych,

— w 1954 r. w jednym tylko Londynie było czynnych 2020 stacji; planowana liczba stacji na 1957 r. dla tego miasta wynosiła około 17000,

— w 1957 r. w Wielkiej Brytanii pracowało około 2000 stacji stałych i około 20000 stacji ruchomych [4].

Niżej przytoczono podstawowe służby, w których stosuje się radiokomunikację ruchomą:

a. Służby miejskie:

- policja,
- straż pożarna,
- regulacja ruchu,
- obsługa imprez masowych (sport, pokazy, manifestacje, wiece itp.),
- przedsiębiorstwa taksówkowe,
- brygady naprawcze środków komunikacji miejskiej,
- brygady konserwacji urządzeń użyteczności publicznej (gaz, wodociągi i kanalizacja, elektrownie),
- pogotowie ratunkowe i służby lekarskie,
- stacje obsługi samochodowej,
- prasa i sprawozdawcy sportowi,
- służby specjalne, np. obrona cywilna.

b. Służby inne:

- kolejnictwo (węzły rozrządowe, łączność na szlakach, służba ochrony kolei),
- służby morskie (łączność w portach i w żegludze przybrzeżnej),
- służby lotnicze (łączność naziemna na lotnisku, łączność w lotnictwie sportowym),
- transport rzeczny i lądowy wzdłuż tras komunikacyjnych,
- łączność dyspozytorska w budownictwie,
- kopalnictwo (łączność dyspozytorska w kopalniach),
- rolnictwo (np. łączność w ośrodkach maszynowych),
- leśnictwo (łączność z brygadami roboczymi, służba bezpieczeństwa pożarowego),
- ratownictwo górskie.

c. W wojsku.

4. CHARAKTERYSTYKA SPRZĘTU RUCHOMEGO [22]

4.1. Rodzaje sprzętu ruchomego

Do urządzeń ruchomych zalicza się następujące rodzaje sprzętu: przewoźny, przenośny i stacji stałych.

a. Sprzęt przewoźny:

Jest to sprzęt przystosowany do pracy na wszelkiego typu pojazdach, jak np. na lokomotywach, samochodach, statkach itd. Sprzęt ten odporny jest na wstrząsy i na warunki atmosferyczne oraz uszczelniony od dymu i kurzu. Zasilany jest on z baterii akumulatorowej pojazdu lub z baterii dodatkowej. Stosowana moc nadajników wynosi od 5 do 25 W.

b. Sprzęt przenośny:

Sprzęt ten można podzielić na dwie podstawowe kategorie (noszony i przenoszony):

1. Sprzęt noszony jest przystosowany do pracy w ruchu i noszony przez operatora, przy czym spotykane są różne rozwiązania co do sposobu noszenia (na plecach, na boku, w rękę, w kieszeni lub nawet wbudowany np. w hełm, jak to ma miejsce w straży pożarnej). Sprzęt ten na ogół jest niewielkich wymiarów, stosunkowo lekki i odporny na warunki atmosferyczne. Zasilany jest on z baterii suchych lub akumulatorowych. Stosowana moc nadajników wynosi $0,1 \div 1$ W.

2. Sprzęt przenoszony jest przystosowany do przeniesienia przez jednego człowieka lub dwóch ludzi, z tym że praca jego odbywa się na postoju. Zasilany jest on w zasadzie z baterii akumulatorowej.

c. Sprzęt stacji stałych:

Jest to sprzęt przewidziany do pracy w pomieszczeniach stałych. Sprzęt ten współpracuje ze stacjami ruchomymi lub przenośnymi. Moc nadajnika stacji stałej jest w zasadzie większa niż nadajnika sprzętu przewoźnego. Stosowana moc nadajników stacji stałych wynosi 25 do 250 W. Nadajniki zasilane są z sieci prądu zmiennego.

4.2. Ogólna charakterystyka sprzętu ruchomego

Wszystkie rodzaje sprzętu omówione w rozdz. 4.1. mają w zasadzie podobne układy elektryczne.

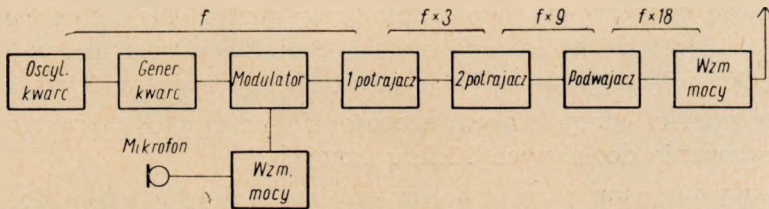
W większości krajów w sprzęcie ruchomym stosowana jest modulacja częstotliwości. Stabilizacja częstotliwości dokonywana jest w zasadzie za pomocą oscylatorów kwarcowych.

W nadajniku stosuje się powielanie częstotliwości oscylatora kwarcowego do częstotliwości roboczych, na jakie projektuje się nadajnik. Spotyka się różne współczynniki krotności, jak np.: 6, 8, 12, 18, 24, 32, 36, 64, 72. Ważną rzeczą przy opracowywaniu nadajnika jest takie rozwiązanie poszczególnych obwodów, aby, w celu uniknięcia zakłóceń w stosunku do innych urządzeń, wszelkie częstotliwości harmoniczne i niepożądane były jak najbardziej stłumione. Od pewnego czasu zarysowują się wyraźne tendencje zmniejszania mocy nadajników ruchomych, co zapewnia zmniejszenie wymiarów sprzętu oraz ekonomię źródeł zasilających; równocześnie dla zapewnienia tej samej jakości korespondencji rozwijane są wysiłki dla podniesienia dobroci odbiornika.

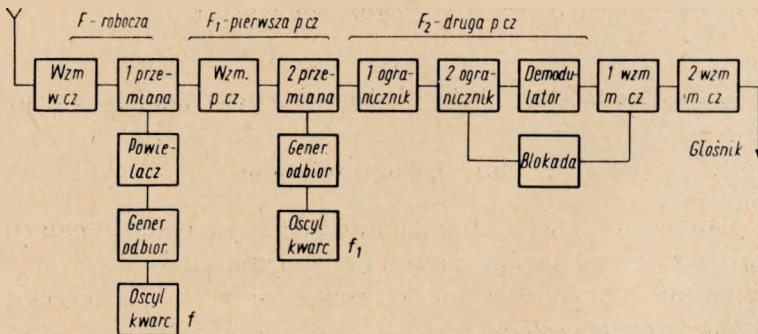
Odbiorniki ruchome są w zasadzie budowane jako superheterodyny z podwójną przemianą częstotliwości. Stabilizacja częstotliwości gene-

ratorów odbiornika jest dokonywana przeważnie za pomocą dwóch oscylatorów kwarcowych. Bardzo ważną sprawą przy projektowaniu odbiornika jest takie rozwiązanie stopni w. cz., ażeby odbiornik był mało wrażliwy na odbiór sygnałów niepożądanych, które mogą powodować zakłócenia interferencyjne, modulację skrośną, a nawet zatkanie którejs z lamp. Innym poważnym zagadnieniem jest zapewnienie odpowiedniej selektywności odbiornika w stosunku do sąsiedniego kanału, co przy obecnej tendencji zmniejszania odstępów między kanałami stawia duże wymagania techniczne przy opracowywaniu stopni pośredniej częstotliwości. Stosowana czułość odbiorników wynosi przeciętnie około $1 \mu\text{V}$, przy 20 dB stosunku sygnału do szumów. Z uwagi na bardzo wysoki poziom szumów odbiornika, które pojawiają się w głośniku w czasie braku sygnału, stosowane są stopnie blokady, mające na celu wyciszenie odbiornika.

Przykłady układów elektrycznych typowego nadajnika i odbiornika podane zostały na rys. 1 oraz rys. 2.



Rys. 1. Schemat blokowy typowego nadajnika o modulacji częstotliwości
U w a g a: Krotność powielania 18 podana przykładowo



Rys. 2. Schemat blokowy typowego odbiornika o modulacji częstotliwości

Sprzęt przewoźny zasilany jest w większości przypadków z baterii akumulatorowej pojazdu lub baterii dodatkowej umieszczonej na pojeździe. Dla otrzymania wysokich napięć zasilających sprzęt ruchomy stosowane są przetwornice obrotowe (jedna lub dwie), względnie przetwornice wibratorowe. Przy sprzęcie o niedużej mocy (np. przenośnym)

stosowane są obecnie przetwornice tranzystorowe. Pobór mocy w przypadku sprzętu przewoźnego wynosi orientacyjnie:

przy odbiorze 70 ÷ 90 W,
przy nadawaniu 150 ÷ 200 W.

Przy dużej liczbie stacji ruchomych w sieci stosowane jest dodatkowe wyposażenie sprzętu w urządzenia tzw. selektywnego wywołania. Urządzenia te umożliwiają stacji centralnej wywołanie dowolnej stacji ruchomej w sieci lub grupy stacji, przy czym pozostałe stacje sieci nie odbierają sygnałów wywołania, nie słyszą prowadzonej rozmowy i nie mają możliwości rozpoczęcia wołania do chwili zwolnienia sieci. Szerze omówienie stosowanych sposobów wywołania zawiera rozdz. 5.7.

Anteny przeznaczone do pracy na stacjach ruchomych są budowane zazwyczaj w postaci ćwierćfalowego pręta, z tym że przeciwwagę stanowi karoseria. Stosowane są również anteny ruchome z własną przeciwwagą w celu usunięcia wpływu karoserii na jakość odbioru. Złe styki w całości karoserii, przy wykorzystaniu jej jako przeciwwagi, mogą bowiem powodować silne trzaski przy odbiorze w ruchu. Dla anten ruchomych wymagana jest w zasadzie dookólna charakterystyka promieniowania, w związku z tym pionowa polaryzacja anteny ruchomej jest najlepsza.

W przypadku stacji stałych stosuje się anteny o charakterystykach promieniowania dookólnych i kierunkowych.

Przy wykorzystaniu tej samej anteny ruchomej lub stałej do pracy na wielu częstotliwościach, w granicach ustalonego podzakresu częstotliwości, konieczne jest wprowadzenie w obwodzie anteny odpowiedniego układu, zapewniającego pracę szerokopasmową [2].

5. PLANOWANIE SIECI RUCHOMYCH [4,6,9,14,17,20]

5.1. Uwagi wstępne

Przy planowaniu sieci radiokomunikacji ruchomej należy przede wszystkim wziąć pod uwagę następujące czynniki:

- a) obszar, na którym sieć ma pracować oraz rozmieszczenie stacji,
- b) zadania stawiane sieci,
- c) dysponowaną liczbę kanałów,
- d) wybór częstotliwości,
- e) rodzaj modulacji,
- f) sposoby wywołania,
- g) ewentualną współpracę sieci radiowej z siecią telefoniczną,
- h) konserwację sprzętu,
- i) wymagania techniczne dotyczące sprzętu.

Z uwagi na podobieństwo parametrów technicznych poszczególnych rodzajów sprzętu sposób planowania i organizowania sieci ruchomych jest w zasadzie ten sam, bez względu na to, jaki rodzaj sprzętu ruchomego jest zastosowany w danym systemie sieci.

5.2. Obszar pracy sieci oraz rozmieszczenie stacji

Wielkość obszaru, który ma obsłużyć planowana sieć i jego ukształtowanie pionowe oraz przeszkody na nim znajdujące się stanowią podstawowe elementy, jakie muszą być rozważone przy planowaniu każdej sieci.

W obszarach miejskich, przy założeniu, że zasięg we wszystkich kierunkach ma być jednakowy, należy zwrócić uwagę na wybór miejsca dla stacji centralnej, jak i na otaczające to miejsce budynki, szczególnie w przypadku gdy są one wyższe od miejsca umieszczenia stacji centralnej. Zasięg stacji zależy bezpośrednio od wysokości umieszczenia anteny nadawczej i odbiorczej stacji centralnej. Wysokie lub rozległe budynki mogą w pewnych przypadkach, np. przy stosowaniu najniższego pasma częstotliwości (pomiędzy 30 ÷ 40 MHz), powodować cienie w odbiorze sygnałów przez stacje ruchome. Przy częstotliwościach wyższych następuje zjawisko odbicia, które powoduje, że częstotliwości te umożliwiają dobrą łączność w warunkach miejskich. Przy dużym obszarze obsługiwanym przez sieć w mieście istnieją trudności w uzyskaniu właściwego zasięgu przy kierunku nadawania od stacji ruchomej do stacji stałej. W tym przypadku stosuje się na stacji centralnej system tzw. odbioru zbiorczego, polegającego na rozstawieniu na obszarze obsługiwanym wielu odbiorników, które odbierają sygnały od stacji ruchomych. Następnie sygnały te za pomocą linii telefonicznych przekazywane są z tych odbiorników do stacji centralnej. Jak wynika z powyższych rozważań, centralna stacja stała może być często umieszczona w miejscu odległym od punktu, w którym znajduje się ośrodek dyspozycyjny (operatorzy). W tym przypadku zajdzie potrzeba zdalnego uruchamiania i sterowania zestawu nadawczo-odbiorczego.

Przy planowaniu sieci, która ma pokryć większy obszar terenu niż umożliwiała to normalny zasięg nadajnika stałego, można przewidzieć uruchomienie większej liczby stacji stałych (spełniających rolę stacji przekaznikowych), które rozmieszczone odpowiednio w terenie pokryłyby zasięgiem cały obsługiwany teren. W tym przypadku występują jednak pewne trudności techniczne, związane z interferencją pomiędzy nadajnikami stałymi, w przypadku gdy nie są one synchronizowane, a pracują na tej samej częstotliwości.

Przy zastosowaniu sprzętu z modulacją amplitudy najprostszą metodą

uniknięcia zakłóceń interferencyjnych jest przydzielenie nadajnikom częstotliwości różniących się między sobą o około 10 do 20 kHz (patrz rozdz. 5.6). Sterowanie wszystkich nadajników odbywa się z jednego nadajnika centralnego z zachowaniem warunku, ażeby sygnał modulujący doprowadzony do poszczególnych nadajników był o zgodnej fazie. Dodatkowe stacje stałe połączone są ze stacją centralną za pomocą linii telefonicznych lub linii radiowych. Przykład takiego systemu sieci przytoczony jest w rozdz. 7.1.2.

Przy zastosowaniu sprzętu o modulacji częstotliwości zmniejszenie zakłóceń interferencyjnych uzyskuje się głównie przez sprowadzenie do minimum różnic częstotliwości nadajników, których zasięgiem objęty jest ten sam obszar, przy czym stałość częstotliwości nadajników musi być bardzo duża. Sygnał modulujący doprowadzony do nadajników powinien być również o zgodnej fazie. Stosuje się również jeszcze inne rozwiązanie, mające zastosowanie głównie przy łączności wzdłuż autostrady, polegające na tym, że stacja ruchoma wyposażona jest w przełączany układ antenowy w ten sposób, ażeby radiowóz jadąc wzdłuż jakiejś drogi mógł mieć charakterystykę anteny skierowaną na stację bliższą pojazdu (szczegóły patrz rozdz. 5.6 i rozdz. 7.2).

Przy planowaniu natomiast sieci wzdłuż trasy komunikacyjnej (na przykład wzdłuż autostrady) ciągnącej się na przestrzeni dziesiątków kilometrów lub nawet i więcej stosuje się rozmieszczenie stacji stałych wzdłuż tej trasy tak, ażeby stacje ruchome wychodząc z zasięgu jednej stacji znajdowały się już w zasięgu stacji następnej. Połączenie między stacjami zapewniane jest za pomocą linii telefonicznej lub linii radiowej. W tym ostatnim przypadku, przy każdej stacji przekaźnikowej linii radiowej, zainstalowana jest stacja stała, która sygnały odbierane ze stacji ruchomych przekazuje na linię radiową i odwrotnie (sygnały z linii radiowej przekazuje do stacji ruchomych).

5.3. Zadania stawiane sieci

Zależnie od charakteru pracy użytkownika urządzeń radiowych sieć służy do przekazywania wiadomości o dość różnej postaci ich sformułowania. I tak w pracy służb publicznych (np. straż pożarna, karetka pogotowia ratunkowego, policja, brygady naprawcze, kolejnictwo itd.) przekazywane są krótkie polecenia lub informacje i inicjatywa rozmów należy w zasadzie do dyspozytora na stacji centralnej. W sieciach o bardzo dużej liczbie stacji ruchomych, jak np. przy kierowaniu ruchem taksówek w mieście, polecenia są jeszcze bardziej krótkie i rozmowy inicjuje tylko dyspozytor na stacji centralnej. W innej znów sieci będącej na usługach takich służb jak prasa, sprawozdawcy sportowi,

przekazywane informacje są długie i głównie pochodzą ze strony stacji ruchomych.

W zasadzie każda sieć powinna być tak zorganizowana i wyposażona, ażeby praca w sieci, tam gdzie jest to konieczne, mogła być ciągła. Wymaga to dobrej jakości sprzętu jak i właściwej organizacji pracy operatorów oraz zespołów konserwacji sprzętu.

5.4. Dysponowana liczba kanałów transmisyjnych

Coraz bardziej odczuwany obecnie brak kanałów transmisyjnych dla zaspokojenia potrzeb stale przybywających sieci ruchomych zmusza kraje o dużym nasileniu sieci radiowych do szukania dróg poprawienia trudnej sytuacji w tym zakresie. Jako przykład jednego z rozwiązań jest wykorzystanie tej samej pary kanałów do obsłużenia kilku sieci. Firma Bell w USA opracowała system, w którym na wspólnej parze kanałów dziewięciu dyspozytorów różnych służb wykorzystuje swoje odrębne co do przeznaczenia sieci. Dyspozytorzy wykorzystują aparaty telefoniczne przyłączone do publicznej automatycznej sieci telefonicznej i poprzez nią oraz poprzez radiową stację stałą uzyskują połączenie ze swoimi sieciami, w kolejności, która jest automatycznie rejestrowana i następnie realizowana przez dokonanie odnośnych połączeń. Szczegóły na temat tego systemu sieci podane są w rozdz. 7.5.

Również w celu rozwiązania omawianych powyżej trudności związanych z brakiem kanałów prowadzone są badania mające na celu dalsze zmniejszenie szerokości dotychczas stosowanych pasm częstotliwości, wynoszących 50 lub 100 kHz. Proponuje się stosowanie szerokości kanału 25 kHz dla częstotliwości roboczych mniejszych niż 100 MHz oraz 50 kHz dla częstotliwości większej niż 100 MHz. Oczywiście wprowadzenie tych szerokości kanałów pociąga za sobą konieczność nowego opracowania sprzętu, a zwłaszcza odbiornika, w którym filtry w stopniach częstotliwości pośrednich muszą mieć bardzo strome krzywe selektywności przy odstrojeniu częstotliwości w granicach przepuszczanego pasma. Wyczuwa się, że w wielu krajach przeważa tendencja raczej szukania rozwiązań w drodze reorganizacji dotychczasowych systemów sieci i sposobu wykorzystywania dysponowanych częstotliwości, a nie przez szybkie przejście na stosowanie zmniejszonych szerokości kanałów, co pociągnęłoby za sobą duże nakłady pieniężne przy opracowaniu nowego i wymianie obecnie posiadanego sprzętu. Tak na przykład w W. Brytanii przejście na zmniejszone szerokości kanałów (jak wyżej) będzie stopniowe i trwać będzie do 1960 r. Jeżeli przytoczymy liczby statystyczne, z których wynika, że na obszarze Londynu w 1954 r. pracowało 2020 zestawów urządzeń radiokomunikacyjnych ruchomych, a w 1957/1958 r. liczba ta miała wzrosnąć do 17000 urządzeń, to w żąd-

nym razie będąca obecnie do dyspozycji w W. Brytanii liczba kanałów dla służb ruchomych (97 kanałów) nie będzie wystarczająca.

Ostatnie informacje, które ukazały się w literaturze technicznej angielskiej wskazują, że w komunikacji ruchomej sprawa zmniejszenia szerokości pasma emisji stanowi przedmiot dalszych usilnych badań, zmierzających do wprowadzenia pasma 25 kHz również i w zakresie częstotliwości większych niż 100 MHz, z tym, że praca na sąsiednich kanałach powinna wtedy odbywać się na obszarach oddalonych od siebie. Mowa jest również o dalszym zmniejszeniu szerokości pasma do 12,5 kHz, jeżeli doświadczenia z pracy sprzętu w pasmie 25 kHz będą pomyślne; oczywiście praca na sąsiednich kanałach mogłaby się odbywać również tylko na obszarach oddalonych od siebie. Należy jednak zwrócić uwagę, że w Wielkiej Brytanii ponad 90% sprzętu będącego w eksploatacji pracuje z modulacją amplitudy. Planowane zmiany w zmniejszeniu szerokości kanałów przy tym rodzaju modulacji są znacznie łatwiejsze.

Podobne plany ma zamiar zrealizować również amerykańska komisja częstotliwości (F.C.C.), która zamierza dotychczasową szerokość pasma 60 kHz zmniejszyć do 30 kHz, a następnie do 15 kHz, ale w tym ostatnim przypadku wiąże się to z warunkiem geograficznego oddalenia obszarów pracy dla sąsiednich kanałów. W USA stosowana jest powszechnie modulacja częstotliwości, a więc sprawa zmniejszenia szerokości kanałów stanowi problem znacznie trudniejszy niż w przypadku stosowania modulacji amplitudy.

5.5. Wybór częstotliwości

W radiokomunikacji ruchomej stosowane są częstotliwości określone regulaminem radiokomunikacyjnym z Atlantic City z 1947 r.

W Polsce dla służb ruchomych przewiduje się stosowanie następujących zakresów częstotliwości: 32 ÷ 48,5 MHz, 56 ÷ 58,5 MHz, 66 ÷ 77 MHz, 100 ÷ 108 MHz, 154 ÷ 176 MHz i 420 ÷ 470 MHz. Zakresy te mogą ulegać drobnym zmianom w miarę rozwijania się i potrzeb innych służb, jak np. telewizji i radiofonii, wykorzystujących również fale metrowe.

Przy odbiorze fal ultrakrótkich (u.k.f.) w zasadzie liczyć można tylko na falę troposferyczną, a więc zasięg przy radiokomunikacji u.k.f. ograniczony jest w zasadzie do zasięgu widoczności. Fale ultrakrótkie nie ulegają odbijaniu przez jonosferę. W niektórych jednak przypadkach przy dobrych warunkach terenowych istnieje możliwość łączności na znaczną odległość poza horyzont. Uzyskuje się to zwłaszcza

na częstotliwościach mniejszych, a głównie w zakresie $30 \div 40$ MHz i w terenach otwartych.

Jako zasadę praktyczną przyjmuje się, że w celu zwiększenia zasięgu stacji stałej antenę jej umieszcza się jak najwyżej (np. na wieży, wysokim budynku lub wzniesieniu).

W miastach i obszarach gęsto zabudowanych, a zwłaszcza z wysokimi budynkami, korzystniejsze jest stosowanie częstotliwości większych. Odbiór częstotliwości większej niż 100 MHz jest mniej wrażliwy na zakłócenia przemysłowe, a wypełnienie obszaru pracy danej sieci przy tych częstotliwościach jest lepsze z uwagi na własność odbijania się fal (reradiacja). W związku z tym przestrzeń, nawet w przypadku ulic biegnących między wysokimi budynkami, jest dobrze wypełniona i tzw. cienie w odbiorze występują znacznie rzadziej niż ma to miejsce przy częstotliwościach mniejszych.

5.6. Rodzaje modulacji

W komunikacji ruchomej może być zastosowany sprzęt zarówno o modulacji częstotliwości jak i o modulacji amplitudy. Obydwa rodzaje modulacji zapewniają zadowalającą łączność, jednak różnią się pod wieloma względami.

Większość systemów radiokomunikacji ruchomej wyposażona jest obecnie w sprzęt o modulacji częstotliwości.

Na podstawie doświadczeń wielu lat wynika, że system modulacji częstotliwości jest lepszy, ponieważ zapewnia:

- a) mniejsze zniekształcenia nieliniowe,
- b) mniejszą wrażliwość na sygnały niepożądane,
- c) małą wrażliwość na zakłócenia pochodzenia impulsowego,
- d) mniejszą wrażliwość na szумы fluktuacyjne (stąd możliwość podnoszenia czułości odbiornika),
- e) większą sprawność energetyczną nadajnika.

Przy tych zaletach występują jednak i wady tego rodzaju modulacji, a mianowicie:

- a) zwiększenie szerokości kanału,
- b) zwiększenie liczby stopni w urządzeniu,
- c) zwiększenie wrażliwości sprzętu, a zwłaszcza odbiornika na uszkodzenia mechaniczne i wpływ temperatury.

Modulacja amplitudy pozwala na opracowanie nadajnika i odbiornika w prostszych układach, daje możliwość pracy na węższych pasmach częstotliwości (patrz rozdz. 5.4) oraz pozwala na stosunkowo łatwe zorganizowanie sieci na dużym obszarze z zastosowaniem wielu stacji nadawczych, modulowanych tym samym sygnałem. Uzyskuje się przez

to zwiększenie zasięgów na dużym obszarze bez potrzeby synchronizacji częstotliwości nośnych nadajników. Tego typu częstotliwości nośne nadajników w przypadku organizowania sieci ustalone są w odstępach 10 do 20 kHz (patrz rozdz. 5.2. i 7.1.2.).

Przy modulacji częstotliwości w zasadzie możliwa jest również równoczesna praca kilku nadajników na sąsiednich kanałach. Jednak w tym przypadku pasmo odbiornika, umożliwiające odbiór równoczesny wszystkich nadajników, musiałoby być bardzo szerokie.

W niektórych przypadkach przy stosowaniu modulacji częstotliwości objęcie zasięgiem znacznego obszaru może być zapewnione za pomocą kilku nadajników, rozmieszczonych odpowiednio w terenie, pracujących na wspólnej częstotliwości. W tym przypadku praca systemu sieci może być oparta na następujących dwóch zasadach:

a) synchronizacji częstotliwości nadajników, o modulacji nadajników sygnałami w jednakowej fazie,

b) na wykorzystaniu zjawiska, że z dwóch sygnałów wprowadzonych na wejście odbiornika o modulacji częstotliwości (z których jeden jest słabszy, a drugi silniejszy) po detekcji otrzymujemy sygnał słabszy, znacznie stłumiony w stosunku do silniejszego.

W tym ostatnim przypadku dobry odbiór będzie występował na znacznej części obszaru z wyjątkiem pewnych rejonów, w których natężenia pola sygnałów z dwóch nadajników będą prawie jednakowe. Przy sposobie pracy omówionej w pkt. b) nie zachodzi konieczność synchronizowania częstotliwości nośnych nadajników. W tym ostatnim przypadku dla pewnych systemów sieci (np. wzdłuż dróg komunikacyjnych) na stacji ruchomej można zastosować przełączany system antenowy, który na zasadzie charakterystyki kierunkowej pozwoli (na obszarach o prawie jednakowym poziomie sygnału z dwóch sąsiednich nadajników) na odbiór jednego sygnału z większą mocą, przez co uniknie się przykrego zjawiska zniekształceń powodowanych przez sygnał interferencyjny.

5.7. Sposoby wywołania

W pewnych sieciach (np. w sieciach stosowanych w policji) jest rzeczą korzystną słuchanie przez wszystkie stacje ruchome rozmów prowadzonych na sieci; w innych sieciach jest konieczne lub pożądane wywołanie tylko jednej stacji ruchomej, ewentualnie czasami grupy stacji z wyłączeniem pozostałych stacji. Ten ostatni sposób wywołania może być zapewniony przy zastosowaniu urządzenia, które nazwane zostało urządzeniem selektywnego wywołania.

Wywołanie selektywne polega na tym, że nadajnik wysyła pewien

zespół sygnałów (za pośrednictwem fali nośnej), które są odbierane przez wszystkie odbiorniki, ale tylko jeden z odbiorników reagujący na daną kombinację wysyłanych sygnałów zostaje odblokowany przez sygnał, gdy tymczasem pozostałe odbiorniki są zablokowane.

Przy opracowywaniu urządzenia wywołania selektywnego muszą być spełnione trzy podstawowe wymagania.

Pierwszym wymaganiem jest pewność działania nawet wtedy, gdy natężenie pola w punkcie odbioru jest za małe dla zrozumienia mowy.

Drugim wymaganiem jest, ażeby fałszywe wywołania nie były powodowane przez interferencję sygnałów rozmowy.

Trzecim wymaganiem jest zapewnienie rozłączenia po zakończeniu rozmowy.

Istnieje kilka sposobów wywołania selektywnego. Ze znanych dotychczas sposobów wywołania selektywnego można wyróżnić:

- częstotliwościowy,
- impulsowy.

Przy sposobie częstotliwościowym nadajnik stacji stałej wysyła różne kombinacje tonów (zazwyczaj w paśmie $300 \div 3000$ Hz, tj. w paśmie małej częstotliwości odbiorników), na które reagują poszczególne odbiorniki ruchome. Sposób ten jest na ogół pewny w działaniu i może mieć układ rozwiązany w sposób prosty. Sposób częstotliwościowy spełnia dobrze pierwsze wymaganie (patrz wyżej), ponieważ sygnały małej częstotliwości mogą być odebrane przy bardzo małym stosunku sygnału do szumów.

Przy sposobie impulsowym nadajnik wysyła różne kombinacje impulsów wywoławczych, przy czym każda stacja ruchoma ma urządzenie odblokowujące, reagujące na inną kombinację wysyłanych impulsów. Nadawany jest zatem ciąg impulsów (np. za pomocą tarczy telefonicznej), z których każdy zawiera 1 do 10 impulsów. Dwa ciągi impulsów mogą dać 100 kombinacji, trzy ciągi — 1000 kombinacji.

Niezależnie od sygnałów wywołania potrzebne jest również wprowadzenie sygnału zajętości lub sygnału blokady. Wprowadzenie tego sygnału jest konieczne dla uniknięcia zakłócenia w pracy stacji korespondujących i ewentualnego podsłuchu. Jednym ze sposobów rozwiązań jest wysyłanie przez stację stałą niesłyszalnego sygnału zajętości, który blokuje wszystkie nadajniki ruchome, z wyjątkiem nadajnika tej stacji, z którą jest prowadzona rozmowa. Inny sposób polega na tym, że z chwilą rozpoczęcia rozmowy nadajnik stały przestaje wysyłać sygnał niezajątości. Brak tego sygnału powoduje blokadę nadajników ruchomych, które nie prowadzą rozmowy.

5.8. Przejście z sieci radiowej na sieć telefoniczną

Istnieją możliwości wyposażenia sieci ruchomej w odpowiednie urządzenia, które pozwalają na połączenie (w sposób automatyczny lub ręcznie) stacji ruchomej, za pośrednictwem stacji stałej, z dowolnym abonentem sieci telefonicznej. Również możliwe jest połączenie w kierunku odwrotnym, tzn. od abonenta sieci telefonicznej do abonenta radiotelefonicznej sieci ruchomej. Takie rozwiązanie pozwala na współpracę sieci telefonicznej z siecią radiową ruchomą na terenie miast, wzdłuż dróg komunikacyjnych o ruchu kołowym i kolejowym.

Dla przeprowadzenia rozmowy dwustronnej (dupleks), podobnie jak to ma miejsce przy rozmowie ze zwykłego aparatu telefonicznego, konieczne jest zastosowanie na sieci radiowej dwóch częstotliwości, między którymi odstęp wynosi kilka megaherców, najczęściej 5 MHz. W sieci tego typu stację stałą instaluje się o ile możliwe w pobliżu budynku centrali telefonicznej. Przejście z sieci telefonicznej na sieć radiową zapewnia urządzenie zwane *zakończeniem radiotelefonicznym*, które włączone jest między stacją stałą a centralą telefoniczną. Urządzenie to nie tylko umożliwia odpowiednie rozwidlenie sygnałów z dwutorowego systemu radiowego na jednotorowy system telefoniczny i odwrotnie, ale przez wyposażenie go w odpowiednie układy umożliwi regulację poziomu sygnału akustycznego modulującego nadajnik, natomiast w gałęzi odbiorczej umożliwi regulację poziomu sygnału odbieranego przez odpowiednie poprawienie stosunku sygnału użytecznego do szumów.

Jeżeli sieć ruchoma współpracuje z automatyczną siecią telefoniczną, to pożądane jest, ażeby stacje ruchome wyposażone były w odpowiednie urządzenia, które pozwolą na dokonanie połączenia w sposób automatyczny. Istnieją sporadyczne rozwiązania, że sieć radiowa nie jest zautomatyzowana i dokonanie połączeń z automatyczną siecią telefoniczną odbywa się za pośrednictwem operatora znajdującego się na centrali.

Przy współpracy sieci telefonicznej z siecią radiową powinna być również zachowana możliwość wywołania poszczególnych stacji ruchomych (wywołanie selektywne). Spośród wchodzących w rachubę sposobów wywołania selektywnego, wydaje się, że w sieciach omawianego typu sposób impulsowy jest korzystniejszy w stosunku do częstotliwościowego. W tej mierze można powołać się na doświadczenia szwajcarskie, na podstawie których wynika, że wybieranie selektywne impulsowe, dla rozpatrywanego rodzaju łączności, jest mniej kosztowne. Również w sieciach ruchomych musi wchodzić w grę możliwość blokowania nierozmawiających w danej chwili stacji ruchomych, ażeby nie mogły się one włączać do sieci zajętej, ani podsłuchiwać rozmów innych stacji.

Po stronie stacji stałej i centrali telefonicznej wyposażenie będzie się składało z następujących podstawowych części:

aparatury nadawczo-odbiorczej łącznie z antenami,
zespołu sterującego w zestawie radiowym stacji stałej (zespół manipulacyjny),

zakończenia radiotelefonicznego,
urządzenia sterującego na centrali telefonicznej.

Wyposażenie radiowe na pojeździe składa się z następujących części:
aparatury nadawczo-odbiorczej,
anteny wyposażonej w filtr antenowy,
zespołu sterującego,
urządzenia wywoławczego.

Każdej stacji ruchomej przydzielony jest numer, np. 5 lub 6-cyfrowy, jak dla abonenta w sieci telefonicznej. Przy pracy całkowicie automatycznej stacja ruchoma wybiera abonenta sieci telefonicznej za pomocą tarczy telefonicznej.

W przypadkach gdy ze względu na duże koszty nie przewiduje się prowadzenia rozmów między siecią telefoniczną i siecią radiotelefoniczną, a przekazanie informacji jednostronnej do pojazdu znajdującego się w ruchu jest bardzo pożądane, można posługiwać się urządzeniem, za pomocą którego abonent stacji ruchomej otrzymuje sygnał, który daje mu do zrozumienia, że ma przeprowadzić rozmowę telefoniczną z najbliższego aparatu, z osobą uprzednio ustaloną. Urządzenie to składa się z nadajnika połączanego z urządzeniem sterującym znajdującym się na centrali telefonicznej oraz z odbiornika ruchomego znajdującego się na pojeździe. Odbiornik ten wyposażony jest w układ sygnalizacyjny, który uruchamia sygnał dzwonkowy i optyczny. Abonent pojazdu (samochodu) spostrzeże, że został wywołany również w przypadku, gdy sygnał wywoławczy został odebrany w czasie jego nieobecności w pojeździe, ponieważ po powrocie do samochodu zwróci uwagę na zapaloną lampkę sygnalizacyjną. System ten jest bardzo rozpowszechniony w Szwajcarii.

5.9. Konserwacja sprzętu

Przy planowaniu każdego systemu sieci powinno przewidzieć się również organizację służby naprawczej i konserwacyjnej sprzętu. Najlepiej zorganizowana sieć zawiedzie w eksploatacji już przy pierwszych awariach, jeżeli służba konserwacyjna nie będzie odpowiednio przygotowana pod względem wyszkolenia oraz odpowiednio wyposażona w przyrządy pomiarowe i części zapasowe.

Duże znaczenie dla sprawnego działania sprzętu radiotelefonicznego ma organizowanie tzw. konserwacji zapobiegawczej. Konserwacja ta polega na okresowej kontroli sprzętu oraz dokonywaniu jego pomiarów, co ma na celu sprawdzenie stanu zużycia poszczególnych ele-

mentów i podzespołów (zwłaszcza lamp), ażeby zawczasu, a nie dopiero po uszkodzeniu, można było zastąpić poszczególne części.

5.10 Wymagania techniczne dotyczące sprzętu

Przy planowaniu systemu sieci radiotelefonicznej ruchomej należy również ustalić wymagania techniczne dotyczące sprzętu, jaki ma być zastosowany w danym systemie. Podstawowe wymagania techniczne dotyczące sprzętu ultrakrótkofalowego ustalane są w poszczególnych krajach przez resort łączności dla wszystkich producentów ruchomych urządzeń radiokomunikacyjnych.

Wymagania techniczne wydawane centralnie obejmują podstawowe parametry, jakim powinien odpowiadać ruchomy sprzęt nadawczo-odbiorczy.

Jeżeli przy planowaniu sieci konieczny jest sprzęt bardziej złożony, wyposażony na przykład w urządzenia do sterowania zdalnego, w urządzenia sygnalizacyjne itp., wtedy planujący ustala na te urządzenia dodatkowe wymagania techniczne.

Podstawowe wymagania techniczne nadajnika i odbiornika określają w zasadzie następujące parametry:

N a d a j n i k:

moc wyjściowa,
rodzaj i charakterystyka modulacji,
emisje niepożądane,
dokładność i stałość częstotliwości nośnej,
poziom szumów,
zniekształcenia nieliniowe.

O d b i o r n i k:

czułość,
selektywność,
odbiór na częstotliwościach niepożądanych,
emisje niepożądane,
stałość częstotliwości,
moc wyjściowa,
zniekształcenia nieliniowe.

Ponadto podstawowe wymagania techniczne mogą określać:

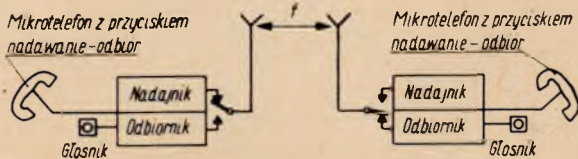
odstęp między sąsiednimi kanałami (szerokość pasma),
podzakresy częstotliwości,
metody pomiarowe poszczególnych parametrów sprzętu,
zasilanie,
warunki pracy sprzętu pod względem temperatury i klimatu,
zasadnicze wymagania dotyczące konstrukcji mechanicznej sprzętu.

6. RODZAJE PRACY SIECI

Stosowane są trzy zasadnicze rodzaje pracy sieci [6, 9]:
simpleks,
dusimpleks, (simpleks na dwóch częstotliwościach),
dupleks.

6.1. Simpleks

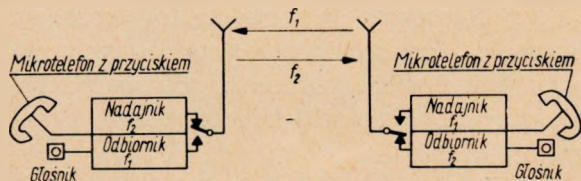
W przypadku pracy simpleksowej stosowana jest jedna częstotliwość; nadawanie i odbiór odbywa się na zmianę. Przełączanie dokonywane jest ręcznie. Ten rodzaj pracy wymaga dużej dyscypliny rozmów. Wszystkie stacje w sieci mogą mieć wzajemną łączność z tym, że zasięg między stacją stałą i ruchomą jest większy niż między stacjami ruchomymi, których anteny są umieszczone na pojazdach o niedużej wysokości. Ze względu na rodzaj wyposażenia technicznego sieć radiowa pracująca simpleksowo nie może współpracować z siecią telefoniczną. Istotę pracy simpleksowej przedstawia rysunek 3.



Rys. 3. Zasada pracy simpleksowej [6]

6.2. Dusimpleks

W przypadku pracy dusimpleksowej stosowane są dwie częstotliwości, po jednym dla każdego kierunku łączności. Rysunek 4 przedstawia zasadę pracy dusimpleksowej. Bezpośrednia łączność możliwa jest tylko

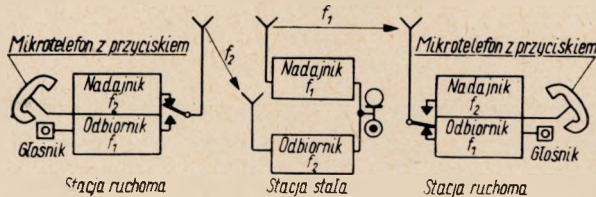


Rys. 4. Zasada pracy dusimpleksowej [6]

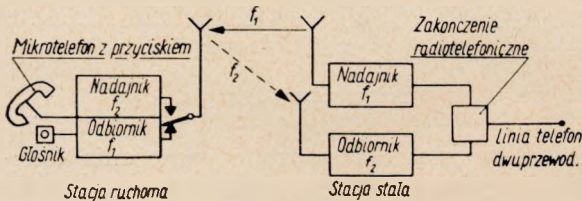
między stacjami ruchomymi i stałymi, natomiast porozumiewanie się stacji ruchomych dokonywane może być tylko za pośrednictwem stacji stałej (rys. 5).
W tym przypadku, w przeciwieństwie do pracy simpleksowej, łączność między stacjami ruchomymi może być uzyskiwana przy ich oddaleniu ponad normalny zasięg. Wszystkie stacje ruchome słyszą wówczas rozmowę prowadzoną w obydwóch kierunkach, co dla wielu systemów sieci jest zaletą.

Przy pracy dusimpleksowej sieć radiowa może współpracować z siecią

telefoniczną i wówczas stacja stała wyposażona musi być w zakończenie radiotelefoniczne, które umożliwia przejście z komunikacji dwutorowej na jednotorową (rys. 6). Z uwagi na to, że przechodzenie z odbioru na nadawanie i odwrotnie (przełączanie ręczne) odbywa się po stronie stacji ruchomych, abonent telefoniczny musi prowadzić rozmowę z zachowaniem dyscypliny stosowanej przy pracy simpleksowej.



Rys. 5. Praca dusimpleksowa — połączenie stacji ruchomych poprzez stację stałą [6, 9]



Rys. 6. Współpraca sieci radiowej (dusimpleks) z siecią telefoniczną [9]

możliwe zmniejszenie szerokości kanałów, co zapewnia zwiększenie liczby dysponowanych kanałów, bez powiększania zakłóceń interferencyjnych.

6.3. Dupleks

W przypadku pracy dupleksowej stosowane są dwie częstotliwości, po jednej dla każdego kierunku łączności. Przez cały czas trwania rozmowy obydwie nadajniki promieniują energię i przechodzenie z odbioru na nadawanie i odwrotnie staje się zbędne. Rozmowa przeprowadzana jest w sposób jak przy normalnym połączeniu telefonicznym. Z tego powodu urządzenia przy systemie dupleksowym są łatwe w obsłudze i nie wymagają zachowania dyscypliny operacyjnej, jaka występuje przy pracy simpleksowej i dusimpleksowej. Przy pracy dupleksowej istnieje możliwość połączenia sieci radiowej z siecią telefoniczną, z tym że podobnie jak przy pracy dusimpleksowej, stacja stała musi być wyposażona w zakończenie radiotelefoniczne, poprzez które następuje przyłączenie sieci radiowej do sieci telefonicznej (patrz rys. 7).

Ponieważ przy pracy dupleksowej nadajnik i odbiornik są czynne jed-

Dusimpleks pozwala na pracę kilku sieci na wspólnym obszarze na pobliskich kanałach, z mniejszą możliwością zakłóceń od sąsiadujących stacji. Również przydział tych samych podwójnych częstotliwości może być powtarzany na obszarach leżących znacznie bliżej siebie, niż ma to miejsce przy pojedynczych częstotliwościach stosowanych przy pracy simpleksowej. Doświadczenia brytyjskie wykazują, że przy podwójnych częstotliwościach staje się bardziej

nocześnie, staje się konieczne wprowadzenie zabezpieczeń przed sprzężeniem między sygnałem wyjściowym odbiornika a mikrofonem oraz przed zakłóceniami pochodzącymi od własnego nadajnika.

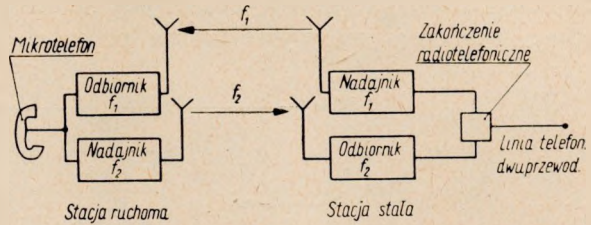
Ażeby na stacjach ruchomych można było stosować głośniki, sprzężenie między głośnikiem a mikrofonem musi być bardzo małe; również w transformatorze rozwidlającym zakończenia radiotelefonicznego tłumienie wzdluzne

musi być takiego rzędu, ażeby sygnał z gałęzi odbiorczej nie przedostawał się do gałęzi nadawczej. Z uwagi na to, że rozwidlenie radiotelefoniczne zbudowane jest na zasadzie mostkowej, a impedancja linii telefonicznej przyłączonej do rozwidlenia zmienia się w szerokich granicach, a więc istnieje możliwość wzdluznego przenikania sygnałów i to właśnie ogranicza stosowanie głośników na stacjach ruchomych. Jeżeli na stacji stałej nie ma przejścia na sieć telefoniczną, a włączony jest tylko aparat telefoniczny o małym sprzężeniu między słuchawką i mikrofonem, to w tym przypadku po stronie stacji ruchomej można stosować głośnik, przy czym poziom odbieranego sygnału akustycznego będzie zależny od sprzężeń między wyjściem a wejściem urządzenia na obydwóch końcach łącza. Wprowadzenie mikrofonów przyustnych o małej czułości na zewnętrzne sygnały umożliwiło stosowanie głośników bez większych ograniczeń.

Eliminowanie natomiast zakłóceń ze strony własnego nadajnika może być uzyskiwane przez zastosowanie oddzielnych anten dla nadajnika i odbiornika, które są rozstawione tak, ażeby fala nośna nadajnika była odpowiednio tłumiona na wejściu odbiornika. Na większości pojazdów istnieją duże trudności w umieszczeniu dwóch anten w odpowiedniej odległości. W tych przypadkach jest możliwe zastosowanie jednej anteny wspólnej dla nadajnika i odbiornika, wyposażonej w filtry wielkiej częstotliwości, których celem jest zmniejszenie do minimalnego poziomu zakłóceń pochodzących z nadajnika.

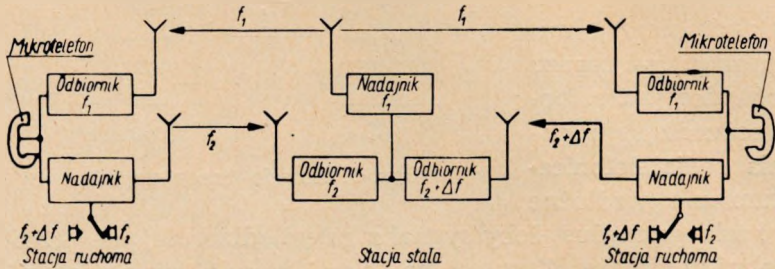
Rozmowa bezpośrednia między stacjami ruchomymi jest utrudniona z uwagi na dudnienia, jakie występują od częstotliwości nośnych nadajników ruchomych. Rozmowa taka może być przeprowadzona za pośrednictwem stacji stałej, lecz w tym przypadku konieczne jest zastosowanie sprzętu z modyfikacjami technicznymi omówionymi niżej. Połączenie stacji ruchomych przy pracy dupleksowej przedstawiono na rysunku 8.

Każdy nadajnik ruchomy wyposażony jest w dwa oscylatory kwarcowe, które pracują na nieco różnych częstotliwościach. Oscylator, który



Rys. 7. Zasada pracy dupleksowej [9]

ma w danej chwili pracować, jest wybierany za pomocą sterowanej falą nośną przekaźnika zainstalowanego w odbiorniku ruchomym. Gdy stacja ruchoma inicjuje wołanie i częstotliwość nośna nie jest odbierana ze stacji stałej, wtedy wybrana jest jedna częstotliwość, natomiast gdy stacja ruchoma jest wywoływana przez stację stałą, przekaźnik zostaje



Rys. 8. Praca duplexowa — połączenie stacji ruchomych poprzez stację stałą [9]

uruchomiony i następuje wybranie drugiej częstotliwości. Na stacji stałej zastosowane są dwa odbiorniki, z których każdy jest nastrojony na inną częstotliwość. Wyjścia tych odbiorników są połączone równolegle i modułują nadajnik. Odbiorniki te wyposażone są w przekaźniki, które włączają sygnał wyjściowy na wejście nadajnika tylko wtedy, gdy odbierana jest częstotliwość nośna. Takie rozwiązanie zabezpiecza przed zakłóceniami z nieczynnego w danej chwili odbiornika, gdy stacja stała pracuje np. tylko z jedną stacją ruchomą.

Każdy operator stacji ruchomej słyszy w słuchawce mikrotelefonu zarówno sygnał nadawany przez stację współpracującą, jak i własny sygnał. Odbiór własnego sygnału może być zmniejszony przez sprzężenie w fazie przeciwnej obwodu mikrofonu z wyjściem odbiornika, lecz pomimo tego głośniki nie mogą być stosowane z wyjątkiem okresu przyjęcia sygnału wywołania. Odstęp między częstotliwościami nadajników ruchomych zależy od charakterystyk odbiorników stacji stałych; typowy odstęp wynosi 50 kHz.

6.4. Powszechność stosowania różnych rodzajów pracy sieci

Na podstawie informacji podawanych w literaturze różnych krajów wynika, że stosowanie pracy simpleksowej i dusimpleksowej jest najbardziej rozpowszechnione głównie z uwagi na to, że charakter pracy większości służb posługujących się urządzeniami ruchomymi wymaga przekazywania krótkich informacji, często ograniczonych do kilku wyrazów, a więc prowadzenie rozmowy duplexowej, jak przy normalnym połączeniu telefonicznym nie jest konieczne. Z drugiej strony systemy

sieci przystosowane do rozmów simpleksowych i dusimpleksowych nie są tak kosztowne jak sieci dupleksowe.

W przypadku przechodzenia z sieci radiowej na sieć telefoniczną najdogodniejszym rodzajem pracy jest dupleks. Ten rodzaj pracy wymaga jednak rozbudowy sprzętu przez wprowadzenie urządzeń umożliwiających współpracę tych sieci.

Tak na przykład większość sieci różnych służb w W. Brytanii, Francji i innych krajach pracuje systemem dusimpleksowym, natomiast w NFR w zasadzie przeważają sieci o pracy dupleksowej, podobnie jak i w Szwecji i częściowo w Szwajcarii. W USA są szeroko stosowane sieci zarówno o pracy dupleksowej jak i dusimpleksowej.

7. PRZYKŁADY NIEKTÓRYCH SYSTEMÓW SIECI RUCHOMYCH STOSOWANYCH W RÓŻNYCH SŁUŻBACH

7.1. Przykłady systemów sieci stosowanych w policji

Poniżej omówione są trzy przykłady różnych systemów sieci policyjnych. Pierwszy z nich dotyczy systemu z terenu Stanów Zjednoczonych Ameryki Północnej, który pracuje już od wielu lat. Zastosowany w tym systemie sprzęt jest o modulacji częstotliwości. Drugi system jest również stosowany od wielu lat, ale na terenie Wielkiej Brytanii. System ten różni się od poprzedniego co do koncepcji rozwiązania, ponieważ w nim zastosowany jest sprzęt o modulacji amplitudy. Trzeci system dotyczy sieci policyjnej w N.R.F. System ten stosowany jest dopiero od dwóch lat i wprowadza w pewnej mierze nowe możliwości wykorzystania sieci radiowych z uwagi na specjalną budowę sprzętu.

7.1.1. System sieci stosowany w policji Brookhaven

Obszar obsługiwany przez sieć radiową wynosi ok. 700 km². W skład pojazdów patrolujących wchodzi: 14 samochodów policyjnych, 2 samochody detektywów, 1 samochód terenowy (jeep) do patrolowania plaży i 3 łodzie motorowe patrolujące zatokę.

Stacja stała zainstalowana jest na wzgórzu w odległości około 10 km od komendy policji mającej swą siedzibę w mieście. Sterowanie stacji stałej dokonywane jest tylko drogą radiową za pomocą nadajnika o mocy 15 W z anteną kierunkową, pracującego na częstotliwości 73,22 MHz (patrz rys. 9). Z uwagi na trudności terenowe (woda, jary, lasy) pomiędzy stacją stałą a miejscem pracy komendy nie mogła być zbudowana linia telefoniczna drutowa. Sygnały z komendy odbierane w miejscu zainstalowania stacji stałej uruchamiają za pomocą układu przekątnikowego nadajnik stacji stałej, którego moc wynosi 50 W. Sieć właściwa pracuje na częstotliwości 155,49 MHz.

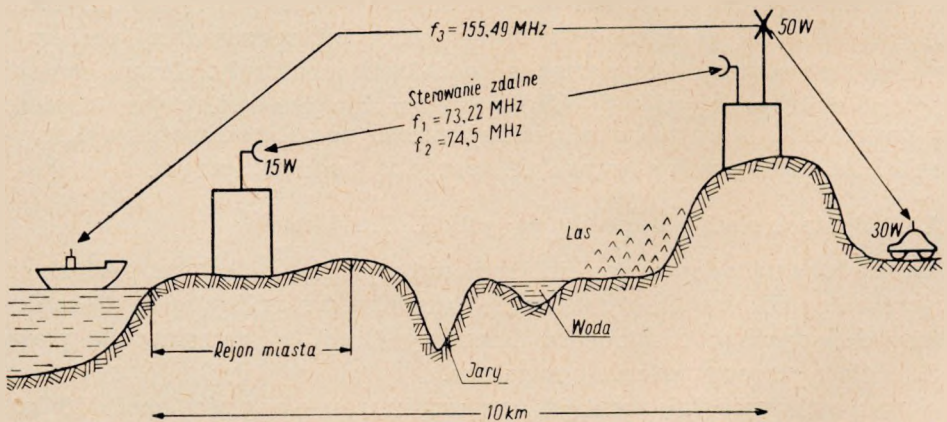
Sygnaly ze stacji ruchomych (moc nadajników ruchomych 30 W) odbierane są przez odbiornik stacji stałej, które za pomocą układu przekąźnikowego sterują nadajnik pracujący na częstotliwości 74,5 MHz; nadajnik ten przekazuje sygnały do operatora w komendzie.

Przy tym systemie sieci wykorzystuje się łącznie 3 kanały.

7.1.2. System sieci stosowany w policji na obszarze hrabstwa Herford [3]

Urządzenia systemu stosowanego w policji hrabstwa Herford w Wielkiej Brytanii mają zastosowaną modulację amplitudy, co pozwoliło na zorganizowanie omawianego systemu (patrz rozdz. 5.6). System ten pracuje od 1947 r.; zapewnia on łączność dwustronną z samochodami policji na obszarze całego hrabstwa, którego obszar zamknięty jest granicami oddalonymi maksymalnie do 65 km.; ukształtowanie pionowe jest w granicach 30 do 250 m wysokości, a łączna długość dróg wynosi 2200 km.

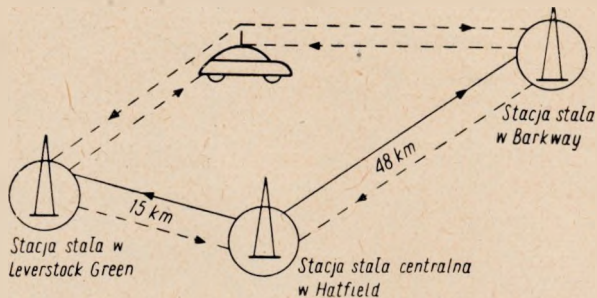
W tym systemie sieci pracują dwa nadajniki stałe rozmieszczone w dwóch oddalonych od siebie punktach obsługiwanej obszar. Częstotliwości nośne tych nadajników różnią się między sobą o około 20 kHz. Sterowanie i modulowanie nadajników odbywa się z jednego wspólnego nadajnika centralnego, pod warunkiem, ażeby przebiegi modulacji były



Rys. 9. Fragment sieci stosowanej w policji w Brookhaven

doprowadzone do poszczególnych nadajników o jednakowej fazie. Sygnaly przesyłane są za pomocą nadajnika radiowego pracującego na częstotliwości 144,3 MHz. Odbiór na stacji ruchomej sygnałów z nadajników stałych odbywa się bez interferencji w wyniku przesunięcia częstotliwości nośnych tych nadajników. Pracę omawianego systemu sieci ilustrują rysunki 10 i 11.

Stacje stałe terenowe są tak rozmieszczone, że są one w zasięgu widoczności ze stacji stałej centralnej. Dla uzyskania widoczności między tymi stacjami konieczne było zastosowanie masztów o wysokości 80 m i 33 m. Przy zastosowaniu anten kierunkowych uzyskano przy odbiornikach na stacjach stałych natężenie pola co najmniej $300 \mu\text{V/m}$. Zaobserwowano, że natężenie pola dla anten o polaryzacji poziomej było większe, niż dla anten o polaryzacji pionowej.



Rys. 10. Rozmieszczenie stacji stałych w terenie [3]

W tym systemie sieć pracuje na pięciu kanałach dusimpleksowo. Możliwa jest również praca duplexowa bez potrzeby zwiększania liczby kanałów.

Częstotliwości nośne dwóch nadajników stałych terenowych różnią się o 20 kHz (80,79 i 80,81 MHz). Doświadczenie wykazało, że i odstęp 10 kHz nie wprowadza interferencji; mniejsze odstępy są również dopuszczalne, ale to wymaga większej stałości częstotliwości generatorów kwarcowych nadajników stałych.

Korespondencja między stacjami ruchomymi odbywa się w sposób następujący: na stacji stałej centralnej dokonuje się prostego przełączenia, przez co następuje połączenie obwodu głośnika z wejściem nadajnika; w ten sposób rozmowy między samochodami przechodzą przez cały system stacji stałych.

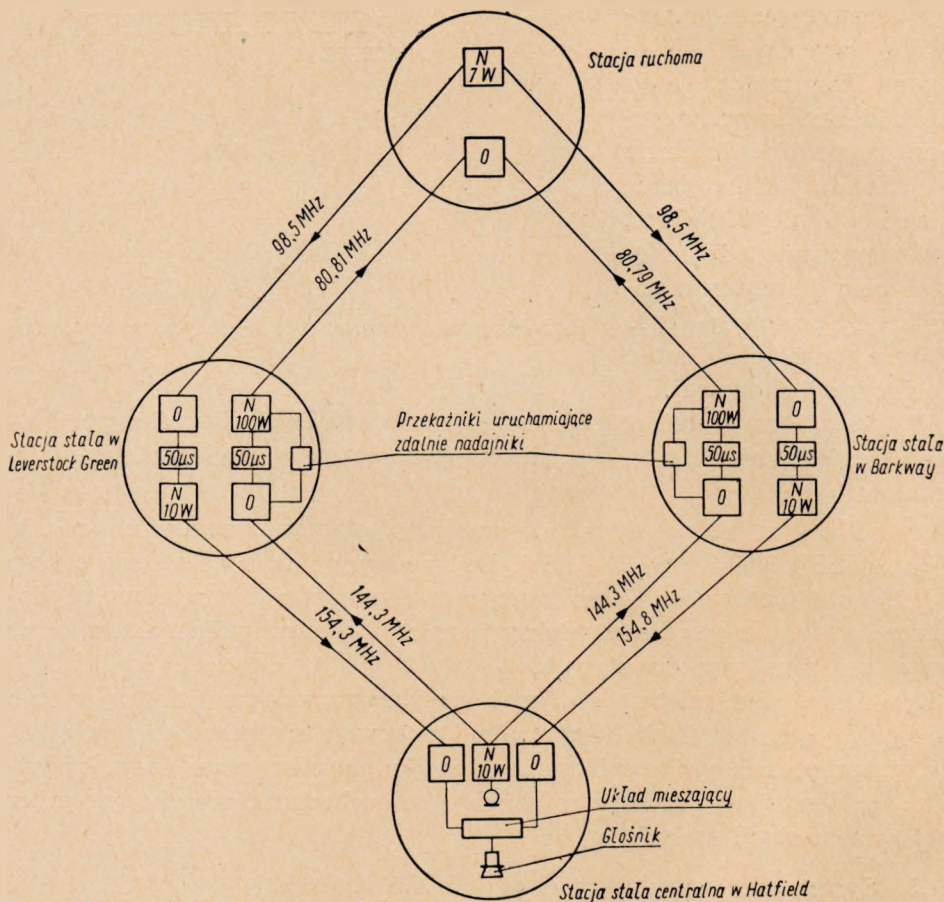
7.1.3. System sieci stosowany w policji N.R.F. [10,13]

System sieci stosowany w policji Niemieckiej Republiki Federalnej oparty został na następujących podstawowych zasadach:

- stosowaniu sprzętu o modulacji częstotliwości,
- pracy duplexowej,
- współpracy sieci radiowej z siecią telefoniczną,
- stosowaniu wspólnej anteny do nadawania i odbioru.

Od 1956 r. w policji N.R.F. stosowany jest nowy sprzęt (typu Fu G 7), który umożliwia pracę na 50 parach częstotliwości duplexowych (w zakresie 80 MHz), o odstępach pomiędzy częstotliwościami nadawczo-odbiorczymi każdej pary wynoszącym 9,8 MHz. Z uwagi na współpracę urządzeń radiowych z siecią telefoniczną ruchome stacje centralne obsługujące szczeble kierownicze są wyposażone w zakończenia radiotele-

foniczne. Stacje te mają po dwa zestawy sprzętu radiotelefonicznego, po dwa zakończenia radiotelefoniczne i po dwa zestawy antenowe (maszty rozsuwane na postoju do wysokości 6 m). Stacje ruchome obsługu-

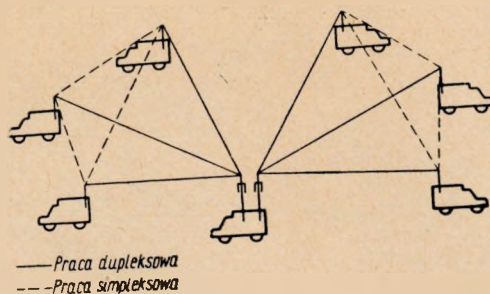


Rys. 11. Schemat sieci stosowany w policji w hrabstwie Herford [3]

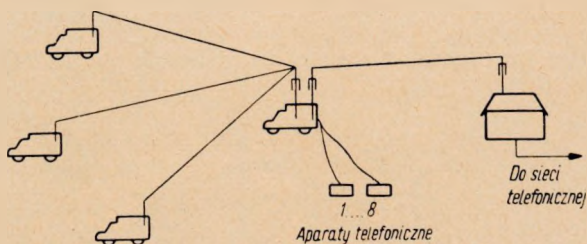
jące jednostki wykonawcze mają tylko po jednym zestawie sprzętu radiotelefonicznego.

Pomimo przyjęcia ogólnej zasady pracy duplexowej istnieje możliwość pracy simpleksowej, zwłaszcza przy bezpośredniej korespondencji między stacjami ruchomymi.

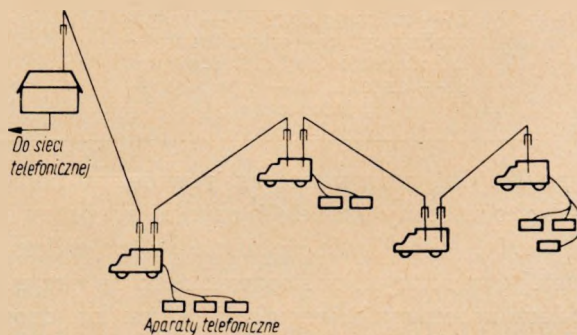
Wyposażenie ruchomych stacji centralnych pozwala na zorganizowanie łączności na dużym obszarze lub na dużej odległości przy wykorzystaniu stacji przekaźnikowych. Na przykład przy zastosowaniu dwóch lub trzech stacji ruchomych centralnych z podwójnymi urządzeniami możliwe jest uzyskanie zasięgu łączności od 150 do 250 km (rys. 14).



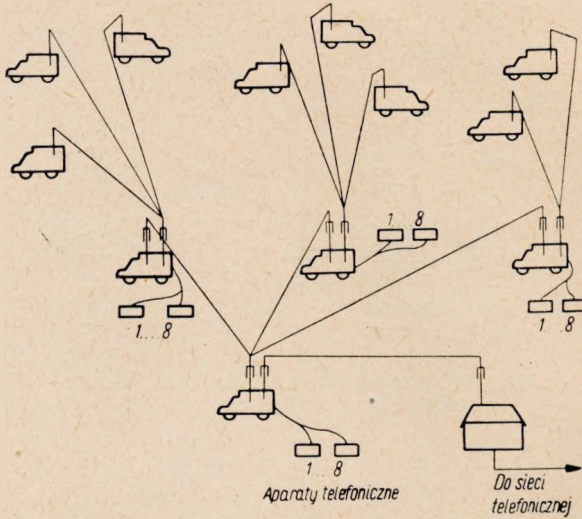
Rys. 12. Praca dwupleksowa (lub simpleksowa) w dwóch sieciach [13]



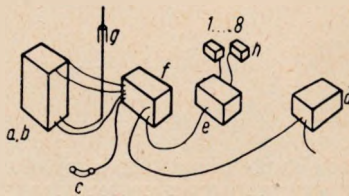
Rys. 13. Praca dwupleksowa (lub simpleksowa) między budynkiem komendy a posterunkiem wysuniętym i stacjami ruchomymi, z przejściem na sieć telefoniczną publiczną lub wewnętrzną [13]



Rys. 14. Schemat linii radiowej zestawionej ze stacji ruchomych centralnych [13]



Rys. 15. Schemat sieci o dużej liczbie stacji [13]



Rys. 16. Wyposażenie ruchomej stacji centralnej do pracy w jednej sieci, z przejściem na sieć telefoniczną [13]
a — nadajnik, *b* — odbiornik,
c — mikrotelefon, *d* — zespół zasilający, *e* — łącznica, *f* — zakończenie radiotelefoniczne, *g* — antena, *h* — aparaty telefoniczne

Urządzenie typu Fu G 7 stosowane jest również w helikopterach, które stanowią bardzo skuteczny środek łączności w pracy policji. Wykorzystanie helikopterów umożliwia łączność z pojazdami naziemnymi w ruchu i na postoju w różnych zastosowaniach; na przykład przy organizowaniu zawodów sportowych, regulacji ruchu na drogach o dużym ruchu, kierowaniu kolumną pojazdów w ruchu itp.

Urządzenie typu Fu G 7 może być wykorzystane również do pracy polowej bez pojazdu, wówczas zasilanie stacji dokonywane jest z agregatu przenośnego.

Przy zastosowaniu przystawki telegraficznej istnieje również możliwość pracy dalekopisem lub urządzeniem typu Siemens — Hell równolegle z kanałem fonicznym.

Na rysunkach 12 do 16 przedstawiono różne warianty pracy sieci, jakie mogą być zorganizowane przy posługiwaniu się omawianym sprzętem ultrakrótkofalowym.

7.2. Przykład systemu sieci łączności radiowej stosowanego wzdłuż arterii komunikacyjnej [8]

Łączność radiowa wzdłuż dróg komunikacyjnych stosowana jest dość szeroko w USA. Na kilku głównych autostradach zorganizowana jest sieć łączności radiowej, która zapewnia porozumiewanie się pojazdów z różnymi punktami rozłożonymi wzdłuż kilkuset kilometrowej autostrady.

Poniższy przykład dotyczy sieci użytkowanej przez zarząd autostrady w stanie Pensylwania. Sieć ta zapewnia usługi następujące:

- przekazywanie rozmów ze stacji ruchomych (łączność ze stacjami benzynowymi, hotelami, punktami sanitarnymi, stacjami obsługi),
- prowadzenie rozmów służbowych (łączność policji drogowej, ekip konserwujących drogi i ekip konserwujących sprzęt telekomunikacyjny),
- przekazywanie wiadomości telegraficznych dalekopisem.

Wzdłuż autostrady zbudowana jest linia radiowa, która ma trzynaście stacji przekaźnikowych, dwie stacje końcowe na skrajach linii i dwie stacje operacyjne, które stanowią właściwie stacje końcowe w miejscu, w którym linia dzieli się na dwa odcinki.

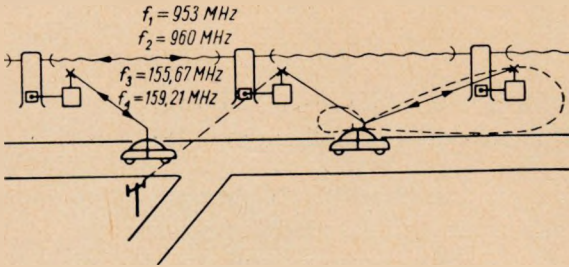
Przy każdej stacji przekaźnikowej danego odcinka linii radiowej zainstalowany jest zestaw nadawczo-odbiorczy do współpracy z siecią ruchomą i stacjami stałymi rozmieszczonymi wzdłuż autostrady. Ten system pracuje na następujących częstotliwościach:

- 953 i 960 MHz — linia radiowa
- 155,67 i 159,21 MHz — sieć ruchoma

Wiadomości nadawane z samochodów i ze stacji stałych są odbierane przez odbiorniki ultrakrótkofalowe znajdujące się przy stacjach przekaźnikowych i stąd są one przekazywane na odpowiedni odcinek linii radiowej. Z każdej stacji przekaźnikowej wiadomość jest równocześnie przekazywana na sieć ruchomą, poprzez nadajniki ultrakrótkofalowe. Schemat fragmentu linii radiowej wzdłuż autostrady i jej współpracę z siecią ruchomą przedstawia rysunek 17.

W pracy opisywanej sieci występują trudności przy odbiorze przez stację ruchomą sygnałów o jednakowym poziomie pochodzących z dwóch nadajników stacji stałych, co występuje w zasadzie wtedy, gdy stacja

ruchoma znajduje się mniej więcej w połowie drogi między sąsiednimi stacjami przekąźnikowymi. Odbiór sygnałów na tych obszarach jest często niezrozumiały w wyniku zakłóceń interferencyjnych. Stwierdzono, że powodem zakłóceń w 90% są dwa czynniki:



Rys. 17. Schemat fragmentu linii radiowej i jej współpracy z siecią ruchomą

a) różnica częstotliwości sąsiednich nadajników, która powoduje powstanie w odbiorniku dudnień m. cz., uniemożliwiających zrozumiałość odbieranego sygnału;

b) duże różnice w wartości dewiacji częstotliwości (3 do 4 kHz) sąsiednich nadajników przekazujących ten sam sygnał.

W omawianym systemie sieci wpływ tych czynników został znacznie zmniejszony przez polepszenie warunków pracy stopnia generacyjnego i modulatora fazy w nadajniku oraz wprowadzenie starannej metody konserwacji sprzętu, które umożliwiły utrzymanie dużej stałości częstotliwości.

W 1956 r. firma Bell opracowała system anteny ruchomej z przełączaniem, który umożliwił pracę anteny z charakterystyką kierunkową; przełączanie zmienia tę charakterystykę zależnie od chwilowej potrzeby związanej z kierunkiem jazdy. Na rysunku 17 pojazd po prawej stronie, znajdujący się na obszarze, w którym występują zakłócenia interferencyjne, ma przełączony system antenowy tak, że charakterystyka anteny skierowana zostaje na stację w kierunku jazdy. W ten sposób sygnał ze stacji znajdującej się z przodu pojazdu odbierany jest z dużo większym poziomem niż sygnał ze stacji, od której pojazd oddala się, i wobec tego zakłócenia nie występują [1].

7.3. Przykład systemu sieci łączności radiowej stosowanego w straży pożarnej [15]

System sieci radiowej stosowany od 1952 r. przez straż pożarną w Nowym Jorku jest niewątpliwie jednym z systemów rozwiązanych najbardziej nowocześnie. Jako główna zaleta tego systemu jest brak zakłóceń między poszczególnymi sieciami pracującymi na sąsiednich kanałach.

Ten system sieci obsługuje pięć dzielnic Nowego Jorku rozłożonych na bardzo dużym obszarze. Z punktu widzenia organizacji akcji pożar-

niczej poszczególne dzielnice są w zasadzie samodzielne. Istnieją jednak przypadki specjalne, w których akcja całości straży może być kierowana centralnie. System sieci jest tak rozwiązany, ażeby te zadania mogły być wykonane.

Ustalenie ostatecznego systemu sieci poprzedzone było przeprowadzeniem szeregu prób i pomiarów. Próby dotyczyły między innymi doboru najkorzystniejszych częstotliwości, badań zakłóceń z sąsiedniego kanału i zakłóceń od urządzeń telewizyjnych i przemysłowych oraz organizacji sieci itd. Uzyskane wyniki posłużyły do sformułowania wymagań technicznych dotyczących sprzętu, który dostarczyły firmy Motorola i Radio Engineering Laboratories. Wyniki prób wykazały, że w systemie tym mogą być wykorzystane częstotliwości sąsiednie i ostatecznie uzgodniono, że straż pożarna otrzyma dwie pary częstotliwości sąsiednich dla stacji stałych i blok czterech sąsiednich kanałów dla stacji ruchomych:

stacje stałe: 154,19 MHz	stacje ruchome: 153,89 MHz,
154,25 MHz	153,95 MHz,
154,37 MHz	154,01 MHz,
154,43 MHz	154,07 MHz.

System sieci łączności stosowany przez straż pożarną zapewnia bezpośrednio porozumienie, w dowolnym czasie, pomiędzy ośrodkiem dyspozycyjnym każdej dzielnicy i jednostkami straży pożarnej. Dyspozytor posiada odpowiednią aparaturę, za pomocą której steruje nadajnik stacji centralnej. Punkt operacyjny wyposażony jest również w głośniki, które połączone są z odbiornikami rozmieszczonymi w terenie. Odbiorniki te przeznaczone są do odbioru sygnałów ze stacji ruchomych (system odbioru zbiorczego).

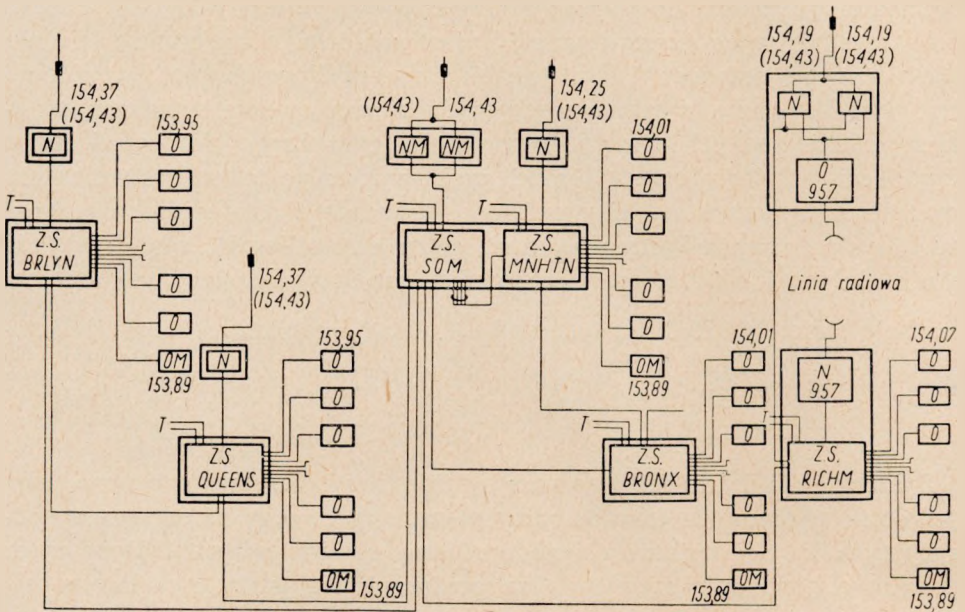
Anteny nadawcze stacji centralnych umieszczone są na budynkach lub na wieżach o wysokości 100 do 150 m nad poziomem morza. Miejsca, w których umieszczone są nadajniki stałe oddalone są od punktów operacyjnych i w związku z tym sterowanie zdalne odbywa się za pomocą sygnałów nadawanych przez operatora za pośrednictwem linii telefonicznych, a w przypadku jednej dzielnicy za pośrednictwem linii radiowej.

Schemat systemu sieci łączności radiowej stosowanego w straży pożarnej pięciu dzielnic Nowego Jorku przedstawia rysunek 18.

Wszystkie pojazdy straży pożarnej wyposażone są w nadajniki o mocy wyjściowej 25 W, a łodzie pożarnicze w nadajniki o mocy 50 W. Stałość częstotliwości nośnych nadajników jest ustalona na ± 1 kHz. Kontrola stałości częstotliwości dokonywana jest przez własną stację kontrolną wyposażoną we wzorzec częstotliwości firmy General Radio.

Moc nadajników stałych wynosi 350 W; nadajniki przystosowane są do pracy ciągłej.

Odbiorniki zastosowane w omawianym systemie sieci są specjalnie opracowane, a zwłaszcza co do selektywności. Wymagania techniczne dotyczące selektywności odbiornika są bardzo surowe i stawiają wa-



Rys. 18. Schemat systemu sieci łączności radiowej stosowanego w straży pożarnej pięciu dzielnic Nowego Jorku

N — nadajnik stały, *O* — odbiornik stały (w systemie odbioru zbiorczego), *OM* — odbiornik stały do odbioru sygnału przy pracy wszystkich dzielnic na wspólnej sieci ogólnomiejskiej, *NM* — nadajnik przewidziany jedynie do pracy na sieci ogólnomiejskiej, *ZS* — zespół sterujący zainstalowany w punkcie operacyjnym komendy, *Z. S. SOM* — zespół sterujący sieci ogólnomiejskiej, *T* — linia telefoniczna 154,37 — częstotliwość pracy nadajników lub odbiorników poszczególnych sieci, 154,19 w MHz;

(154,43) — częstotliwość, na którą przełącza się nadajnik przy pracy w sieci ogólnomiejskiej, w MHz;

957 — częstotliwość pracy linii radiowej, w MHz;

BRLYN — BROOKLYN; QUEENS — QUEENS;

MNHTN — MANHATTAN; BRONX — BRONX; RICHM — RICHMOND

runek, że przy zmianie sygnału w. cz. o ± 30 kHz, w stosunku do częstotliwości środkowej pasma, tłumienie powinno wynosić 140 dB.

Linia radiowa, która w jednej z dzielnic służy do przekazywania sygnałów do zdalnego sterowania nadajnika stałego, miała stanowić rezerwę dla linii telefonicznej, przeznaczonej do tego samego celu. Długość odcinka między punktem dyspozycyjnym a nadajnikiem wynosi 5 km. Ponieważ linia radiowa po pierwszych próbach wykazała dużą

wartość techniczną, została więc oddana od razu do normalnej eksploatacji.

7.4. Przykłady systemów sieci łączności radiowej z taksówkami [23]

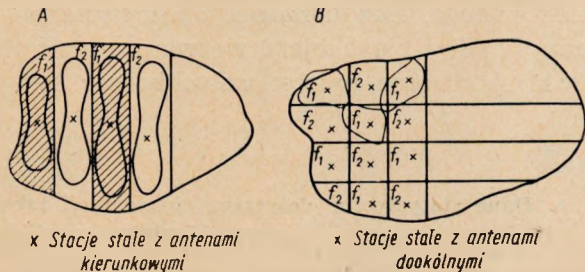
Najważniejszym czynnikiem, który należy wziąć pod uwagę przy organizowaniu łączności radiowej z dużą liczbą taksówek kursujących po mieście, jest dysponowana liczba kanałów. Jednym kanałem może być obsłużona tylko ograniczona liczba pojazdów.

Istnieją pewne sposoby, za pomocą których można zorganizować system sieci radiowej dla bardzo dużej liczby taksówek bez zakłóceń interferencyjnych, dysponując trzema lub czterema kanałami. Istnieją również systemy sieci radiowej przy dysponowaniu dwoma kanałami.

Miasto zostaje podzielone na obszary; na poszczególnych obszarach obowiązuje stosowanie oddzielnej częstotliwości. Sprzęt ruchomy musi być przystosowany do pracy na wszystkich obowiązujących w mieście kanałach. Kierowca taksówki przełącza aparaturę na obowiązujący w danym obszarze kanał.

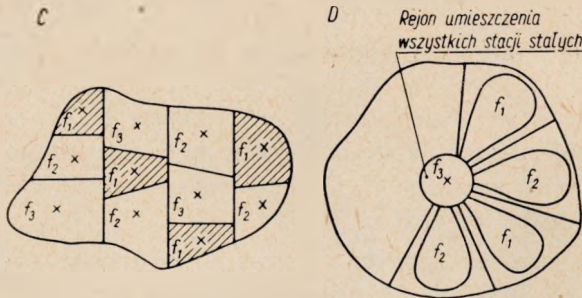
W miastach, w których kursuje bardzo wiele taksówek, zorganizowanie sieci łączności radiowej stanowi znaczną trudność (przykładowe liczby taksówek w różnych miastach USA: Nowy Jork 50.000 pojazdów, Filadelfia 13.000 wozów, Pittsburg 600 pojazdów). Stosunkowo łatwo jest zorganizować sieć dla dysponowania 50 ÷ 125 taksówek, przy większej liczbie taksówek trudności w zorganizowaniu sieci rosną bardzo szybko. Jeden dyspozytor może łatwo obsłużyć 50 taksówek (na jednym kanale), a przy dużym ruchu — do 35 taksówek. Dysponowanie zespołem większym niż 300 taksówek stanowi już problem znacznie trudniejszy.

Podział obszaru miasta na strefy przy dysponowaniu dwoma kanałami przedstawiono na rysunku 19. W przypadku systemu A mogą wystąpić zakłócenia interferencyjne na danym obszarze z odbioru tej samej częstotliwości wykorzystywanej na innych obszarach. W przypadku systemu B zakłócenia mogą występować w rejonach w pobliżu granic stref, gdzie te same częstotliwości z różnych stref mogą wzajemnie nachodzić na siebie.



Rys. 19. Podział obszaru miasta na strefy przy dysponowaniu dwoma kanałami (dwa warianty) [23]

Podział obszaru miasta na strefy przy dysponowaniu trzema kanałami przedstawiono na rysunku 20. System C przedstawiony na rysunku 20 jest stosowany przy rozległych obszarach miasta (np. Filadelfia). W ogólności system ten stosuje się tam, gdzie nie są dopuszczalne zakłócenia wzajemne między strefami o tej samej częstotliwości. System D stosowany jest dla miast położonych na



Rys. 20. Podział obszaru miasta na strefy przy dysponowaniu trzema kanałami (dwa warianty) [23]
U w a g a. Stacje pracujące na częstotliwości f_1 i f_2 mają anteny kierunkowe, stacje pracujące na częstotliwości f_3 mają antenę dookólną

System C przedstawiony na rysunku 20 jest stosowany przy rozległych obszarach miasta (np. Filadelfia). W ogólności system ten stosuje się tam, gdzie nie są dopuszczalne zakłócenia wzajemne między strefami o tej samej częstotliwości. System D stosowany jest dla miast położonych na

możą być powodowane przez listki boczne charakterystyk antenowych pracujących na częstotliwościach f_1 i f_2 .

W omawianych systemach sieci dyspozytor może wywołać pojedyncze taksówki, grupy taksówek lub w razie potrzeby wszystkie taksówki jednocześnie. Wywoływanie taksówek odbywa się za pomocą urządzenia selektywnego. Bez urządzeń do wywołania selektywnego wszyscy kierowcy byłiby niepokojeni wezwaniami nie skierowanymi do danej taksówki; konieczne byłoby wsłuchiwanie się, czy nie chodzi o taksówkę

Tablica

Dane statystyczne dotyczące eksploatacji taksówek w jednym z miast stanu Virginia i w Chicago

Dane statystyczne	Taksówki bez urządzeń radiowych	Taksówki z urządzeniami radiowymi	Okres obserwacji
1. Dane dotyczące miasta w stanie Virginia			
Liczba taksówek	7	7	Okres jednego miesiąca
Przebieg w milach	25.644	32.952	
Obrót w \$	3.485,30	5.392,70	
Dochód za 1 milę w \$	13,59	16,34	
2. Dane dotyczące Chicago			
Przebieg 1 wozu w milach	120	200	Okres jednego dnia
Wzrost zarobków kierowcy w \$	x	x + 5	

obsługiwaną przez danego kierowcę. Również i pasażerowie byłiby niepokojeni stale słyszonymi sygnałami wołania i dyspozycjami wydawanymi dla innych taksówek.

Korzyści ze stosowania dyspozytorskich urządzeń radiowych do kierowania ruchem taksówek są bardzo duże i najlepiej ilustrują je dane statystyczne przytoczone w tabelicy.

7.5. Przykład systemu o kilku sieciach pracujących na jednej parze kanałów [21]

Niedostateczna liczba będących do dyspozycji kanałów dla służb ruchomych zmusza użytkowników do szukania różnych rozwiązań zmierzających do usprawnienia komunikacji, jak to na przykład ma miejsce przy dysponowaniu jedną parą kanałów, która ma być wykorzystywana przez kilka służb (sieci).

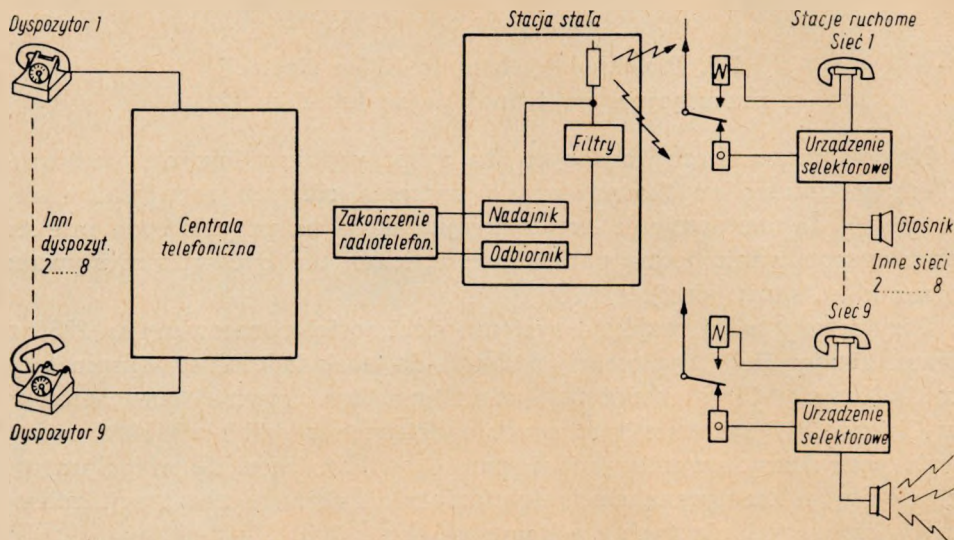
Przytoczony niżej przykład systemu sieci został opracowany w 1956 r. przez firmę Bell System i oddany do doświadczalnej eksploatacji w Baltimore City; podobny system ma być również uruchomiony w Chicago. W systemie tym pracuje dziewięć oddzielnych sieci radiowych przy zastosowaniu jednej pary kanałów. Sieci te współpracują z miejską automatyczną siecią telefoniczną. Łączna liczba stacji ruchomych należących do tych sieci wynosi około 100.

Aparaty telefonizne dyspozytorów poszczególnych sieci przyłączone są do automatycznej sieci telefonicznej; w tym przypadku oni dysponują jedynie normalnymi aparatami telefonicznymi. Przy centrali telefonicznej znajduje się urządzenie radiowe stałe, za pomocą którego utrzymywana jest łączność ze stacjami ruchomymi w poszczególnych sieciach.

Schemat działania omawianego systemu sieci przedstawiono na rys. 21.

Dyspozytor, który pragnie rozmówić się z jedną ze stacji ruchomych w swojej sieci, podnosi mikrotelefon swojego aparatu telefonicznego, co powoduje szereg czynności na centrali telefonicznej. Przede wszystkim następuje zabezpieczenie przed możliwością rozpoczęcia wołania przez innego dyspozytora, który w przypadku podniesienia swego mikrotelefonu otrzymuje sygnał zajętości. Nadajnik stacji stałej zostaje uruchomiony i wysyła sygnał małej częstotliwości przewidzianej dla danej sieci. Wszystkie stacje ruchome danej sieci odbierają sygnał wołania, a dyspozytor zapowiada, z którą stacją ruchomą chce rozmawiać. Gdy którykolwiek z dyspozytorów chce rozpocząć wołanie, a stacja stała jest zajęta, wtedy otrzymuje on, jak już była mowa wyżej, sygnał zajętości, ale równocześnie jego wołanie zostaje zarejestrowane na „liście oczekujących” w kolejności podnoszenia mikrotelefonów. Następnie po na-

dejszemu kolejności danego dyspozytora otrzymuje on sygnał, że sieć jest wolna i że może przeprowadzić rozmowę. Jeżeli w ciągu 40 sekund nie rozpocznie on rozmowy, traci kolejność rozmowy na rzecz następnego zgłoszonego dyspozytora. Ponieważ rozmowa, łącznie z wołaniem, nie może przekraczać 2 minut, a więc maksymalny czas czekania na zwolnienie sieci wynosi około 16 minut.



Rys. 21. Schemat systemu obsługującego dziewięć sieci na jednej parze kanałów. Dyspozytor 9 wywołuje sieć 9 [21]

Wołanie ze stacji ruchomej polega na zdjęciu mikrotelefonu i naciśnięciu przycisku nadawanie—odbiór, co powoduje uruchomienie nadajnika i wysyłanie sygnału wywoławczego małej częstotliwości. Sygnał ten zostaje odebrany na stacji stałej i skierowany do urządzenia selektywnego, gdzie następuje rozpoznanie, który dyspozytor jest wywoływany. Następuje połączenie na sieci telefonicznej z żądanym dyspozytorem, który przeprowadza rozmowę ze stacją wołającą go. Równocześnie stacja stała nadaje sygnał o częstotliwości 998 Hz, który stanowi sygnał zajętości sieci. Stacje ruchome słysząc ten sygnał nie powinny rozpoczynać wołania. Natomiast usłyszenie sygnału przez stację ruchomą wywołującą jest dowodem, że połączenie dla niej zostaje zestawiane.

Wołanie dyspozytora żądanego przez stację ruchomą trwa 40 sekund; jeżeli nie podniesie on w tym czasie mikrotelefonu, to sieć zostaje zwolniona i inna stacja może rozpocząć wołanie.

Dla umożliwienia stacjom ruchomym zarejestrowania się na „listę oczekujących” na stacji stałej wykorzystywane są 15 sekundowe przerwy między realizowaniem połączeń dla oczekujących w kolejce dyspo-

zytorów. W czasie tych 15 sekund stacja stała wysyła sygnał o częstotliwości 998 Hz, z którego korzystają stacje ruchome i przez podnoszenie mikrotelefonów i naciśnięcie przycisku nadawanie—odbiór zostają zarejestrowane na „listę oczekujących”, równocześnie stacja ruchoma otrzymuje ze stacji stałej sygnał potwierdzający przyjęcie zarejestrowania.

Rodzaj pracy po stronie stacji ruchomych jest dusimpleksowy, od strony dyspozytorów praca może być w pewnej mierze duplexowa z zachowaniem jednak dyscypliny rozmowy uwzględniającej warunki pracy stacji ruchomych.

7.6. Przykład systemu sieci łączności radiowej stosowanego w kopalniach odkrywkowych [24, 25]

Łączność dyspozytorska w kopalniach odkrywkowych węgla brunatnego i w piaskowniach stanowi ważny czynnik usprawnienia pracy i zwiększenia wydobycia węgla lub piasku. Jako przykład szerokiego wykorzystania łączności radiotelefonicznej w kopalnictwie odkrywkowym można przytoczyć łączność stosowaną w kopalniach NRF: „True”, „Wachtberg” i „Fortuna”. Łączność ta utrzymywana jest między punktem dyspozycyjnym a koparkami (bagry), brygadami pirotechników, brygadami wiertniczymi, samochodami naprawczymi oraz między koparką a pociągami, na który ładuje się węgiel.

Obsługiwany obszar poszczególnych kopalni nie jest duży i w przypadku na przykład kopalni Fortuna zawarty jest w promieniu około $6 \div 10$ km od punktu centralnego. W związku z powyższym moc stacji stałej ograniczona została do 5 W.

We wszystkich omówionych sieciach zastosowany został w zasadzie sprzęt przewoźny o mocy 10 W pracujący na częstotliwościach w zakresie 80 MHz. Urządzenia zainstalowane na koparkach wyposażone są w anteny szerokopasmowe o polaryzacji poziomej. Zastosowany sprzęt zapewnia dobrą jakość łączności pomimo pracy w pobliżu dużej masy metalowej koparki oraz zakłóceń pochodzących od silników elektrycznych, maszyn górniczych i sieci trakcyjnej pociągów elektrycznych. Sprzęt ten przystosowany jest do pracy ciągłej w ciągu całej doby.

Stacje ruchome wyposażone są w urządzenie akustyczne alarmujące, dające sygnał akustyczny (podobny do sygnału samochodowego), co przy dużym natężeniu hałasu w koparce ułatwia operatorowi zwrócenie uwagi na to, że jest wywoływany.

Zasilanie stacji ruchomych na koparkach dokonywane jest z baterii akumulatorowych o napięciu 12 V i o pojemności 162 Ah. Zasilacze wy-

posażone są w wibratory o dużej trwałości. Stacje stałe zasilane są z sieci prądu zmiennego.

Pomiędzy operatorem koparki a maszynistą pociągu elektrycznego ładowanego węglem jest również łączność radiowa za pomocą sprzętu pracującego na częstotliwości w zakresie 160 MHz. Antena stacji ruchomej (wysokość około 40 cm) umieszczona na lokomotywie jest izolowana w celu zabezpieczenia przed zetknięciem z siecią trakcyjną. Pomimo że odległość lokomotywy od koparki nie jest duża, to jednak przekazywanie sygnałów akustycznych lub optycznych jest utrudnione z uwagi na duży poziom hałasu oraz dym, mgłę lub kurz. Praktyka wykazała, że łączność radiowa jest w tym zastosowaniu bardzo celowa i ładowanie pociągu węglem przebiega bardzo szybko i sprawnie.

Poza stosowaniem łączności omówionej wyżej, do realizacji której stosowany jest sprzęt przewoźny, organizowana jest również łączność z kolumnami roboczymi. W tym przypadku stosowany może być sprzęt przenośny, np. typu Teleport firmy Telefunken, o mocy rzędu 0,5 W pracujący również na częstotliwości w zakresie 160 MHz.

Kopalnia Fortuna wyposażona została ostatnio w nowy sprzęt firmy Telefunken, który umożliwi automatyczne wybieranie różnych stacji w sieci za pomocą tarczy, jak w aparacie telefonicznym, oraz przejście z sieci radiowej na sieć telefoniczną. Poza sprzętem zainstalowanym na koparkach dyspozytor ma do swej dyspozycji kilka radiowozów, które wysyła do tych miejsc pracy, od których pragnie mieć szybkie informacje. Radiowozy na przykład mogą być wysyłane na miejsce wypadków, uszkodzeń maszyn górniczych lub siłowni energetycznych, na miejsce przesuwania torów i sieci trakcyjnej dla pociągów wywożących węgiel. Radiowóz może być również wysłany do koparki, której sprzęt radiowy jest uszkodzony itd.

7.7. Systemy sieci innych służb

W publikacji niniejszej nie jest możliwe przytoczenie przykładów stosowanych systemów sieci we wszystkich służbach.

Poniżej omówione będą pokrótce przykładowo usługi, jakie zapewnia stosowanie tego rodzaju łączności w: kolejnictwie, komunikacji miejskiej, leśnictwie, portach i w rolnictwie.

7.7.1. Służby w kolejnictwie

Ruchoma łączność radiowa w kolejnictwie ma bardzo duży wpływ na postęp i rozwój tych służb w wielu krajach.

Główne zastosowanie radiokomunikacji ruchomej w kolejnictwie występuje na następujących odcinkach:

- a) łączność na węzłach rozrządowych między dyspozytorami i urzędnikami a maszynistami parowozów górkowych lub manewrowych;
- b) łączność między obydwoma skrajami pociągu, tzn. między maszynistą i obsługą znajdującą się w ostatnim wagonie składu pociągu;
- c) łączność szlakowa, która zapewnia porozumienie dyspozytorów szlakowych z obsługą pociągu w ruchu, wzdłuż całego odcinka przejazdu pociągu;
- d) łączność między różnymi pociągami na szlaku (rzadziej stosowana);
- e) łączność z promami kolejowymi;
- f) łączność służby ochrony kolei;

g) łączność między dyspozytorem a brygadami naprawczymi pracującymi na trasie, jak również łączność w ramach samej brygady;

h) łączność między pasażerami pociągu a publiczną siecią telefoniczną.

Schemat sieci, która zapewnia łączność między punktem stałym a brygadami naprawczymi pracującymi na trasie przedstawiono na rys. 22.

7.7.2. Służby komunikacji miejskiej

Sieci ruchome w komunikacji miejskiej mogą zapewnić następujące usługi:

- a) łączność dyspozytora z wozami pogotowia technicznego;
- b) łączność dyspozytorów z instruktorami delegowanymi na miejsce awarii i wypadków;
- c) łączność organów regulacji ruchu.

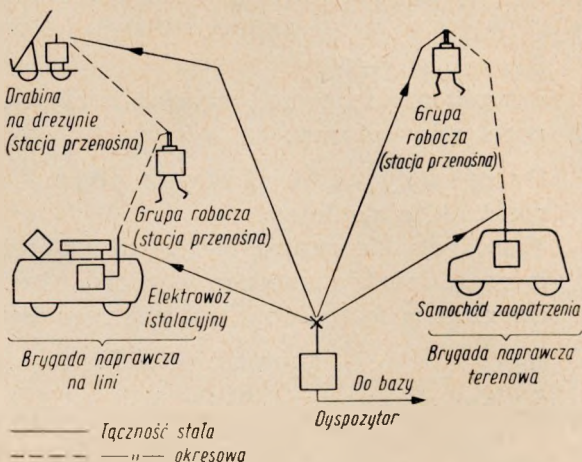
Łączność dyspozytora z wozami pogotowia technicznego

Sposób pracy:

wozy pogotowia mogą patrolować przydzielone rejony miasta i w przypadku napotkanej awarii środków komunikacyjnych interweniować natychmiast lub przebywać na postoju w oczekiwaniu na polecenie udania się na miejsce wypadku czy awarii.

Przekazywane informacje:

meldunki o przebiegu naprawy środków komunikacyjnych,



Rys. 22. Schemat sieci zapewniającej łączność między punktem stałym a brygadami naprawczymi

polecenia w sprawie wyłączenia lub włączenia energii w sieci trakcyjnej,
 żądanie dostarczenia dodatkowych środków ratowniczych.

Łączność dyspozytorów z instruktorami delegowanymi na miejsce awarii i wypadków

Sposób pracy:

instruktorzy mogą na przykład korzystać ze stacji radiowej na wozie pogotowia technicznego.

Przekazywane informacje:

meldunki o stanie awarii,
 dyspozycje kierowania ruchu trasą okrężną,
 łączność między punktami o ruchu przeciążonym,
 ewentualna łączność z organami regulacji ruchu.

Łączność organów regulacji ruchu

Sposób pracy:

patrole uliczne,
 patrole powietrzne (na helikopterach).

Przekazywane informacje:

łączność dyspozytora z ruchomymi zespołami patrolującymi miasto,
 wymiana informacji między punktami regulacji ruchu,
 łączność ośrodków dyspozycyjnych z punktami regulacji ruchu w czasie imprez masowych (pokazy, manifestacje, zawody sportowe itp.).

7.7.3. Służby leśne

Do sprawowania przez służby leśne prawidłowego nadzoru nad powierzonymi obszarami wymagane jest wyposażenie różnych placówek w środki radiokomunikacji ruchomej.

Zastosowanie radiokomunikacji ruchomej w służbach leśnych może zapewnić następujące usługi:

a) łączność między ośrodkami dyspozycyjnymi a ruchomymi brygadami roboczymi, zatrudnionymi przy wyrębie lasu i przy innych pracach leśnych;

b) łączność alarmowa służby ochrony pożarowej lasu, za pomocą której z kolei można zapewnić:

porozumienie między punktami centralnymi a obserwacyjnymi wieżami pożarowymi,

łączność między wieżami pożarowymi,

łączność z patrolami ruchomymi ochrony pożarowej;

c) łączność punktów stałych z samolotami przy opylaniu lasów;

d) łączność między punktami stałymi a patrolami ruchomymi nadzoru lasu;

e) łączność dyspozytorska z obsługą pociągów kolejek wywozających drzewo z wyrębu lasu.

W większości przypadków praca w lesie odbywa się na obszarach, na których brak jest dróg. W większości więc przypadków łączność w lasach będzie oparta na wykorzystaniu sprzętu przenośnego, obsługiwanego przez operatorów w ruchu (np. patrolowanie lasów), lub sprzętu przenośnego przystosowanego do przenoszenia i pracującego na postoju (np. wieże obserwacyjne, prace przy wyrębie lasu). W przypadku pracy sprzętu na wieżach obserwacyjnych stosuje się doładowywanie baterii akumulatorowych z siłowni powietrznych.

W warunkach zimowych, gdy tylko niektóre służby leśne będą czynne, sprzęt nie używany należy odpowiednio magazynować, ażeby nie ulegał korozji. Również baterie suche lub akumulatorowe muszą być odpowiednio zabezpieczone i konserwowane.

7.7.4. Służby portowe morskie

W obrębie portu radiokomunikacja ruchoma może zapewnić następujące usługi:

- a) łączność z pilotami wprowadzającymi statki do portu;
- b) łączność służby zabezpieczenia portu;
- c) łączność organów celnych;
- d) łączność z jednostkami pływającymi, jak np. pogłębiarki, statki ratownicze;
- e) inne przypadki łączności z jednostkami przybrzeżnymi.

7.7.5. Służby rolne

Najbardziej typowe zastosowanie radiokomunikacji ruchomej w służbach rolnych występuje w pracy ośrodków maszynowych. Ośrodki te skupiają duży park traktorów i maszyn rolniczych, które zależnie od potrzeb są grupami kierowane do pracy terenowej np. w spółdzielniach produkcyjnych lub w gospodarstwach państwowych.

W przypadku braku łączności między kierownictwem ośrodka maszynowego a delegowanymi brygadami roboczymi wyposażonymi w traktory i maszyny istnieją duże trudności w przeprowadzeniu szybkiej naprawy lub wymiany uszkodzonego sprzętu jak i w zakresie innych spraw, które występują w pracy omówionych brygad.

Wyposażenie ośrodków maszynowych w sprzęt radiokomunikacyjny ruchomy rozwiązuje te trudności i przy przydzieleniu brygadam roboczym stacji ruchomych umożliwia przede wszystkim sprawne funkcjonowanie służby konserwacyjnej traktorów i maszyn pracujących z dala od bazy warsztatowej.

8. WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE

Jak wynika z rozważań zawartych w poprzednich rozdziałach, zastosowanie radiokomunikacji ruchomej jest bardzo szerokie, a jej perspektywy rozwojowe odsłaniają stale nowe możliwości. Co prawda niniejszy referat nie uwzględnił wszystkich przypadków zastosowania radiotelefonicznych urządzeń ultrakrótkofalowych, tym niemniej przytoczone przykłady systemów sieci wykazują wyraźnie postęp w tej dziedzinie i w jej rozwoju.

W warunkach krajowych notuje się również duże zainteresowanie wprowadzeniem radiokomunikacji ruchomej przez wielu użytkowników. Doceniona jest rola łączności tego typu, ponieważ dzięki niej następuje usprawnienie pracy poszczególnych służb, co pociąga za sobą zmniejszenie się czasu trwania czynności wynikających z charakteru pracy danej służby, zmniejszenie się kosztów, zwiększenie się bezpieczeństwa pracy.

Kilka resortów w kraju korzysta już z ruchomej łączności radiowej z jak najlepszymi wynikami. Wystarczy tu wymienić takie służby, jak: żegluga przybrzeżna, kolejnictwo, milicja, straż pożarna, energetyka, które mają już znaczne doświadczenia z eksploatacji urządzeń przewoźnych i przenośnych. W najbliższym czasie łączność ruchomą wprowadzi górnictwo, pogotowie ratunkowe i ratownictwo górskie. Wszyscy użytkownicy zabiegają o uruchomienie przez przemysł krajowy produkcji na szerszą skalę urządzeń ultrakrótkofalowych. Istnieje w tej chwili już kilka placówek, które produkują lub przygotowują produkcję małoseryjną urządzeń tego typu. Na terenie kraju dotychczas nie ma jednak przepisów, które ujednoliciłyby tę produkcję tak, ażeby podstawowe parametry sprzętu ruchomego (jak np.: stałość częstotliwości, promieniowanie częstotliwości niepożądanych, szerokość pasma, zakłócenia z sąsiedniego kanału, moc nadajnika itp.) były zachowane we wszystkich produkowanych urządzeniach zgodnie z obowiązującymi normami. Spełnienie tego warunku uchroni poszczególnych użytkowników od trudności w eksploataowaniu urządzeń ruchomych, mających swe źródło głównie w zakłóceniach, jakie te urządzenia mogą wprowadzać przy niewłaściwych parametrach, o których jest mowa wyżej.

Wobec stale zwiększającej się liczby radiokomunikacyjnych urządzeń przewoźnych i przenośnych wprowadzanych do eksploatacji przez różnych użytkowników konieczne jest usystematyzowanie sposobu wprowadzania tych urządzeń w poszczególnych służbach. Nie jest do pomyślenia, ażeby uruchomienie takiej łączności mogło mieć miejsce bez ustalenia systemu sieci, który uwzględniałby nie tylko obecne potrzeby pracy sieci, lecz i przewidywał możliwości jej rozwoju w przyszłości. Jeżeli

w przyszłości dany system sieci ma być rozbudowywany łącznie z wprowadzaniem np. selektywnego wywołania, zdalnego sterowania, sygnalizacji lub współpracy z siecią telefoniczną, trzeba to uwzględnić już przy początkowym opracowywaniu systemu. Powinno to znaleźć swój wyraz w ustalonych wymaganiach technicznych, ażeby placówka opracowująca sprzęt do zaplanowanego systemu sieci mogła uwzględnić odpowiednie rozwiązania techniczne, które w przyszłości umożliwią łatwe wprowadzenie nowych zespołów w urządzeniach. W przeciwnym razie wprowadzanie ulepszeń i nowych urządzeń do istniejącego systemu, w którym nie uwzględniono możliwości rozwoju i rozbudowy, narazi użytkownika na ponoszenie kosztów dalekoidącej przebudowy, a często i całkowitej zmiany posiadanego sprzętu.

9. Wykaz literatury

1. *Babcock W. C., Crawford R. V.*: Reducing distortion in mobile radio systems— Bell Laboratories Record, nr 11, listopad, 1956.
2. *Becker R.*: Funksprechantennen mit Breitbandeigenschaften — Telefunken-Zeitung, marzec, 1957, zeszyt 115.
3. *Brinkley J. R.*: Multi station V. H. F. schemes — Electronic Engineering, nr 270, sierpień, 1950.
4. *Brinkley J. R.*: Recent developments in mobile radio in Britain — The Journal of the British Institution of Radio Engineers, nr 5, maj, 1957.
5. *Brown E. C.*: The Metropolitan police radio communication system — Electronic Engineering, nr 270, sierpień, 1950.
6. *Burroughes E. R.*: Planning V. H. F. mobile systems — Electronic Engineering, nr 270, sierpień, 1950.
7. *Courtillot E. P.*: Radiocommunications en ondes très courtes — Techniques de l'Ingénieur Electronique E3 160, 1953.
8. *Douglas N. Lapp, Arden B. Hopple*: VHF—UHF turnpike radio system — The Journal of Radio Communication, nr 5, 6, maj, czerwiec, 1952.
9. *Fairbairn E. P.*: Some aspects of the design of V. H. F. mobile radio systems — The proceedings of the Institution of Electrical Engineering, nr 70, marzec, 1956.
10. *Fründt H. J., Sobott F.*: Zur Entwicklung des 100-Kanal-Funksprechgerätes Fu G 7 — Telefunken-Zeitung, marzec 1957, zeszyt 115.
11. *Goss R. W.*: South Australian Police FM network — Communication, wrzesień, 1949.
12. *Grimet P.*: Philadelphia's new mobile unit — Radio Television News, nr 3, marzec, 1953.
13. *Hagen A.*: Fu G 7, vom Einkanal — zum Vielkanal — UKW — Funksprechgerät — Telefunken — Zeitung, nr 115, marzec, 1957.
14. *Hahn S.*: Zasady radiokomunikacji, Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa, 1953.
15. *Harimatuk S.*: New York's fire radio system — FM-TV the Journal of Radio Communication, nr 4, 5, 6, kwiecień, maj, czerwiec, 1952.
16. *Humphreys J. R.*: Mobile radio development — Wireless World, nr 10, październik, 1956.

17. *Leisner W.*: Tragbare FM-UKW — Funksprechgeräte „Teleport“ im industriellen Einsatz — Telefunken — Zeitung, nr 109, wrzesień, 1955.
18. *Peters R. G.*: Philadelphia police duplex two-way FM system — Communications, maj, 1948.
19. *Richard Lt, Gould G.*: V. H. F. communications in Korea — Radio and Television News, czerwiec, 1953.
20. *Romnes H. I., O'Connor R. R.*: General mobile telephone system — A. I. E. E. Transactions, t. 66, 1947.
21. *Ruppel A. E.*: Direct dispatching for mobile telephones — Bell Laboratories Record, nr 3, marzec, 1956.
22. *Sharp L. W. D.*: Design problems of V. H. F. mobile equipment — Electronic Engineering, sierpień, 1950.
23. *Vallarino A. R., Lewinter S. W.*: Radio dispatching system for operation of large taxicab fleet — Electrical Communication, nr 3, marzec, 1953.
24. Drahtlose Nachrichtenübermittlung im Tagebau, Telefunken-Zeitung, czerwiec, 1952, zeszyt 95.
25. Grube Fortuna, Ein Beispiel für beiderseitig vollautomatische Durchwahl in einem Sprechfunksystem — Telefunken-Zeitung, marzec, 1957, zeszyt 115.

3. Коссаковски

АНАЛИЗ СИСТЕМ ПОДВИЖНЫХ СЕТЕЙ РАДИОСВЯЗИ

Резюме

Использование подвижной радиосвязи для гражданских служб было предпринято в Польше в 1950 г., то есть относительно недавно. Работы производимые в этой области в течение двух последних годов Институтом Связи велись с целью накопления информационных материалов касающихся систем подвижных сетей и передачи этих материалов потребителям подвижной радиосвязи для использования при организации собственных систем сетей.

Разрабатываются также указания относительно развития подвижной радиосвязи в стране а также однообразные методы измерений подвижного оборудования. Настоящая статья является первой из серии запланированных публикаций из области подвижной радиосвязи и представляет развитие систем подвижных сетей в разных странах на основании данных из зарубежной печати по этому вопросу.

Работа задается целью представления некоторых данных относительно развития и области применения подвижной радиосвязи, основных характеристик применяемой аппаратуры а также тех факторов, которые следует учесть в планировании систем сетей. В отдельной главе приведены примеры решений систем подвижных сетей применяемых во многих странах различными службами, на пример: в полиции, в пожарной охране, в городском транспорте, в открытых выработках, в железнодорожном транспорте, в водном транспорте и других. В заключении представлено несколько замечаний относительно условий развития подвижной радиосвязи в Польше.

Z. Kossakowski

ANALYSIS OF MOBILE RADIOCOMMUNICATION SYSTEMS

Summary

Utilization of mobile radiocommunication systems in public services began in Poland rather late, namely in 1950. Preliminary work on this subject, carried on at the Institute of Telecommunication during these last two years, concerned mainly collecting technical informations on this kind of radiocommunication networks, in order to assist their users in organizing such networks of their own. Guiding principles for the development of this kind of radiocommunication in this country are in course of preparation, as well as standard methods of testing pertinent equipment.

The present paper is the first one of a series envisaged on the same subject; it merely constitutes a survey of the development, in different countries, of the radiocommunication systems under consideration, and is based on foreign literature.

Its objective is to compile some data relative to the development and to the range of application of mobile radiocommunication systems, essential characteristics of the equipment as well as factors to be considered when planning systems of networks. A separate chapter includes examples of network systems employed in different countries for such services as: police, fire guards, urban communication, coal mines, railways, navigation etc. In conclusion, conditions of the development of this kind of radiocommunication in this country are considered.

Z. Kossakowski

ANALYSE DES SYSTÈMES MOBILES DES RADIOCOMMUNICATIONS

Résumé

L'application des systèmes mobiles des radiocommunications aux services publics en Pologne fut initiée en 1950, donc les travaux y relatifs ne sont pas bien avancés. L'Institut des Télécommunications étudie depuis deux ans ce problème afin d'obtenir le plus possible de renseignements et de les transmettre ensuite aux intéressés qui utiliseront ces informations en organisant leurs particuliers services mobiles.

On est en train d'élaborer des directives pour le développement des services mobiles du pays et de fixer des méthodes de mesure uniformes. Le présent article initie toute une série de publications à ce sujet. L'auteur, profitant largement d'informations publiées à l'étranger rend compte du progrès dans l'emploi des services mobiles en divers pays.

Cette étude précise certains traits de l'essor et de l'application des systèmes mobiles et présente les caractéristiques des appareils employés et les facteurs dont il est nécessaire de tenir compte pour établir les services en question. Un chapitre est consacré à la description des méthodes employées dans divers pays par des services particuliers, comme par exemple; la police, les pompiers, la communication urbaine, les mines de lignite à ciel ouvert, les voies ferroviaires, la

navigation etc. L'article conclut par des remarques au sujet du progrès des systèmes mobiles dans notre pays.

Z. Kossakowski

ÜBERSICHT VON FAHRBAREN FUNKSYSTEMEN

Zusammenfassung

Der Einsatz von fahrbaren Funksystemen in Zivil-Dienstgebieten erfolgte in Polen ziemlich spät, und zwar im Jahre 1950. Die auf diesem Gebiete seit etwa zwei Jahren im Institut für Fernmeldewesen eingeleiteten Forschungsarbeiten umfassen zunächst Ansammeln von technischen Daten über die fahrbaren Funksysteme für die Bedürfnisse der betreffenden Dienste, als Unterlage für die Planung ihrer eigenen Netzsysteme. Es werden auch allgemeine Richtlinien für die Entwicklung des drahtlosen Verkehrs im ganzen Lande, sowie die einheitlichen Messmethoden für die Prüfung der diesbezüglichen Einrichtungen festgelegt.

Der vorliegende Aufsatz eröffnet eine Reihe von beabsichtigten Mitteilungen aus diesem Fachgebiete und behandelt die Entwicklung der fahrbaren Netzsysteme in verschiedenen Ländern aufgrund der ausländischen Fachliteratur.

Der Aufsatz enthält einiges über die Entwicklung und das Anwendungsgebiet der fahrbaren Funksysteme, wichtigste Angaben über die Geräte, sowie eine Besprechung der für die Planung von Netzsystemen wesentlichen Faktoren. Es werden Beispiele der Gestaltung von Netzsystemen des fahrbaren Funkverkehrs in mehreren Ländern angegeben, die in verschiedenen Dienstgebieten, wie: Polizei, Feuerwehr, städtisches Verkehrswesen, Kohlengruben, Eisenbahn, Schifffahrt u. dgl. m. verwendet werden. Zum Abschluss werden die Bedingungen der Entwicklung des fahrbaren Funkverkehrs in Polen kurz besprochen.

ZESZYT 1 (10)
PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera

następujące artykuły:

1. Zakład Telewizji IŁ — Wytyczne do wyboru najkorzystniejszego w warunkach polskich standardu telewizji monochromatycznej.
2. Stefan Jasiński — Obecny stan przewidywania burz jonosferycznych i zakłóceń radiokomunikacyjnych.

Cena zł 45.-