

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr .....

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 87 / 1980

WARSZAWA 1980

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. Lucjan Gęborys — Problematyka modelowania sieci linii radiowych z zastosowaniem elektronicznej techniki obliczeniowej	3
2. Arnold Kawecki — Korekcja deformacji rozkładu zdolności odbiciowej opadów atmosferycznych	15
3. Arnold Kawecki, Alicja Dera — Obliczanie mocy zakłóceń powodowanych rozpraszaniem mikrofal przez opady atmosferyczne	33
4. Marian Ligmanowski — Metoda optymalizacji pokrycia macierzy binarnej	51
5. Urszula Szymerska — Ekonometryczne modele wzrostu pozamijskowego ruchu telefonicznego dla Polski	59

*Handwritten notes:*  
 1. Lucjan Gęborys —  
 Propagacja  
 Propagacja;  
 Sieci telekomunikacji  
 zagadn. ogólne  
 Sieci telekomunikacji  
 mikrofalowej  
 Telefony

СОДЕРЖАНИЕ

1. Люциан Гемборис — Вопросы моделирования сети радиорелейных линий с применением электронной вычислительной техники	13
2. Арнольд Кавецкий — Коррекция искажений распределения отражательной способности атмосферных осадков	30
3. Арнольд Кавецкий, Алиция Дера — Расчёт мощности помех вызываемых рассеянием микроволнового излучения атмосферными осадками	48
4. Мариан Лигмановски — Метод оптимализации покрытия бинарной матрицы	57
5. Уршуля Шимерска — Эконометрические модели роста внеместного телефонного трафика в Польше	71

CONTENS

1. Lucjan Gęborys — Problems of modelling radio link network with the use of digital computing technique	14
2. Arnold Kawecki — Correction of distortions of atmospheric precipitations reflectivity distribution	31
3. Arnold Kawecki, Alicja Dera — Calculation of the power of interferences resulting from the microwaves dissipation by atmospheric precipitations	49
4. Marian Ligmanowski — Optimization method of covering the binary matrix	58
5. Urszula Szymerska — Econometrical models of growth of non-local telephone traffic in Poland	71

SOMMAIRE

1. Lucjan Gęborys — Problèmes de simulation du réseau de faisceaux hertziens a l'aide de l'ordinateur	14
2. Arnold Kawecki — Correction de la deformation de la repartition de reflectivite des precipitations atmospheriques	31
3. Arnold Kawecki, Alicja Dera — Calcul de la puissance des perturbations provenant de la diffusion des microondes causées par les précipitations atmospheriques	49
4. Marian Ligmanowski — Methode d'optimalisation de la couverture de matrice binare	58
5. Urszula Szymerska — Modèles econometriques de l'accroissement du trafic téléphonique translocal en Pologne	72

INHALTSVERZEICHNIS

1. Lucjan Gęborys — Problematik der Modellierung des Richtfunknetzes mit Anwendung der elektronischen Rechnungstechnik	14
2. Arnold Kawecki — Korrektion der Deformationen der Reflexionsfähigkeitsverteilung der Niederschläge	32
3. Arnold Kawecki, Alicja Dera — Berechnung der Leistung der durch Streuung der Mikrowellen durch Niederschläge verursachten Störungen	49
4. Marian Ligmanowski — Optimierungsmethode der Binärmatrixdeckung	58
5. Urszula Szymerska — Ekonometrische Modelle der Zunahme des ausserörtlichen Fernsprechverkehrs für Polen	72

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 87

WARSZAWA 1980

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny  
Redaktor Naczelny – prof. mgr inż. *Lesław Kędziński*

Redaktorzy działów:  
doc. mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko  
doc. dr inż. Krystyn Plewko (Z-ca Redaktora Naczelnego)

Adres Redakcji:  
Instytut Łączności, 04-894 Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1980

ISBN 83-206-0171-1

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności  
Wydawnictwo nieperiodyczne

## PROBLEMATYKA MODELOWANIA SIECI LINII RADIOWYCH Z ZASTOSOWANIEM ELEKTRONICZNEJ TECHNIKI OBLICZENIOWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 8.X.1979 r.

W dobie dynamicznego rozwoju sieci linii radiowych szczególnego znaczenia nabierają zagadnienia programowania tej sieci. W artykule przedstawiono kolejno:

- problematykę optymalizacji sieci linii radiowych w aspekcie specyficznych cech tej sieci,
- sposób opracowania modelu odniesienia sieci linii radiowych jako niezbędnego elementu programowania jej rozwoju,
- wykorzystanie modelu odniesienia do projektowania linii radiowych,
- programy komputerowe do oceny parametrów jakościowych (z uwzględnieniem zakłóceń).

### 1. ZAGADNIENIE OPTIMALIZACJI SIECI LINII RADIOWYCH

Linie radiowe horyzontowe naziemne znajdują obecnie coraz powszechniejsze zastosowanie w sieciach telekomunikacyjnych. Wynika to z zalet nowoczesnych systemów linii radiowych, które pod względem jakości pracy i niezawodności są w pełni równoważne z systemami przewodowymi, a przewyższają je krótszym czasem realizacji i mniejszymi nakładami inwestycyjnymi. W odróżnieniu jednak od linii przewodowych, których rozwój ograniczony jest tylko nakładami inwestycyjnymi i możliwościami materiałowo-wykonawczymi, przy programowaniu rozwoju linii radiowych – niezależnie od tych samych ograniczeń – należy uwzględnić pewne specyficzne cechy wynikające z faktu transmisji sygnałów drogą radiową. Należą do nich w szczególności: występowanie sygnałów zakłócających na wejściu odbiorników i zmienność tłumienności mocy sygnału użytecznego w torze radiowym.

Sygnały zakłócające na wejściu odbiornika danego przęśla<sup>1)</sup> linii radiowej pochodzą zarówno od innych przęseł tej samej linii, jak i od przęseł należących do innych linii. Zakłócenia mogą być również powodowane oddziaływaniem innych systemów radiowych, takich jak stacje radarowe i systemy łączności satelitarnej.

<sup>1)</sup> Pod pojęciem przęśla linii radiowej rozumie się część linii radiowej (odcinek) obejmującą urządzenia wraz z torem (lub torami), potrzebne do transmisji sygnałów między dwiema sąsiednimi stacjami.

W przypadku, gdy moc sygnału zakłócającego jest odpowiednio duża oraz jego widmo wchodzi w pasmo odbiornika, sygnały te powodują pogorszenie jakości transmisji, a w krańcowym przypadku mogą wyeliminować daną linię z pracy.

Możliwość powstawania zakłóceń stanowi bezpośrednią przyczynę powodującą, że sieć linii radiowych jest siecią o ograniczonych zdolnościach przepustowych.

Można tu rozróżnić dwa rodzaje ograniczonej przepustowości:

- w odniesieniu do przęsła, określonego w przestrzeni konkretnymi stacjami przekąźnikowymi, przepustowość wynika z liczby kanałów radiowych będących do dyspozycji w danych zakresach częstotliwości:
- w odniesieniu do linii radiowej wieloprzędowej i sieci linii radiowych przepustowość jest funkcją dwu czynników: liczby kanałów radiowych (jak wyżej) oraz konfiguracji sieci.

Jednym z podstawowych kryteriów optymalizacji sieci linii radiowych jest kryterium maksymalnej przepustowości, wiążące się z zagadnieniem optymalnego wykorzystania kanałów radiowych oraz z zagadnieniem obliczeń zakłóceń. Do spełnienia tego kryterium konieczne jest opracowanie tzw. modelu odniesienia sieci linii radiowych. Model ten przedstawia obraz sieci linii radiowych na obszarze danego kraju dla określonego, dosyć odległego od chwili obecnej okresu (np. 20-letniego). Metodę opracowania modelu odniesienia oraz sposób projektowania linii radiowych z uwzględnieniem tego modelu przedstawiono w dalszej części artykułu (pp. 2,3).

Zarówno przy opracowaniu modelu odniesienia, jak i przy projektowaniu pojedynczych linii radiowych, konieczne jest dokonanie analizy zakłóceń. Analiza taka w odniesieniu do sieci zawierającej już kilkadziesiąt przęseł, a tym bardziej w odniesieniu do większych sieci, może być dokonana wyłącznie z zastosowaniem do tego celu EMC. Opracowany program komputerowy do obliczeń zakłóceń przedstawiono w p. 4 niniejszego artykułu.

Przy opracowaniu modelu odniesienia dokonuje się między innymi wyboru zakresów częstotliwości dla poszczególnych linii radiowych. Wybór ten jest konieczny do ustalenia maksymalnych odległości pomiędzy stacjami linii radiowych. Zagadnienie to wiąże się z problemem zmian tłumienności mocy sygnału użytecznego w torze radiowym, powodowanej wielodrogowością odbieranego sygnału (odbicia od powierzchni ziemi i od troposfery) oraz zmianami warunków atmosferycznych na trasie. Wpływ odbić od powierzchni ziemi może być w dużej mierze wyeliminowany przez właściwy dobór wysokości zawieszenia anten oraz odpowiedni wybór lokalizacji stacji linii radiowych. Wpływ warunków atmosferycznych, a w szczególności wpływ opadów, rosnący wraz ze wzrostem częstotliwości fali nośnej, powoduje konieczność zmniejszenia długości przęsła z ok. 50 km dla zakresów 2 ÷ 7 GHz do 35 km dla zakresu 11 GHz i 15 ÷ 20 km dla większych zakresów częstotliwości.

Wykorzystanie do programowania rozwoju sieci linii radiowych modelu odniesienia pozwala również na optymalizację w zakresie nakładów inwestycyjnych.

Wynika to stąd, że przy projektowaniu linii radiowych przewidzianych do realizacji w danym okresie (np. na najbliższe 5 lat) istnieje możliwość dokonania takiego wyboru lokalizacji stacji, rodzaju i wysokości wież, rodzaju systemów, aby uwzględnił on potrzeby wynikające z przyszłego rozwoju sieci. Dzięki temu, jakkolwiek bieżące nakłady inwestycyjne mogą być nieco większe, nakłady łączne — odniesione do dłuższego czasu — są mniejsze.

## 2. METODYKA TWORZENIA MODELU ODNIESIENIA SIECI LINII RADIOWYCH

Metodykę postępowania przy opracowaniu modelu odniesienia sieci linii radiowych ilustruje schemat blokowy podany na rys. 1. Można tu wyróżnić kilka faz pracy.

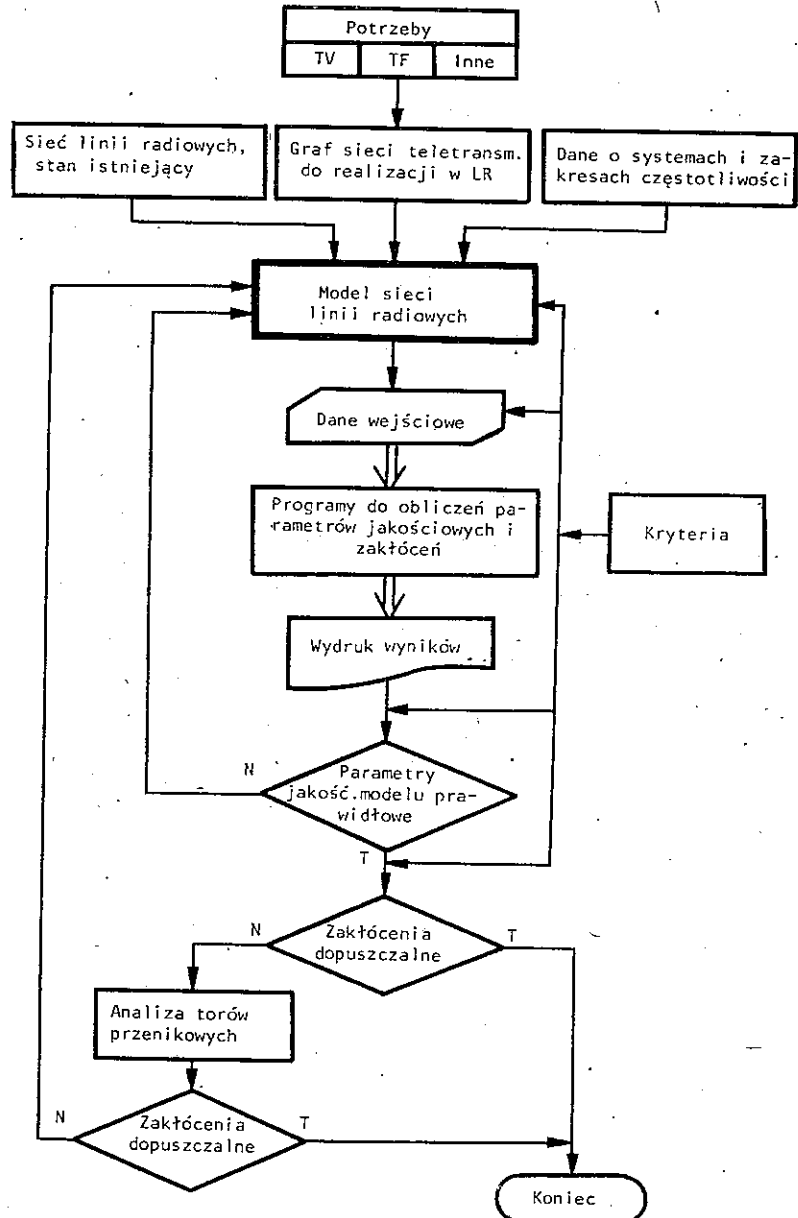
Pierwszą fazę stanowi opracowanie i zebranie odpowiednich danych wejściowych. Dane te dotyczą:

- grafu docelowej sieci teletransmisyjnej przewidzianej do realizacji w liniach radiowych; graf ten podaje lokalizację węzłów sieci telekomunikacyjnej (centrale telefoniczne, obiekty stacji telewizyjnych i radiofonicznych), sposób połączeń tych węzłów oraz wymagane przepustowości gałęzi z uwzględnieniem potrzeb wszystkich sieci wtórnych (telewizyjnej, telefonicznej i innych);
- stanu istniejącego sieci linii radiowych;
- zakresów częstotliwości i systemów przewidzianych do stosowania w sieci linii radiowych.

W fazie drugiej powstaje pierwsza wersja modelu odniesienia. Do podstawowych czynności związanych z opracowaniem tego modelu należy:

- określenie sposobu realizacji każdej gałęzi grafu linii radiowych, a więc określenie lokalizacji stacji linii radiowych (końcowych, węzłowych, przelotowych), opierając się na kryteriach odległości (związanych z przyjętymi dla danej płaszczyzny sieci zakresami częstotliwości) i warunkach terenowych oraz uwzględniając zasadę maksymalnego wykorzystania stacji węzłowych;
- wykonanie przekrojów tras (na podstawie map topograficznych o skali 1:100000) i określenie wysokości zawieszenia anten;
- wybór systemów linii radiowych z określeniem podstawowych parametrów tych systemów (na podstawie analizy prac prowadzonych w zakresie rozwoju systemów w kraju i na świecie);
- zagospodarowanie częstotliwości roboczych przyjętego zakresu z określeniem planu rozmieszczenia częstotliwości (normalnego lub przesuniętego) oraz polaryzacji;
- określenie rodzaju anten, tłumienności falowodów itp.

W fazie tej powstaje wstępny projekt każdej linii radiowej. Fazę tę realizuje się bez użycia EMC, ale do jej wykonania konieczne jest duże doświadczenie w projektowaniu linii radiowych i znajomość terenu.



Rys. 1. Schemat postępowania przy opracowywaniu modelu odniesienia sieci linii radiowych



Faza trzecia obejmuje obliczenia parametrów jakościowych wszystkich przesył i relacji i obliczenia parametrów jakościowych wynikających z zaleceń międzynarodowych (CCIR) oraz obliczenia wpływu zakłóceń, będących wynikiem oddziaływania innych przesył. Obliczenia wykonywane są za pomocą odpowiednich programów z wykorzystaniem EMC, przy założeniu propagacji sygnałów zarówno użytecznych, jak i zakłócających w warunkach braku przeszkód pomiędzy antenami. Programy JAR i ŽIR, służące do tego celu, zostaną omówione w dalszej części artykułu:

W fazie czwartej przeprowadza się porównanie wyników obliczeń parametrów jakościowych relacji z odpowiednimi wielkościami wynikającymi z norm międzynarodowych na jakość transmisji. W przypadku gdy dana relacja nie spełnia tych norm dokonuje się korekty projektów przesył w modelu sieci linii radiowych. Następnie bada się wyniki obliczeń zakłóceń i w odniesieniu do tych przypadków, w których zakłócenia przekraczają wartości dopuszczalne, dokonuje się analizy torów pomiędzy nadajnikami stacji zakłócających a odbiornikami stacji zakłócanych. W tym celu wykonuje się przekroje tras pomiędzy stacjami zakłócającą a zakłócaną. W przypadku gdy nie można przyjąć, że zakłócenia ulegną eliminacji przez występujące na trasie przeszkody, dokonuje się korekty modelu sieci linii radiowych.

Obliczenia parametrów jakościowych i zakłóceń powtarza się po każdej istotnej korekcie modelu, aż do uzyskania wyników zadowalających.

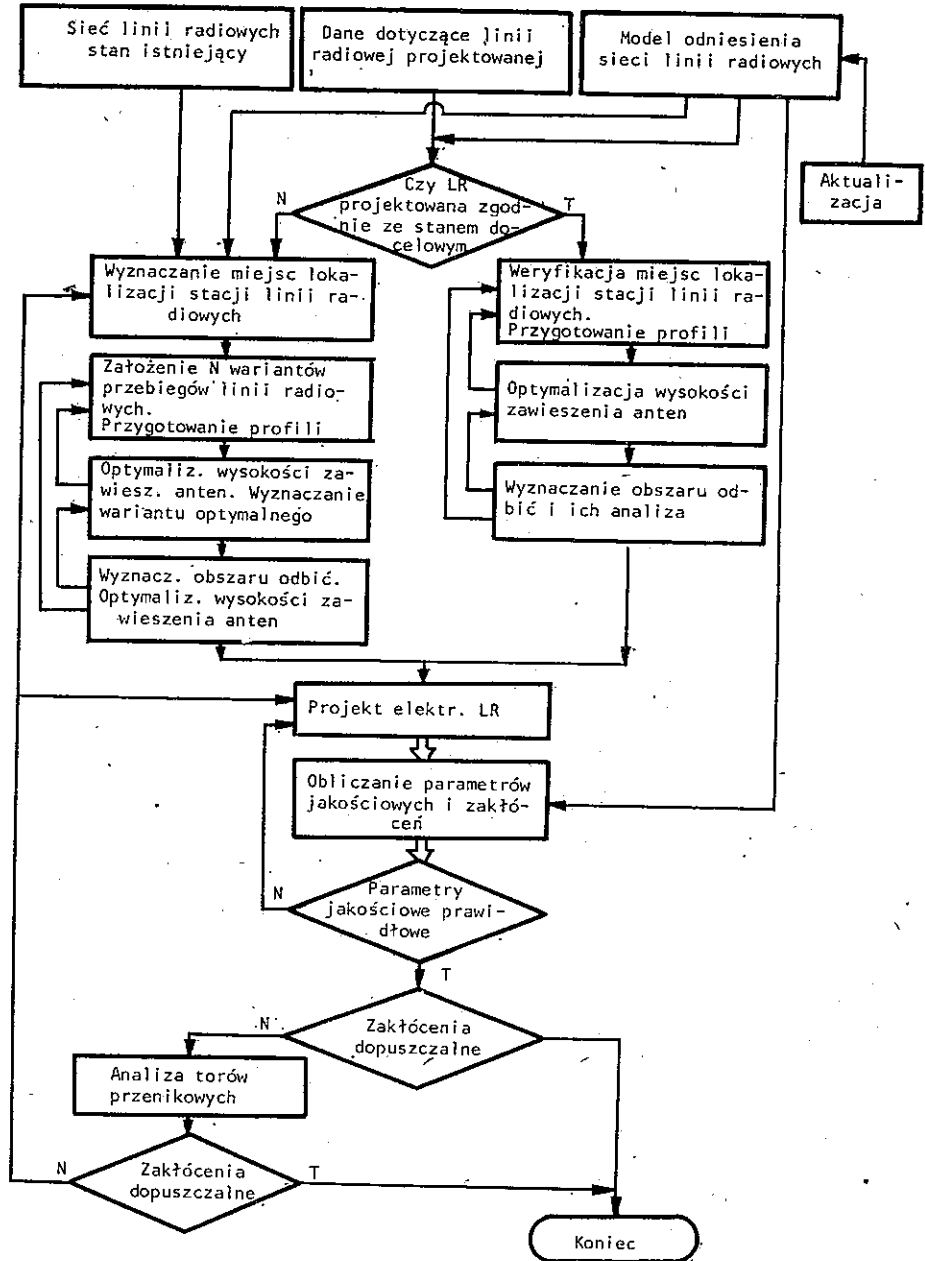
Uzyskany w wyżej podany sposób model ostateczny sieci linii radiowych stanowi model odniesienia.

### 3. WYKORZYSTANIE MODELU ODNIESIENIA DO PROJEKTOWANIA LINII RADIOWYCH

Model odniesienia sieci linii radiowych stanowi niezbędny element w prawidłowym projektowaniu pojedynczych linii radiowych przewidywanych do realizacji w danym okresie czasu. Schemat postępowania w tym przypadku pokazano na rys. 2.

Opierając się na danych dotyczących projektowanej linii radiowej oraz modelu odniesienia sprawdza się zgodność tej linii z modelem odniesienia.

Jeżeli projektowana linia radiowa znajduje się w modelu odniesienia — dokonuje się weryfikacji lokalizacji stacji oraz wyznacza się wysokość zawieszenia anten, biorąc pod uwagę dodatkowe czynniki, nie uwzględniane przy opracowywaniu modelu odniesienia, takie jak możliwość występowania odbić sygnału na trasie i przeszkód terenowych oraz możliwości praktycznej realizacji obiektu linii radiowej dla wybranej lokalizacji (dostępność, zgoda władz miejscowych itd.). Oznacza to konieczność przede wszystkim znacznie dokładniejszego niż przy tworzeniu modelu odniesienia przeanalizowania profilu trasy oraz dokonania wielu uzgodnień o charakterze administracyjnym. Na tym etapie pracy, w celu wyznaczenia optymalnych wysokości zawieszenia anten, może być celowe wykorzystanie odpowiedniego programu komputerowego.



Rys. 2. Schemat postępowania przy planowaniu linii radiowej

Jeżeli projektowana linia radiowa nie znajduje się w modelu odniesienia, dokonuje się najpierw wyboru przebiegu tej linii, biorąc pod uwagę stan istniejący linii radiowych oraz model odniesienia. Po analizie kilku możliwych wariantów przebiegu linii projektowanej wyznacza się wariant optymalny i dla tego wariantu określa się lokalizację stacji oraz wysokość zawieszenia anten, postępując w sposób opisany wyżej.

Następnie wybiera się typ systemu linii radiowej (w modelu odniesienia przyjmowano system reprezentatywny dla pewnej grupy systemów) oraz opracowuje projekt elektryczny linii. Po sprawdzeniu, że projekt ten spełnia wymagane parametry jakościowe, należy sprawdzić, czy linia projektowana nie będzie zakłócała sieci przewidywanej w modelu odniesienia i odwrotnie.

Jeżeli okaże się, że linia projektowana nie spełnia powyższych wymagań, należy dokonać weryfikacji projektu tej linii. Po zakończeniu projektu rozpatrywanej linii radiowej należy zaktualizować model odniesienia.

Opisany wyżej sposób postępowania pokazuje nie tylko celowość, ale wręcz konieczność posiadania modelu odniesienia sieci linii radiowych zarówno przy programowaniu długookresowym, jak i planowaniu bieżącym.

Warto przy tym zwrócić uwagę na fakt, że dotychczas rozpatrywany model odniesienia był ograniczony do obszaru danego kraju, bez uwzględnienia sieci linii radiowych państw sąsiednich. Można wstępnie ocenić, że potrzebne byłyby tu dane z obszarów rzędu 200 ÷ 300 km od granic tego kraju. W związku z powyższym, niezbędna jest odpowiednia współpraca międzynarodowa jednostek zajmujących się programowaniem rozwoju sieci linii radiowych.

#### **4. PROGRAMY DO OBLICZEŃ JAKOŚCI TRANSMISJI RELACJI I ZAKŁOCEŃ W SIECI LINII RADIOWYCH**

W Instytucie Łączności od kilku lat są prowadzone prace badawcze nad zastosowaniem EMC do oceny jakości transmisji w sieciach linii radiowych horyzontowych naziemnych. Dalej przedstawiono podstawowe informacje o dwóch ostatnio opracowanych programach przeznaczonych do obliczeń parametrów jakościowych relacji (program JAR) i do obliczeń zakłóceń (program ZIR).

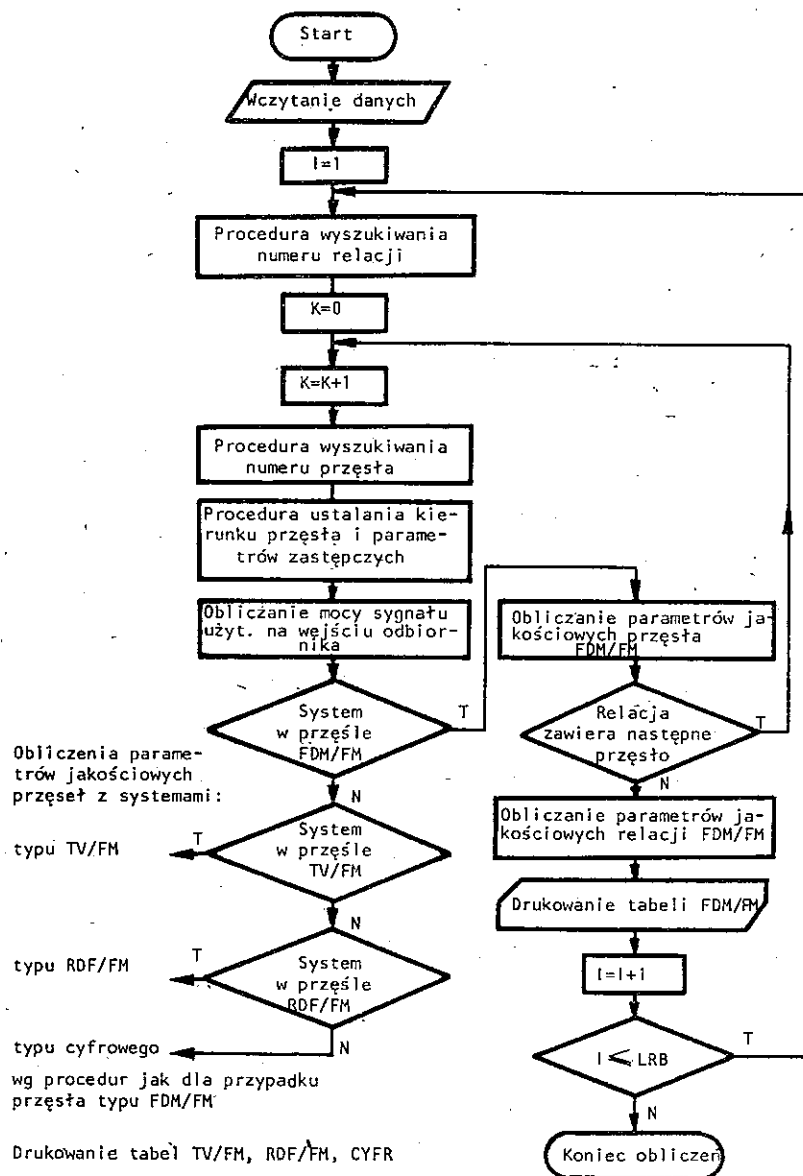
##### **Program JAR**

Program JAR służy do oceny jakości transmisji relacji realizowanych w liniach radiowych. Umożliwia on:

- obliczanie parametrów jakościowych relacji telefonicznych, telewizyjnych, radiofonicznych w systemach linii radiowych analogowych o modulacji częstotliwościowej (odpowiednio FDM/FM, TV/FM, RDF/FM),
- obliczanie parametrów jakościowych relacji cyfrowych w systemach linii radiowych cyfrowych o modulacji kątowej (PCM/PSK),
- obliczanie parametrów jakościowych ww. relacji według wymagań CCIR,

— obliczanie parametrów jakościowych poszczególnych przęseł linii radiowych wchodzących w skład danej relacji.

Obliczenia wykonuje się opierając się na zależnościach stosowanych przy projektowaniu linii radiowych. Ogólny algorytm programu JAR pokazano na rys. 3.



Rys. 3. Schemat blokowy programu JAR

Oznaczenia:  $I$ ,  $K$  — pośtawienia pomocnicze.  $I$  — dla obliczeń relacji,  $K$  — dla obliczeń przęseł,  $LRB$  — liczba relacji badanych

- Dane wejściowe do programu JAR są zawarte w 5 macierzach określających:
- M1 – lokalizację stacji (zakodowane współrzędne geograficzne),
  - M2 – parametry przęseł (numery stacji, długość przęsła, typ systemu, średnice anten, wysokości zawieszenia anten, tłumienności torów antenowych, częstotliwości nośne, rodzaj polaryzacji, plan częstotliwości, rodzaj terenu),
  - M3 – parametry systemów (nazwa i przepustowość systemu, moc wyjściowa nadajnika, współczynnik systemu, pasmo odbiornika, próg odbioru, moc szumów urządzeń),
  - M4 – parametry anten (typ, średnica, zysk),
  - M5 – parametry relacji (nazwy początku i końca relacji, liczba przęseł, numery przęseł).

W wydrukach są podawane szczegółowe dane dotyczące:

- parametrów technicznych poszczególnych przęseł (długość przęsła, rodzaj systemu, częstotliwość fali nośnej, wysokości zawieszenia i średnice anten, tłumienność torów antenowych, moc szumów urządzeń),
- wyników obliczeń parametrów jakościowych przęseł i relacji,
- wyników obliczeń parametrów jakościowych relacji wg zaleceń CCIR.

### Program ZIR

Program ZIR służy do oceny sieci linii radiowych w aspekcie zakłóceń. Umożliwia on:

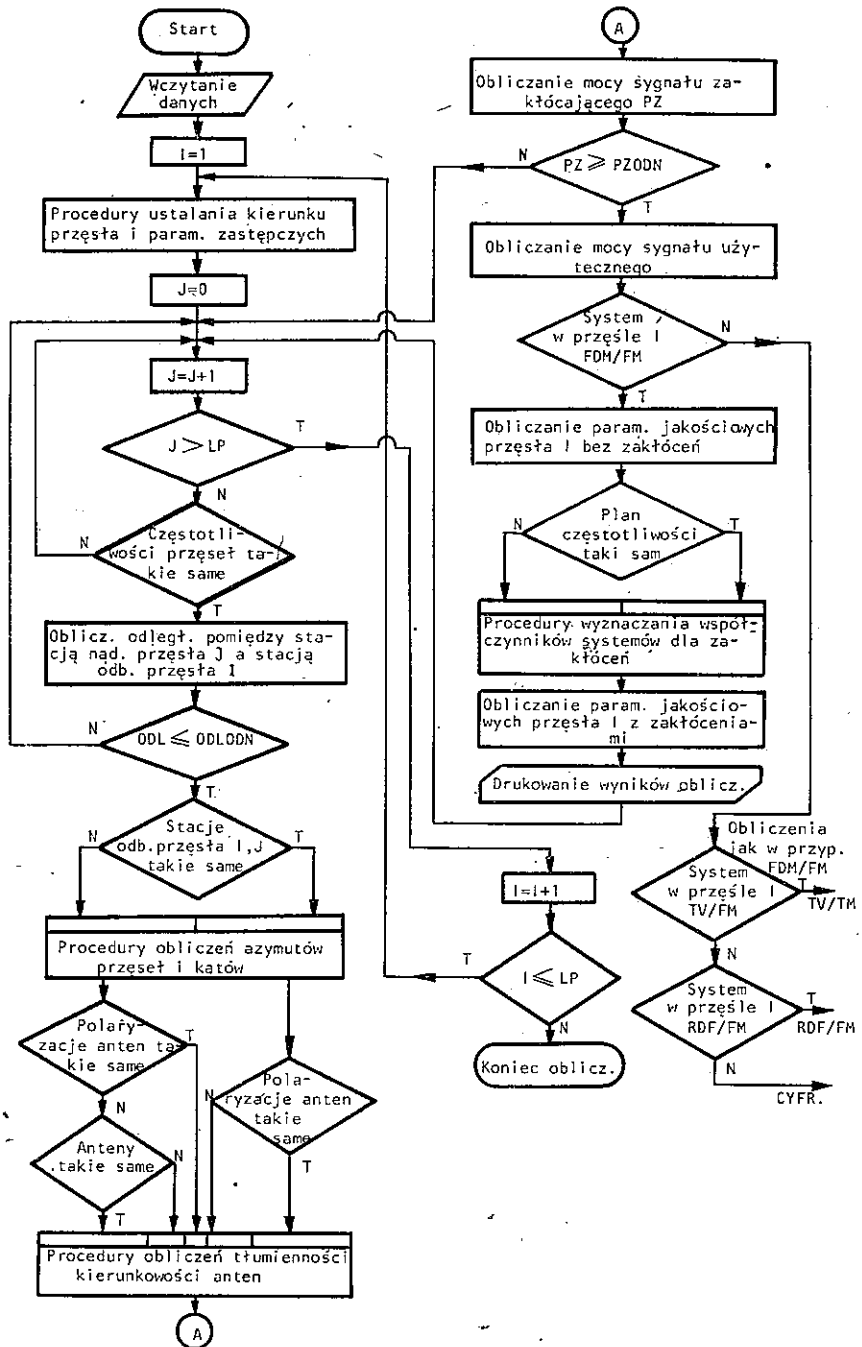
- wyznaczanie przęseł zakłócanych, w których wpływ zakłóceń pochodzących od innych przęseł badanej sieci linii radiowych przekracza określoną wartość,
- wyznaczanie przęseł zakłócających powodujących powyższe zakłócenia,
- obliczanie parametrów jakościowych przęseł zakłócanych w warunkach braku zakłóceń i w obecności zakłóceń.

Badana sieć linii radiowych może zawierać systemy analogowe typu telefonicznego (FDM/FM), telewizyjnego (TV/FM) i radiofonicznego (RDF/FM) oraz systemy cyfrowe typu PCM/PSK. Dla systemów analogowych bada się wpływ zakłóceń na stosunek sygnału do szumów i zakłóceń w kanale odpowiednio telefonicznym, telewizyjnym i radiofonicznym oraz na zmianę progu odbioru; dla systemów cyfrowych bada się wpływ zakłóceń na zmianę progu odbioru. Obliczenia wykonuje się przy założeniu propagacji sygnału pomiędzy antenami – zarówno przęsła badanego, jak i toru przenikowego – w wolnej przestrzeni (brak przeszkód). Uwzględnia się charakterystyki kierunkowości anten i ich polaryzacje oraz plan normalny i plan przesunięty rozkładu kanałów radiowych.

Ogólny algorytm programu ZIR pokazano na rys. 4.

Dane wejściowe są zawarte w 8 macierzach, przy czym macierze M1–M4 są identyczne, jak w programie JAR, a macierze pozostałe określają:

- M5, M6 – charakterystyki tłumienności kierunkowości anten dla przypadku stosowania w antenach przęseł zakłócającego i zakłócanego tej samej polaryzacji (M5) i różnych polaryzacji (M6);



Rys. 4. Ogólny algorytm programu ZIR

Oznaczenia:  $I, J$  – podstawienia pomocnicze,  $I$  – dla przęsa badanego,  $J$  – dla przęsa zakłócającego,  $LP$  – liczba przęsa w sieci  $LR$

- M7 — współczynniki zapasu systemów analogowych dla zakłóceń w odniesieniu do wszystkich kombinacji systemów pracujących w tych samych zakresach częstotliwości, dla przypadku występowania tego samego planu częstotliwości w prześle zakłócanym i zakłócającym i dla przypadku różnych planów częstotliwości;
- M8 — charakterystyki zależności stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy szumów od stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy zakłóceń na wejściu odbiorników systemów cyfrowych.

W wydrukach są podawane — dla każdego przęsła, w którym wpływ zakłóceń przekracza wartość dopuszczalną — szczegółowe dane dotyczące parametrów przęseł badanego i zakłócającego oraz wyniki obliczeń parametrów jakościowych przęsła badanego bez zakłóceń i w obecności zakłóceń.

Programy JAR i ZIR umożliwiają badanie sieci linii radiowych, zawierającej do 500 stacji, 700 przęseł, 400 relacji, 70 systemów i 70 typów anten. Każda z relacji może obejmować od 1 do 20 przęseł. Obliczenia mogą być wykonywane bądź dla wszystkich relacji (w programie JAR, w programie ZIR dla wszystkich przęseł), bądź dla relacji (przęseł) wybranych o maksymalnej liczbie 40.

Programy JAR i ZIR zostały napisane w języku PL1 na maszynie cyfrowe R-32. Do zapisywania i przechowywania danych wejściowych wykorzystuje się pamięci dyskowe.

#### WYKAZ LITERATURY

1. *Lucjan Gęborys*: Metodyka planowania sieci linii radiowych z wykorzystaniem techniki EPD. Opracowanie syntetyczne. IŁ/Z-3. Warszawa 1979.

*Люция Гемборыс*

#### ВОПРОСЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СЕТИ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ ЭЛЕКТРОННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

##### Резюме

В период динамического развития сетей радиорелейных линий особое значение принимает вопрос программирования такой сети. В статье по очереди рассматривается:

- вопрос оптимализации сети радиорелейных линий с учётом её особых свойств,
- способ разработки эталонной модели сети радиорелейных линий в виде элемента, необходимого в случае программирования развития сети,
- использование эталонной модели для проектирования радиорелейных линий,
- программы на ЭВМ для оценки качества передачи по каналам радиорелейных линий (с учетом помех).

*Lucjan Geborys*

PROBLEMS OF MODELLING RADIO LINK NETWORK  
WITH THE USE OF DIGITAL COMPUTING TECHNIQUE

Summary

In the period of dynamic development of the radio link network, the problem of that network programming is of special importance.

In the paper have been consecutively presented:

- questions of the radio link networks optimalization with regard to their characteristics,
- method of elaborating the reference model of the radio link network as an indispensable element of the network development programming,
- application of the reference model for the radio links planning,
- programs for evaluating the quality (including interference) of the radio links transmission channels.

*Lucjan Geborys*

PROBLEMES DE SIMULATION DU RESEAU DE FAISCEAUX HERTZIENS  
A L'AIDE DE L'ORDINATEUR

Résumé

A l'époque du développement dynamique du réseau de faisceaux hertziens c'est la question de programmation du réseau qui joue un rôle special.

Dans l'article on a successivement présenté:

- problèmes concernant l'optimalisation du réseau de faisceaux hertziens vu son caractère spécifique,
- façon d'élaborer le modèle du réseau étalon de faisceaux hertziens, indispensable pour la programmation du développement du réseau,
- mis en application du modèle du réseau étalon au cours d'élaboration des projets de faisceaux hertziens,
- programmes pour l'évaluation de la qualité de transmission de faisceaux hertziens (en tenant compte des perturbations).

*Lucjan Geborys*

PROBLEMATIK DER MODELLIERUNG DES RICHTFUNKNETZES  
MIT ANWENDUNG DER ELEKTRONISCHEN RECHNUNGSTECHNIK

Zusammenfassung

In der Zeit einer dynamischen Entwicklung des Richtfunknetzes werden die Probleme der Programmierung der Netzentwicklung besonders wichtig. In dem Artikel wurden nacheinander dargestellt

- die Problematik der Optimierung des Richtfunknetzes im Aspekt der spezifischen Eigenschaften des Netzes,
- die Methode der Ausarbeitung eines Bezugsmodells des Richtfunknetzes als unerlässlichen Elementes bei der Programmierung der Netzentwicklung,
- die Benutzung der Bezugsmodells für Projektierung der Richtfunklinien,
- die Programme für Einschätzung der Übertragungsqualität der Richtfunklinien (mit Berücksichtigung der Störungen).



## KOREKCJA DEFORMACJI ROZKŁADU ZDOLNOŚCI ODBICIOWEJ OPADÓW ATMOSFERYCZNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 5.XI.1979 r.

Przewidywanie tłumień, które mogą wystąpić na trasach linii radiowych wskutek pojawiania się opadów atmosferycznych wymaga znajomości rozkładów prawdopodobieństwa natężeń opadów lub zdolności odbiciowej tych opadów na określonych trasach. Pomiar opadów na dużych terytoriach zawsze nastroczały trudności. W ostatnich latach pomiary rozkładów natężeń opadów poprzez pomiar ich zdolności odbiciowej umożliwiają radary meteorologiczne pracujące na falach praktycznie nie tłumionych przez mierzone opady. Wiele radarów pracuje na fali 3 cm silnie tłumionej, szczególnie w opadach pochodzenia burzowego. W związku z tym mierzone rozkłady zdolności odbiciowej są zdeformowane, przy czym deformacje te rosną w miarę zagłębiania się fali w mierzonym opadzie wraz ze wzrostem odległości od radaru. Przedstawione tu metodą korekcji błędów pomiaru rozkładu zdolności odbiciowej, wynikających ze wspomnianych deformacji, opartą na rozwiązaniu układu równań logarytmiczno-wykładniczych. Równania te zawierają dane z pomiarów zdolności odbiciowej opadów (odległości i amplitudy próbek) oraz uśrednione parametry charakterystyczne dla różnych typów opadów. Metoda ta pozwala na znaczne zmniejszenie deformacji rozkładu zdolności odbiciowej, uzyskanego za pomocą radaru z falą tłumioną w mierzonym opadzie.

### 1. WPROWADZENIE

Niezawodność działania linii radiowych pracujących na falach krótszych od 6 cm (częstotliwości powyżej 5 GHz) jest ograniczona przez opady atmosferyczne, przede wszystkim burzowe, które powodują tłumienie fal emitowanych przez stacje nadawcze linii. Prawdopodobieństwo wystąpienia tłumień na trasie, przekraczających określone poziomy, jest uzależnione od prawdopodobieństwa wystąpienia opadów o natężeniu przekraczającym określone wartości. Orientacyjne prawdopodobieństwa tych natężeń dla 5 stref klimatycznych świata określono w odpowiednim dokumencie CCIR.

Jednak w ramach strefy są znaczne zróżnicowania tych prawdopodobieństw. Dąży się przeto w poszczególnych krajach do bardziej precyzyjnego ich określenia i wyodrębnienia różnic regionalnych w granicach kraju.

Pomiary opadów na dużych terytoriach zawsze nastroczały wielkie trudności. Mierzy się je w określonym miejscu, przy czym wynik pomiaru z konieczności traktuje się jako reprezentatywny dla obszaru często o powierzchni  $20 \times 20$  km a nawet  $100 \times 100$  km, co prowadzi do znacznych nieraz błędów (setki % błędu). Ostatnio wykorzystuje się radary meteorologiczne do pomiaru rozkładu natężeń opadu na dużych terytoriach. Pomiary te, wykonane często w miesiącu o najsilniejszych opadach, są podstawą do obliczeń prawdopodobieństw wystąpienia tłumień na trasach fal używanych w liniach radiowych.

Istotnym warunkiem wykonania prawidłowego pomiaru rozkładu natężenia opadu w przestrzeni otaczającej radar jest emisja przez radar impulsu energii na fali, która praktycznie nie jest tłumiona w trakcie penetracji ośrodka wypełnionego przez elementy opadu. Pomiar ten bowiem opiera się na mierzeniu mocy sygnałów odebranych przez radar, a wynikających z odbicia rozproszeniowego wstecz przez elementy opadu objęte przez impuls sondujący, niezależnie od tego czy impuls ten jest blisko radaru, czy jest oddalony o dziesiątki a nawet setki km. W istocie pomiar mocy impulsu odbitego pozwala wyznaczyć tak zwaną zdolność odbiciową opadu  $z$  (w  $[\text{mm}^6/\text{m}^3]$ ), która w przypadku deszczu jest określona zależnością

$$Z = \sum_{i=1}^N d_i^6 \quad (1)$$

przy czym:

$d_i$  – średnica  $i$ -tej kropki,

$N$  – liczba kropeł w jednostce objętości.

Wieloletnie pomiary opadów przeprowadzone w licznych krajach globu ziemskiego pozwoliły ustalić korelacyjne związki między natężeniem opadu  $I$  (w  $[\text{mm}/\text{godz}]$ ) i odbiciowością  $z$  (w  $[\text{mm}^6/\text{m}^3]$ ) dla różnych typów opadów w postaci

$$z = AI^\alpha \quad (2)$$

gdzie:

$A, \alpha$  – współczynniki uzależnione od rozkładu prawdopodobieństwa średnic kropeł (widma średnic kropeł), a więc od typu opadu.

Liczne pomiary tłumienia fali przez opady, przeprowadzone na różnych częstotliwościach, pozwoliły określić korelacyjną zależność jednostkowego współczynnika tłumienia  $\Gamma$  fali (w  $[\text{dB}/\text{km}]$ ) od natężenia opadu (w  $\text{mm}/[\text{godz}]$ ) w postaci

$$\Gamma = a'I^{b'} \quad (3)$$

gdzie współczynniki:

$a', b'$  zależą od widma średnic kropeł opadu, od częstotliwości fali i od temperatury kropeł. Zależność ta jest wykorzystywana do określania tłumień, które mogą wystąpić na trasach linii radiowych, jeśli znane są prawdopodobne natężenia opadów na tych trasach.

Ostatnio, wobec wzrostu zainteresowania problematyką tłumienia fal centy-

metrowych w liniach radiowych ziemskich i satelitarnych, określono bezpośrednią zależność jednostkowego tłumienia od zdolności odbiciowej w postaci:

$$\Gamma = az^b \quad (4)$$

gdzie:

$a, b$  – współczynniki uzależnione od widma średnic kropeł opadu, ich temperatury i od częstotliwości fali penetrującej opad.

Radar może być obecnie traktowany jako narzędzie pozwalające na zmierzenie rozkładów  $z$  w przestrzeni otaczającej radar w dowolnie krótkich odstępach czasu (praktycznie dłuższych od 10 min) w ciągu długiego okresu czasu. Dane o tych rozkładach mogą z kolei być podstawą obliczenia do przewidywanych tłumień fal na wybranych częstotliwościach dla określonych odcinków tras ziemskich i satelitarnych.

Wiele Służb Meteorologicznych posługuje się radarami, których wykorzystanie do pomiaru opadów jest utrudnione ze względu na to, że pracują w pasmie fal  $X$  (3,2 cm), które są tłumione w mierzonym opadzie. W związku z tym zmierzony rozkład zdolności odbiciowej opadu na trasie nie odpowiada rzeczywistości. Problematyka korekcji błędów pomiaru była od dawna przedmiotem dyskusji w literaturze światowej.

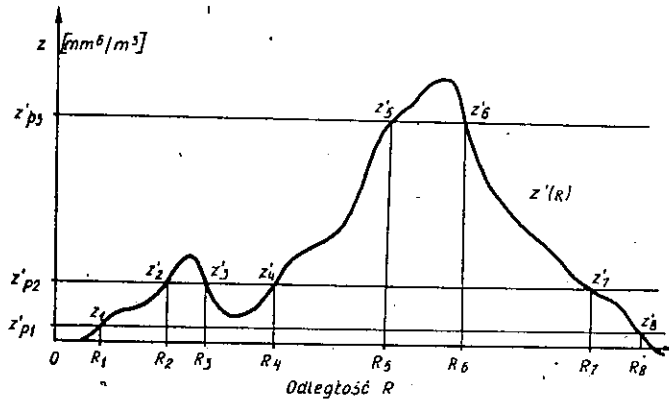
Wyniki prac i badań w tym zakresie nasuwają następujące wnioski:

- a) korekcja błędów może prowadzić do tego, że w wyniku jej zastosowania błędy na końcu trasy mogą się stać większe od błędów bez korekcji,
- b) korekcja może dać dobre rezultaty, jeśli tłumienie na trasie nie przekracza 6 dB.

Obecnie, po latach badań, można sądzić, że stosowanie korekcji błędów pomiaru wywołanych przez tłumienie fali radarowej, jest uzasadnione nawet przy większych tłumieniach na trasie niż 6 dB, jeśli wykorzystywać wyniki badań opadów, dodatkowe źródła informacji o opadzie na trasie, technikę obliczeniową i specyfikę metody wyodrębniania informacji radarowej o opadzie.

## 2. INFORMACJA RADAROWA

Jeśli pominąć dla uproszczenia zależność amplitudy sygnału radarowego od odległości, to „widziany” przez radar, sfalszowany przez tłumienie rozkład odbiciowości  $z$  na trasie można przedstawić jak na rys. 1. Fotografowanie zobrazowania panoramicznego opadów na ekranie radaru przy ustalonych tłumieniach w kanale odbiorczym, zmienianych co 6 dB dla każdego zdjęcia, pozwala odczytać amplitudy  $z'_n$  i odległości  $R_n$  próbek. Na rysunku 1 są też uwidocznione progi wykrywania echa  $z'_{p1}$ ,  $z'_{p2}$  i  $z'_{p3}$ , przy czym  $z'_{p2} = 4z'_{p1}$  i  $z'_{p3} = 4z'_{p2}$ . Metoda radarowa pomiaru odbiciowości pozwala określić próbki  $z'_n = z'(R_n)$  rozkładu  $z'(R)$  (gdzie  $n = 1, 2, \dots, 8$ ). Nie znany jest natomiast przebieg tego rozkładu między próbkami. Oczywiście, nie jest nam także znany prawdziwy rozkład  $z(R)$ , który pragniemy odtworzyć na podstawie próbek  $z'_n$ .



Rys. 1. Próbkę przebiegu  $z'(R)$  wyznaczone przez progi kwantowania

Oprócz amplitud  $z'_n$  i odległości  $R_n$  z samej metody pomiaru możemy odczytać dodatkowe informacje, których wykorzystanie pozwala utrzymać procedurę korekcji blisko właściwej drogi. Jest bowiem widoczne, że w przedziale  $R_1, R_2$  amplituda  $z'$  nie przekracza progów kwantyzacji  $z'_{p1}$  i  $z'_{p2}$ , a więc  $z'_{p1} < z' < z'_{p2}$  w przedziale  $R_2, R_3$  mamy  $z'_{p2} < z' < z'_{p3}$  itd.

### 3. WYNIKI BADAŃ OPADÓW

Rozwiązanie problemu odtwarzania prawdziwego rozkładu  $z(r)$  wymaga wykorzystania zależności (2) i (3) lub (2) i (4). Niezbędne jest jednak, aby współczynniki  $A$ ,  $\alpha$  i  $a'$ ,  $b'$ ,  $(a, b)$  występujące w tych równaniach, odpowiadały opadowi o tym samym widmie średnic kropeł. Literatura naukowo-badawcza pozwala obecnie na znalezienie niezbędnych danych. Ostatnio Goldhirsh i Robison [1] ustalili, że w przypadku opadów burzowych w rejonie Locarno (Szwajcaria), których widmo średnic zbadali Joss i inni [2], zależność (2) ma postać

$$z = 500I^{1,5} \quad (5)$$

Z-kolei Olsen i Rogers [3] obliczyli, że dla częstotliwości 9,4 GHz i temperatury kropeł  $0^\circ\text{C}$  zależność (3) ma postać

$$\Gamma = 0,015I^{1,08} \text{ [dB/km]}$$

Dzięki temu łatwo jest określić ważny dla nas związek (4) w postaci

$$\Gamma = 0,00017z^{0,72} \text{ [dB/km]} \quad (6)$$

Opady ciągle najlepiej opisuje widmo średnic kropeł Laws'a-Parsons'a (L-P). Wspomniani już autorzy Olsen i Rogers obliczyli dla tego rodzaju opadu współczynniki  $a'$ ,  $b'$  odpowiednie dla częstotliwości 9,4 GHz i temperatury kropeł  $0^\circ\text{C}$  tak, że zależność (3) ma postać

$$\Gamma = 0,01I^{1,2} \text{ [dB/km]}$$

Jeśli przyjąć jako pewne stwierdzenie Zawadzkiego i Rogersa [5], że dla opadów z widmem średnic kropeł (L-P) odpowiednia jest zależność

$$z = 200I^{1,6}$$

to możemy wyznaczyć ważny dla nas związek

$$\Gamma = 0,000196z^{0,75} \text{ [dB/km]} \quad (7)$$

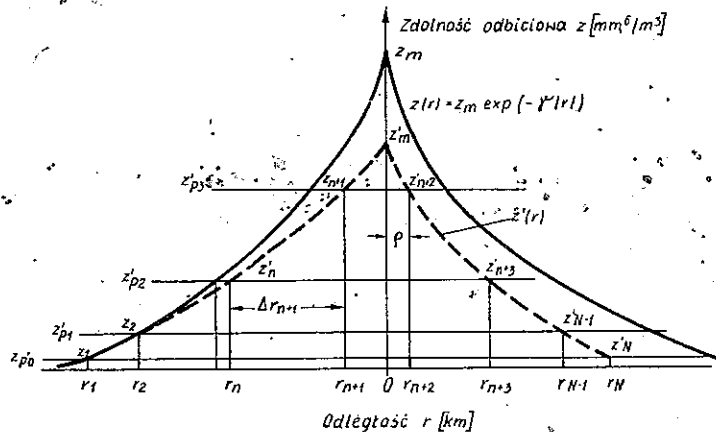
najbardziej właściwy dla opadu ciągłego.

#### 4. METODA KOREKCJI

Przyjmijmy kolumnę opadu, której środek znajduje się w odległości  $r_0$  od radaru. Załóżmy, że nieznamy nam rozkład zdolności odbiciowej między próbkami w kolumnie opadu przebiega wzdłuż średnicy wykładniczo, tak że można go opisać zależnością

$$z = z_m \exp(-\gamma |r|) \quad (8)$$

gdzie odległość  $r$  jest mierzona względem centrum kolumny, w którym zdolność odbiciowa przybiera wartość największą  $z_m$ . Próbkki  $z'_n = z'(r_n)$ , którymi dysponujemy, przedstawia rys. 2, przy czym odległości między próbkami są równe  $\Delta r_n = r_n - r_{n-1}$ .



Rys. 2. Model rozkładu zdolności odbiciowej  $z(r)$ , zdeformowany rozkład  $z'(r)$  oraz próbki rozkładu  $z'(r)$  wyznaczone przez progi kwantowania

Zakłada się ponadto, że próbka pierwsza  $z'_1$ , w odległości  $R_1 = r_0 - r_1$  od radaru, nie jest obciążona błędem i równa jest próbce prawdziwej  $z_1$ .

Tłumienie fali (w [dB]) na odcinku  $r_1, r_2$  między znaną próbką  $z_1$  i odtwarzaną  $z'_2$  wyraża się zależnością:

$$\Gamma_{-\infty, r_2}^{xx} = \Gamma_{r_1, r_2}^{xx} = 2az_1^b \int_{r_1}^{r_2} e^{-b\gamma_2(r)} dr = 2 \frac{az_1^b}{b\gamma_2} (e^{b\gamma_2 \Delta r_2} - 1) \quad (9)$$

Tłumienie to można również wyrazić w postaci

$$\Gamma_{-\infty, r_2}^x = -10 \log \left[ \frac{z_2'}{z_1 \exp(\gamma_2 \Delta r_2)} \right] = 10 (\log z_1 - \log z_2' = \gamma_2 \Delta r_2 \log e) \quad (10)$$

Znak „-” po prawej stronie znaku równości ma na celu przedstawienie tłumienia jako wielkości dodatniej, która w tej postaci jest w tym zagadnieniu wygodniejsza, podobnie zresztą jak w równaniu (9).

Z warunku  $\Gamma^{xx} = \Gamma^x = \Gamma^*$  można wyznaczyć taką wartość  $\gamma_2 = \gamma_2^*$ , przy której uzyskuje się próbkę  $z_2'$  obarczoną błędem. Wtedy szukana próbka prawdziwa

$$z_2 = z_1 \exp(\gamma_2^* \Delta r_2) \quad (11)$$

Dla próbki  $z_3$  można napisać parę równań

$$\Gamma_{-\infty, r_3}^{xx} = \Gamma_{-\infty, r_2}^* + 2 \frac{az_2^b}{b\gamma_3} (e^{b\gamma_3 \Delta r_3} - 1)$$

$$\Gamma_{-\infty, r_3}^x = 10 (\log z_2 - \log z_3' + \gamma_3 \Delta r_3 \log e)$$

i znaleźć  $\gamma_3^*$  z warunku  $\Gamma^{xx} = \Gamma^x$  i dalej

$$z_3 = z_2 \exp(\gamma_3^* \Delta r_3)$$

Ogólnie, dla lewej gałęzi modelu (8) próbkę  $z_{n+1}$  można znaleźć z równań

$$\Gamma_{-\infty, r_{n+1}}^{xx} = \Gamma_{-\infty, r_n}^* + 2 \frac{az_n^b}{b\gamma_{n+1}} (e^{b\gamma_{n+1} \Delta r_{n+1}} - 1)$$

$$\Gamma_{-\infty, r_{n+1}}^x = 10 (\log z_n - \log z_{n+1}' + \gamma_{n+1} \Delta r_{n+1} \log e)$$

przy tym

$$z_{n+1} = z_n \exp(\gamma_{n+1}^* \Delta r_{n+1})$$

Dla prawej gałęzi próbkę  $z_{n+3}$  wyznaczmy z równań

$$\Gamma_{-\infty, r_{n+3}}^{xx} = \Gamma_{-\infty, r_{n+2}}^* + 2 \frac{az_{n+2}^b}{b\gamma_{n+3}} (1 - e^{-b\gamma_{n+3} \Delta r_{n+3}})$$

$$\Gamma_{-\infty, r_{n+3}}^x = 10 (\log z_{n+2} - \log z_{n+3}' + \gamma_{n+3} \Delta r_{n+3} \log e)$$

przy tym

$$z_{n+3} = z_{n+2} \exp(-\gamma_{n+3}^* \Delta r_{n+3})$$

Dla przedziału z ostrzem przyjmiemy dla zmniejszenia komplikacji, że współczynnik  $\gamma$  jest jednakowy po obydwu stronach ostrza. Nieznaną odległość ostrza od próbki  $z_{n+2}$  oznaczmy literą  $\varrho$ . Wtedy

$$\Gamma_{-\infty, r_{n+2}}^{xx} = \Gamma_{-\infty, r_{n+1}}^* - 2 \frac{az_{n+1}^b}{b\gamma_{n+2}} [1 - 2e^{b\gamma_{n+2} (\Delta r_{n+2} - \varrho)} + e^{b\gamma_{n+2} (\Delta r_{n+2} - 2\varrho)}] \quad (12)$$

$$I_{-\infty, r_{n+2}}^x = 10 [\log z_{n+1} - \log z'_{n+2} + \gamma_{n+2}^* (\Delta r_{n+2} - 2\varrho) \log e] \quad (13)$$

i szukana próbka

$$z_{n+2} = z_{n+1} \exp [\gamma_{n+2}^* (\Delta r_{n+2} - 2\varrho)] \quad (14)$$

zaś próbka w ostrzu

$$z_m = z_{n+1} \exp [\gamma_{n+2}^* (\Delta r_{n+2} - \varrho)] \quad (15)$$

Nieznajomość położenia zmusza do wprowadzenia parametru  $\varrho$ , co prowadzi do niejednoznaczności, bowiem można znaleźć wiele wartości  $\varrho$ , przy których zachodzi równość  $I^{xx} = I^x$ . Nie wszystkie rozwiązania są jednak realistyczne. Wiadomo na przykład, że w opadach burzowych gradient natężenia opadu rzadko jest większy od 10 dB/km. Pozwala to ograniczyć od góry znalezione wartości  $\gamma_{n+2}^*$ . Ponadto znaleziona wartość  $z_m$  nie może być zbyt wysoka, bowiem, jak wspomniano w p. 1, odpowiednia do  $z_m$  wartość  $z'_m$  nie może przekraczać określonych progów kwantowania. Z pozostałych rozwiązań należy wybrać najbardziej prawdopodobne, które może mieć wartość  $\gamma_{n+2}^*$  nieco mniejszą od wartości  $\gamma_{n+1}^*$ .

Równania (12), (13), (14) i (15) są ważne dla lewej i prawej gałęzi w zależności od tego czy  $\varrho = 0$ , czy  $\varrho = \Delta r_{n+2}$ . I tak, przy  $\varrho = 0$  równania te przyjmują postać odpowiednią dla narastającej gałęzi modelu (8), a przy  $\varrho = \Delta r_{n+2}$  — odpowiednią dla opadającej gałęzi.

Należy zauważyć, że w przypadku silnych opadów burzowych, nie zawsze można znaleźć rozwiązanie dla wartości  $\gamma^* \leq \gamma_{\max}^*$ , która odpowiada gradientowi natężenia 10 dB/km. W przypadku modelu (8)  $|\gamma_{\max}^*| = 2,3 \text{ km}^{-1}$ . Wtedy można sądzić że współczynniki  $a$ ,  $b$ , które traktujemy jako znane, odbiegają od tych wartości, które powinny być przyjęte dla rozwiązania zadania. Inaczej mówiąc, widmo średnic kropeł mierzzonego opadu różni się od widma typu (L-P) lub Joss'a. Zmuszeni wtedy jesteśmy zmodyfikować nieco współczynnik  $a$ , pozostawiając współczynnik  $b$  bez zmian, tak by otrzymać realistyczne rozwiązanie, czyli  $\gamma^* \leq |2,3| \text{ km}^{-1}$ .

## 5. WYODRĘBNIANIE INFORMACJI RADAROWEJ O OPADZIE

Odczytanie amplitud próbek dokonuje się korzystając ze wzoru

$$\log Z' = 0,1 (T + 20 \log R - \pi) \quad (16)$$

gdzie:

$T$  — tłumienie dodatkowe (w [dB]) w kanale odbiorczym w trakcie dokonywania zdjęcia zobrazowania opadu,

$R$  — odległość próbki,

$\pi$  — potencjał radaru (w [dB]).

W równaniu tym

$$Z' = z' \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 \cdot 2^{-6} = z' / 71,1 \quad (17)$$

gdzie:

$\varepsilon$  – stała dielektryczna wody.

Z kolei

$$\pi = \frac{0,1\pi^6 P_N AhK}{P_{sz} \lambda^4}$$

gdzie:

$P_N$  – moc szczytowa impulsu nadajnika,

$A$  – apertura anteny,

$h$  – długość impulsu sondującego, w przestrzeni,

$K$  – sprawność traktu falowodowo-antenowego,

$P_{sz}$  – poziom szumów własnych odbiornika radaru,

$\lambda$  – długość fali radaru [4].

Odległości  $R_n$  odczytane z powiększonego zdjęcia wymagają drobnej korekty w przypadku opadów przelotnych, gdy próbki są mało od siebie oddalone. Plamka echa punktowego na ekranie radaru ma średnicę, która według skali odległości 100 km odpowiada 400 – 800 m w zależności od amplitudy echa. Prowadzi to do skrócenia odległości odczytanych na narastającym zboczu rozkładu  $z'(R)$  i wydłużenia odległości na opadającym zboczu tego rozkładu średnio o ok. 300 m. Korekta jest istotna, gdy odległości między próbkami są rzędu 1 km i mniej.

Może być jeszcze niezbędna korekta amplitudy próbek, jeśli minimalny sygnał wykrywalny (który określa między innymi wartość potencjału  $\pi$ ) odniesiony do ekranu radaru różni się od tegoż sygnału na powiększonej fotografii.

## 6. PROBLEM BŁĘDÓW ODTWARZANIA

Dokładność odtwarzania prawdziwego rozkładu  $z/R$  jest uzależniona od znacznej liczby czynników. We wzorze (16) istotnym źródłem błędu może być nieprecyzyjna znajomość potencjału radaru. Z kolei odczyt amplitud próbek w trakcie przetwarzania optycznego i graficznego jest niewątpliwie obciążony błędem, z tym że błąd pierwszej próbki ma decydujące znaczenie. W samej procedurze odtwarzania błąd odtworzenia kolejnej próbki jest dodatkowym błędem odtwarzania następnej próbki.

We wzorze (12) współczynniki  $a$ ,  $b$  odpowiadają opadowi o określonej mikrostrukturze kropel. W rzeczywistości mikrostruktura mierzonego opadu odbiega od niej nieraz bardzo znacznie.

Trzeba zauważyć, że gdy liczba próbek na promień autokorelacji rozkładu  $z'(R)$  jest mała, zagadnienie komplikuje się. Mała liczba próbek wynika z dużych odstępów między progami kwantyzacji amplitudy. W przypadku opadów burzowych, rozciągających się na ogół na trasie rzędu 10 km, może wystąpić kilka maksimów i minimów rozkładu. Odtworzenie zdeformowanego przez tłumienie rozkładu  $z'(R)$  z otrzymanych próbek może być jedynie przybliżone i błąd odtworzenia uzależniony



jest od rozstawienia progów kwantowania oraz od kształtu przebiegu  $z'(R)$ . Oczywiście odtworzenie prawdziwego rozkładu  $z(R)$  z próbek obarczonych, błędami kwantowania jest zadaniem skomplikowanym. Jednak w przypadku opadów ciągłych, których promień autokorelacji jest większy, zmienność rozkładu mniejsza i tłumienia fali w opadzie mniejsze, problem odtwarzania nie nastęrcza trudności, zaś błędy odtwarzania są wyraźnie mniejsze.

Ilościowa ocena błędów może być dokonana jedynie przez zrealizowanie porównawczych pomiarów opadów kilkoma metodami, które pozwoliłyby na rzeczywście wiarygodną ocenę rozkładu natężenia opadu na trasie. Niepełną, aczkolwiek interesującą ocenę błędów odtwarzania (korekcji) można też uzyskać analitycznie na modelach rozkładów  $z(R)$ . Tego rodzaju analizy pozwalają zbadać ilościowo wpływ poszczególnych źródeł błędu na całkowity błąd odtwarzania (korekcji wpływu tłumienia fali na pomiar rozkładu opadów na trasie).

Reasumując należy stwierdzić, że głównymi źródłami błędów odtwarzania prawdziwego przebiegu  $z(R)$  są:

- a) błąd określenia potencjału radaru;
- b) niemożność wyboru współczynników  $a$ ,  $b$  ściśle dopasowanych do mierzonego opadu;
- c) niedokładna znajomość przebiegu zdeformowanego  $z'(R)$ , który jest zmierzony jedynie w punktach próbkowania.
- d) nieznanie miejsca występowania ostrzy rozkładu  $z(R)$ .

Interesujące będzie zwrócenie specjalnej uwagi na dwie przyczyny niejednoznaczności odtwarzania, prowadzące w wyniku do błędów odtwarzania. Są to: nieznanie miejsca występowania ostrza i ograniczona liczba poziomów kwantowania amplitudy próbek. Zbadanie tego zagadnienia jest możliwe za pomocą modelu rozkładu odbiciowości  $z(r)$ .

## 7. MODEL ZDOLNOŚCI ODBICIOWEJ OPADÓW O CHARAKTERZE PRZELOTNYM

Przyjmijmy model wykładniczy rozkładu zdolności odbiciowej

$$z(r) = z_m \exp(-\gamma |r|)$$

w którym  $\gamma = 2 \text{ km}^{-1}$ , a  $z_m$  odpowiada natężeniu opadu w centrum kolumny  $I_m = 200 \text{ mm/godz}$  lub  $I_m = 100 \text{ mm/godz}$ .

Przypuśćmy, że widmo średnic kropeł w tych opadach jest zbliżone do widma średnic kropeł opadów burzowych, które badał Joss w Locarno [2]. Wtedy zachodzi zależność korelacyjna [5], która pozwala obliczyć wartości  $z_m = 1414214 \text{ mm}^6/\text{m}^3$  dla  $I_m = 200 \text{ mm/godz}$  i  $z_m = 500000 \text{ mm}^6/\text{m}^3$  dla  $I_m = 100 \text{ mm/godz}$ . Wobec tego model I

$$z(r) = 1\,414\,214 \exp(-2|r|) \quad (18)$$

model II

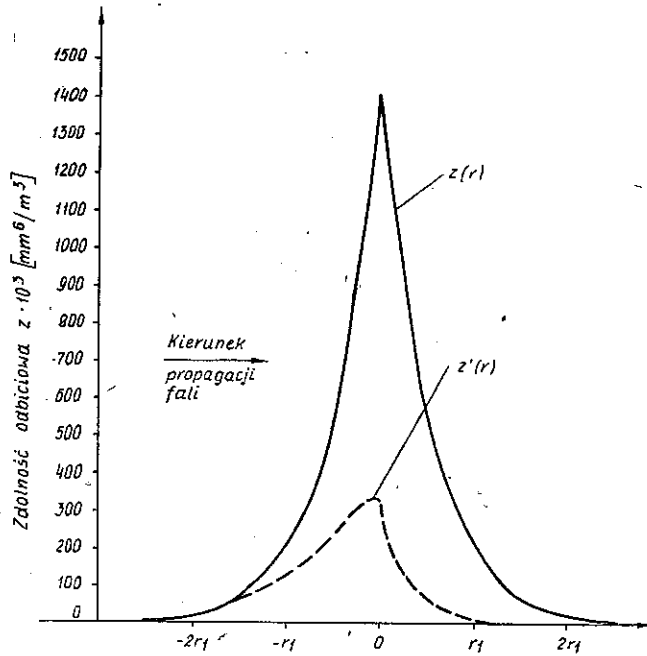
$$z(r) = 500000 \exp(-2|r|). \quad (19)$$

Znajdziemy z kolei przebiegi  $z'(r)$  zdeformowane w wyniku tłumienia fali radarowej w kolumnie opadu o rozkładzie  $z(r)$  opisanym przez (18) oraz przez (19). Jeśli fala penetruje opad od strony  $r < 0$ , to tłumienie fali (w [dB]) na rasię od skraju do  $r$

$$\Gamma_{-\infty, r} = 2a \int_r^{\infty} z_m^b \exp(-byr) dr = \frac{2az_m^b}{by} \exp(-byr). \quad (20)$$

Dla opadów burzowych typu Joss'a i częstotliwości fali równej 9,4 GHz w temperaturze 0°C współczynnik  $a = 0,00017$ , a  $b = 0,72$  jak zostało podane w zależności (6). Wtedy dla modelu I, przedstawionego na rys. 3

$$\Gamma_{-\infty, r} = \Gamma_{r, \infty} = 6,33 \exp(-1,44|r|) \text{ [dB]} \quad (21)$$

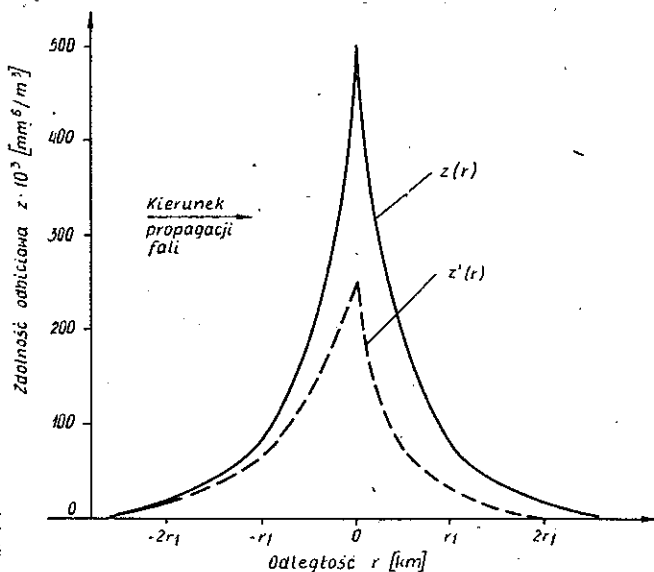


Rys. 3. Wykres modelu I wraz z funkcją zmierzoną radarem,  $z'(r)$

dla modelu II, przedstawionego na rys. 4.

$$\Gamma_{-\infty, r} = \Gamma_{r, \infty} = 2,99 \exp(-1,44|r|) \text{ [dB]} \quad (22)$$

W celu odliczenia tłumienia w przedziale  $-\infty, r$  można posłużyć się sumowaniem tłumień na odcinkach symetrycznych po obu stronach modelu. Na przykład, zgodnie z oznaczeniami na rys. 3, przedstawiającym model I i jego zdeformowany odpowiednik, tłumienie



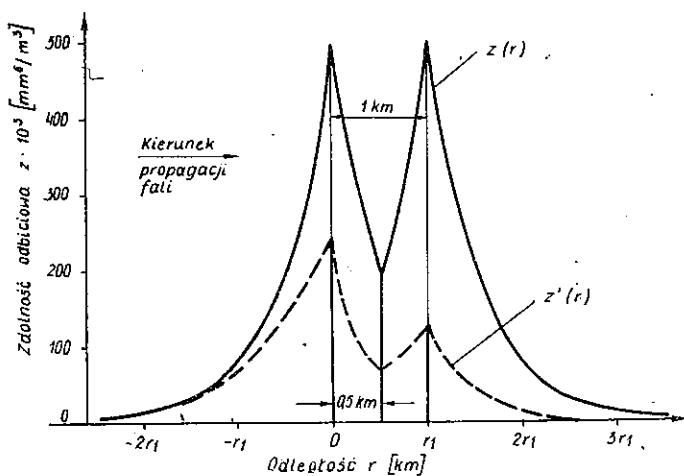
Rys. 4. Wykres modelu II wraz z funkcją zmierzoną radarem,  $z'(r)$

$$\left. \begin{aligned} \Gamma_{-\infty, r_1} &= (2\Gamma_{-\infty, 0} - \Gamma_{-\infty, r_1}) \text{ [dB]} \\ \Gamma_{-\infty, 2r_1} &= (2\Gamma_{-\infty, 0} - \Gamma_{-\infty, -2r_1}) \text{ [dB] itd.} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

przy czym

$$\frac{z'(r)}{z(r)} = 10^{-0,2r}$$

Podobnie rys. 4 przedstawia model II i jego zdeformowany odpowiednik  $z'(r)$ . Przyjmijmy ponadto model III, składający się z dwóch modeli II, obciętych syme-



Rys. 5. Wykres modelu III wraz z funkcją zmierzoną radarem,  $z'(r)$

trycznie w odległości 0,5 km jak uwidacznia rys. 5. Dla modelu III przebieg zdefiniowany  $z'(r)$  dla  $r < 0$  można wyznaczyć posługując się zależnościami

$$\left. \begin{aligned} \Gamma_{-\infty, 2r_1} &= (3\Gamma_{-\infty, 0} - 2\Gamma_{-\infty, -r_1}) \text{ [dB]} \\ \Gamma_{-\infty, 3r_1} &= (4\Gamma_{-\infty, 0} - 3\Gamma_{-\infty, r_1}) \text{ [dB]} \\ \Gamma_{-\infty, 4r_1} &= (4\Gamma_{-\infty, 0} - 2\Gamma_{-\infty, -r_1} - \Gamma_{-\infty, -2r_1}) \text{ [dB]} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

## 8. BADANIE NIEJEDNOZNACZNOŚCI ODTWARZANIA

Zakłada się, że radar był dokładnie wyskalowany (potencjał, czułość, zakresy odległości), zaś przenoszenie zobrazowania na kliszę i następnie graficzne przetwarzanie nie wniosły istotnego błędu tak, że próbki  $z'(r)$  są dokładne. Zakłada się też, że współczynniki  $a, b$  odpowiadały mikrostrukturze opadu w modelu. Badaniom zostanie poddany wpływ nieznajomości położenia maksimum (ostrza) rozkładu  $z(r)$  oraz wpływ wyboru poziomów kwantowania rozkładu  $z'(r)$  na niejednoznaczność odtwarzania rozkładu  $z(r)$ .

Ciągi próbek będą pobierane bądź w jednakowych odstępach  $\Delta r = 1$  km, bądź w odstępach narzucanych przez wybrane co 6 dB poziomy kwantowania przebiegu  $z'(r)$ .

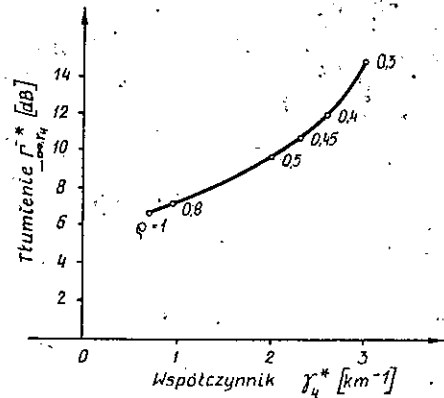
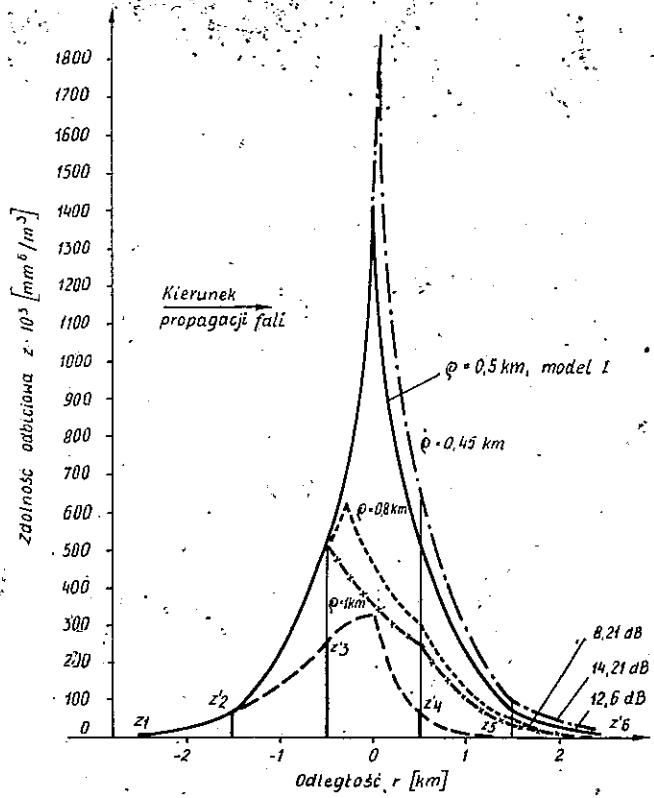
### 8.1. Niejednoznaczność odtwarzania wynikająca z nieznajomości położenia ostrza

Weźmy serię próbek  $z_1, z_2 \dots z_6$  związaną z modelem I (rys. 6), reprezentującą próbki uzyskane z pomiaru radarowego. Wynikają one z próbkowania przebiegu ciągłego  $z'(r)$  w odstępach  $\Delta r = 1$  km. Przebieg  $z'(r)$  między próbkami jest nieznanymi i oczywiście próba znalezienia z powrotem przebiegu  $z'(r)$  na podstawie znajomości tylko serii próbek już nastęrcza trudności. Można sądzić, na podstawie przebiegu serii próbek, że maksimum próbkowanego przebiegu znajduje się między próbkami  $z_3, z_4$  włączając też próbkę  $z_3$ . Nie można wykluczyć, że maksima i minima mogą występować między wszystkimi próbkami. Jak widać, zadanie odtworzenia prawdziwego przebiegu ciągłego  $z(r)$  wiąże się nie tylko z pokonywaniem trudności wynikających z deformacji  $z(r)$  wywołanej przez tłumienie fali w opadzie, lecz także z nieznajomością rozkładu  $z'(r)$  między próbkami.

Jeżeli przyjąć, że próbka  $z_3$  została odtworzona wiernie za pomocą wzorów (12), (13) i (14), to odtwarzanie próbki  $z_4$  i poszukiwanie ostrza funkcji  $z(r)$  prowadzi do znalezienia wielu możliwych, „prawdziwych” przebiegów  $z(r)$  zależnie od przyjętych arbitralnie wartości  $\varrho$ , jak przedstawiono na rys. 6. Wartości  $\varrho < 0,45$  km pozwały znaleźć rozwiązania przy  $\gamma > 2,3 \text{ km}^{-1}$ , zostały więc odrzucone.

Z kolei na rysunku 7 wykreślona jest zależność tłumienia całkowitego (na trasie od radaru do próbki  $z_4$ )  $\Gamma_{-\infty, r_4}^*$  od wartości  $\gamma_4^*$ , stanowiącej rozwiązanie układu równań (12), (13), przy czym zaznaczone zostały wartości przesunięć  $\varrho$  odpowiadają-

Rys. 6. Seria próbek  $z_1, z_2, \dots, z_6$ , model I rozkładu zdolności odbiciowej i skrajne dopuszczalne rozkłady, odtworzone przy  $q = 0,45$  km oraz  $q = 1$  km, a także rozkłady odtworzone przy  $q = 0,5$  km i  $q = 0,8$  km



Rys. 7. Rozwiązania w przedziale z ostrzem przy  $q = 1; 0,8; 0,5; 0,45; 0,4; 0,3$  km w modelu I dla serii A próbek

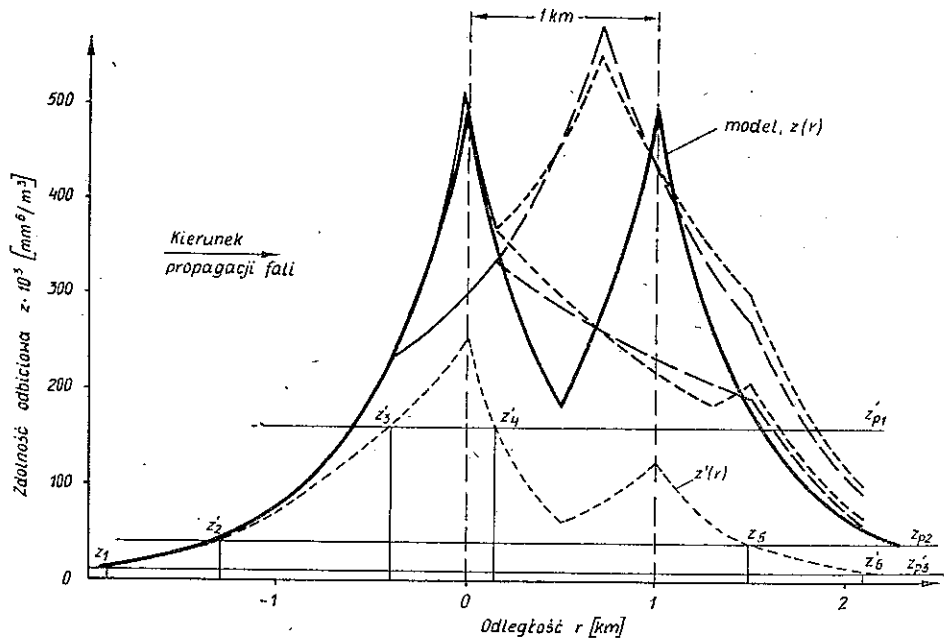
jące wartościom  $\gamma_4^*$ . Jak zaznaczono na rys. 6 tłumienie całkowite fali w odtworzonych, skrajnych przebiegach nie różni się znacznie od prawdziwego tłumienia, które dla częstotliwości 9,4 GHz w modelu I jest równe 12,6 dB (różnice są równe +1,6 dB i -4,4 dB). Trzeba zaznaczyć, że model I reprezentował silną ulewę, a liczba próbek opisujących zdeformowany rozkład była mała.

## 8.2. Wpływ poziomów kwantowania na odtwarzanie

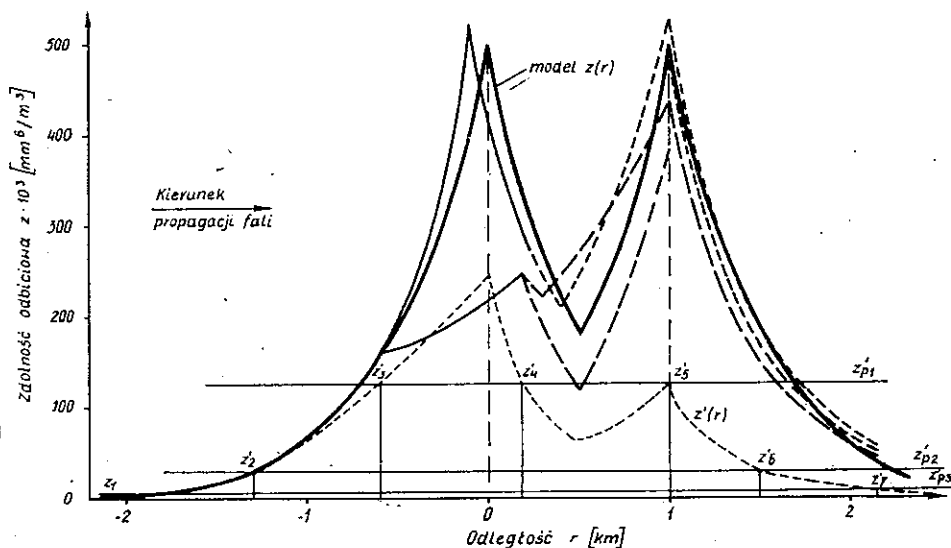
Weźmy pod uwagę model III rozkładu  $z(r)$  i jego obraz  $z'(r)$  „widziany” przez radar, rys. 5. Przyjmijmy, że obraz ten jest kwantowany na poziomach, znajdujących się w odstępach 6-decybelowych, przy czym seria próbek A powstaje wtedy, gdy poziomy te są równe  $z'_{p1} = 160000 \text{ mm}^6/\text{m}^3$ ,  $z'_{p2} = z'_{p1}/4$  i  $z'_{p3} = z'_{p1}/16$ , zaś seria B powstaje wtedy, gdy poziomy te są równe  $z'_{p1} = 125000 \text{ mm}^6/\text{m}^3$ ,  $z'_{p2} = z'_{p1}/4$  i  $z'_{p3} = z'_{p1}/16$ . Próbkę i poziomy kwantyzacji ilustruje rys. 8 i 9.

Próbki serii A i B są opisane nie tylko przez amplitudy i odległości, lecz także przez dodatkową informację, dotyczącą przebiegu funkcji  $z'(r)$ . Wiadomo bowiem, że między próbkami funkcja ta nie wykracza poza określone poziomy kwantowania. Wykorzystanie tej informacji pozwala dodatkowo ograniczyć niejednoznaczność odtwarzania.

Na rysunkach 8 i 9 wykreślono między próbkami  $z'_3$ ,  $z'_4$  skrajne, dopuszczalne



Rys. 8. Model III rozkładu  $z(r)$ , zdeformowany rozkład  $z'(r)$ , seria A próbek:  $z_1, z_2, \dots, z'_6$  oraz odtworzone przebiegi rozkładu  $z(r)$ , gdy poziom kwantowania  $z_{p1} = 160000 \text{ mm}^6/\text{m}^3$



Rys. 9. Model III rozkładu  $z(r)$ , zdeformowany model  $z'(r)$ , seria B próbek:  $z'_1, z'_2, \dots, z'_7$  oraz odtworzone przebiegi rozkładu  $z(r)$ , gdy poziom kwantowania  $z_{p1} = 125000 \text{ mm}^6/\text{m}^3$

przebiegi funkcji  $z$  ostrzami dodatnimi, zaś między próbkami  $z'_4$  i  $z'_5$  ponownie po dwa skrajne, dopuszczalne przebiegi związane z dwoma poprzednimi.

W wyniku odtwarzania opartego na serii A warianty skrajne miały tłumienia na odcinku  $-\infty, 2,09 \text{ km}$  (odpowiadającym trasie fali od radaru do ostatniej odtworzonej próbki) równe  $(8,4 \pm_{-0,67}^{+1,62}) \text{ dB}$ , przy czym tłumienie w modelu III na tym odcinku było równe  $8,4 \text{ dB}$ . W przypadku serii B tłumienie w skrajnych, odtworzonych przebiegach funkcji  $z(r)$  na odcinku  $-\infty; 2,14 \text{ km}$  było równe  $(8,4 \pm_{-0,87}^{+0,48}) \text{ dB}$ .

## 9. WNIOSKI

Ze wstępnych oszacowań na modelach wynika, że odtwarzanie prawdziwego przebiegu rozkładu  $z(r)$  według przedstawionej metody jest obiecujące. Przytoczone przykłady odtwarzania wykazują, że niejednoznaczność odtwarzania wynikająca z nieznaności  $q$  prowadzi nawet w skrajnych przypadkach do odchyłeń, które można zaakceptować. Oczywiście, że przyjęcie wartości  $q$  między skrajnymi wartościami prowadzi do jeszcze mniejszych odchyłeń.

Pełne sprawdzenie błędów odtwarzania wymaga stworzenia znacznej liczby modeli, tak by mogły one pełniej reprezentować bogactwo rozkładów zdolności odbiciowej występujących w naturze.

Odtwarzanie powinno być dokonane przy założeniu, że istnieją:

- błędy w ocenie potencjału radaru,
- błędy w odczycie próbek,

- c) różne odstępę progów kwantowania,
- d) różne gęstości próbek.

Wykonanie tego zadania wymaga zastosowania elektronicznej maszyny cyfrowej.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Goldhirsh J., Robison F.L.: Attenuation and space diversity statistics calculated from radar reflectivity data of rain. IEEE Trans. Ant. Prop., 1975 vol 23 nr 2.
2. Joss J., Thams J.C., Waldvogel A.: The variation of drop size distributions at Locarno. Proc. Int. Conf. Cloud Physics, 1968.
3. Olsen R.C., Rogers D.V., Hodge D.B.: The  $aR^b$  relation in the calculation of rain attenuation. IEEE Trans. Ant. Prop. 1978 vol. 26 nr 2.
4. Rukovodstvo po proizvodstvu nabludenii i primeneniju informacii s radiolokatorov MRL-1 i MRL-2, Leningrad, Gidrometeoizdat, 1974.
5. Zawadzki I., Rogers R.R.: ADA: an instrument for measuring attenuation due to rain over slant paths. Radio Sci. 1972 vol. 7 nr 6.

Арнольд Кавеcki

#### КОРРЕКЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОТРАЖАТЕЛЬНОЙ СПОСОБНОСТИ АТМОСФЕРНЫХ ОСАДКОВ

##### Резюме

Для прогнозирования затуханий радиоволн, которые могут возникнуть на трассах радиорелейных линий вследствие атмосферных осадков, необходимо знать распределение вероятностей интенсивности этих осадков или распределение отражательной способности осадков. Измерение атмосферных осадков на больших территориях всегда было затруднительным.

В течение последних лет измерения распределения интенсивности осадков проводились путем измерений их отражательной способности с помощью метеорологических радиолокаторов, работающих на волнах, которых затухание практически не подвергается влиянию измеряемых осадков. Однако всё ещё много радиолокаторов работает на волне 3 см, сильно подверженной затуханию вызываемому осадками особенно грозового происхождения. В связи с этим измеряемое распределение отражательных способностей искажается, при чём искажение это растёт по мере проникновения волны в измеряемые осадки с увеличением расстояния от радиолокатора.

Приводится метод коррекции погрешности измерений распределения отражательной способности вызываемых вышеупомянутым искажением. Метод этот основывается на решении системы логарифмических потенциальных уравнений. Уравнения эти содержат данные по измерениям отражательных способностей атмосферных осадков (дискретные значения расстояний и амплитуд отраженных сигналов) и данные относительно средних значений параметров характеристических для разного типа осадков. Метод позволяет значительно более точно определять распределение отражательной способности осадков радиолокаторами метеорологического типа, работающими в 3 см диапазоне волн.



Arnold Kawecki

## CORRECTION OF DISTORTIONS OF ATMOSPHERIC PRECIPITATIONS REFLECTIVITY DISTRIBUTION

### Summary

The prevision of attenuations which may arise in radio link channels due to atmospheric precipitation demands a knowledge of either the probability distribution of precipitation intensity or of the probability distribution of their reflectivity along the determined routes. The measuring of precipitation on large areas presented always some difficulties. Lately the measurements of precipitation intensity distribution through measuring of their reflectivity were made possible by the use of meteorological radars, working on waves, practically not attenuated by the measured atmospheric precipitation. However many radars are working on 3 cm wave, being strongly attenuated, particularly by precipitation of storm origine. In consequence the measured reflectivity distributions are deformed. The deformation grows up as the wave penetrates the precipitation and the distance between the radar and the emitted wave rises. In the paper a methode of correcting the errors of the measured reflectivity distribution resulting from the above mentioned deformations has been presented.

The methode is based on solving equation sets of log-exponential type. The equations contain data from the precipitation reflectivity measurements (samples of the reflectivity and their distances) and data of the mean parameters, characteristic for various precipitation types. The method enables to reduce significantly the deformation of reflectivity distributions caused by the attenuation of radar wave in measured precipitation.

Arnold Kawecki

## CORRECTION DE LA DEFORMATION DE LA REPARTITION DE REFLECTIVITE DES PRECIPITATIONS ATMOSPHERIQUES

### Résumé

La prévision des atténuations, qui peuvent se manifester dans les voies de faisceaux hertziens à cause des précipitations atmosphériques, exige la connaissance de la répartition des probabilités d'intensités des précipitations ou de leur réflectivité le long des trajets donnés. Les mesures des précipitations atmosphériques à travers les territoires de grande étendue sont toujours difficiles à effectuer. Au cours des dernières années les mesures de la répartition d'intensités des précipitations étaient effectuées par l'intermédiaire de mesures de leur réflectivité au moyen des radars météorologiques fonctionnant aux ondes non atténuées par les précipitations atmosphériques. Cependant il y a beaucoup de radars qui travaillent à l'onde de 3 cm, fortement atténuée, particulièrement au cours des précipitations d'orage. Il en résulte la déformation des répartitions de réflectivité qui devient plus grande à mesure que l'onde pénètre plus profondément dans la précipitation mesurée et avec l'augmentation de la distance au radar.

On présente la méthode de correction des erreurs de la mesure de la répartition de réflectivité résultant de la déformation mentionnée, qui s'appuie sur la résolution du système d'équations du type log-exponentiel. Les équations contiennent les données de mesures de réflectivité causée par les précipitations (distances et amplitudes des échantillons) et les paramètres moyens caractéristiques pour les différents types de précipitations.

La méthode permet de diminuer considérablement la déformation de la répartition de réflectivité obtenue à l'aide du radar fonctionnant à l'onde atténuée par la précipitation mesurée.

Arnold Kawecki

## KORREKTION DER DEFORMATIONEN DER REFLEXIONSFÄHIGKEITS- VERTEILUNG DER NIEDERSCHLÄGE

### Zusammenfassung

Die Voraussage der Dämpfungen, die auf den Richtfunktrassen infolge der Niederschläge auftreten können, erfordert die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Niederschlagsstärke oder die Reflexionsfähigkeit dieser Niederschläge auf bestimmten Trassen zu kennen. Niederschlagsmessungen auf grossen Territorien haben immer Schwierigkeiten bereitet. In letzten Jahren ermöglichen meteorologische mit den durch gemessene Niederschläge praktisch nicht gedämpften Wellen arbeitende Radare die Niederschlagsstärkemessungen durch Messung ihrer Reflexionsfähigkeit. Jedoch viele Radare arbeiten mit 3-cm Welle die stark insbesondere durch Gewitterniederschläge gedämpft wird.

Deswegen werden die gemessenen Verteilungen der Reflexionsfähigkeit deformiert, wobei die Deformationen mit der Entfernung vom Radar beim Tiefgang der Welle in gemessenem Niederschlag zunehmen. In dem Artikel wurde die auf der Lösung der logarithmisch-exponentialen Gleichungen stützende Methode für Korrektion der aus obengenannten Deformationen folgenden Messfehler der Reflexionsfähigkeit dargestellt. Die Gleichungen enthalten die Daten von Reflexionsfähigkeitsmessungen (Amplituden der Proben und Entfernungen) und die Daten der charakteristischen Mittelparameter für verschiedene Niederschlagstypen. Die dargestellte Methode ermöglicht viel genauer die Reflexionsfähigkeitsverteilung zu bestimmen wenn meteorologische Radare mit gedämpfter Welle benutzt werden.

ARNOLD KAWECKI  
ALICJA DERA

621.371.332.4

## OBLICZANIE MOCY ZAKŁÓCEŃ POWODOWANYCH ROZPRASZANIEM MIKROFAL PRZEZ OPADY ATMOSFERYCZNE

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 15.XI.1979 r.

Wzrost gęstości rozmieszczenia źródeł promieniowania mikrofalowego wielkiej mocy zwiększa możliwości pozahoryzontowego zakłócania przez te źródła innych systemów mikrofalowych za pośrednictwem opadów atmosferycznych. Dotychczas wykonano jedynie nieliczne eksperymenty, pozwalające na określenie mocy fal centymetrowych rozproszonych przez opady, ze względu na trudności i koszty realizacji. Analityczna ocena mocy fali rozproszonej przez opad i odebranej przez antenę odbiorczą określonego systemu wymaga skomplikowanego aparatu matematycznego, który trudno wykorzystać w konkretnych warunkach. Przedstawiono prostą metodę szacowania mocy sygnału rozproszonego, której dokładność nie odbiega w istotny sposób od dokładności uzyskiwanej za pomocą ścisłych metod obliczeniowych, wykorzystujących maszynę cyfrową.

### 1. WPROWADZENIE

Wobec narastania gęstości linii radiowych w pasmach fal centymetrowych oraz liczby źródeł promieniowania fal centymetrowych wielkiej mocy, odbiór informacji na tych falach został utrudniony wskutek pozahoryzontowych zakłóceń spowodowanych przez rozpraszanie emitowanych fal w opadach atmosferycznych.

Stwierdzono teoretycznie i eksperymentalnie, że krople deszczu rozpraszają fale dookólnie prawie równomiernie. D.E. Setzer [9] zbadał analitycznie kierunkowość rozpraszania fal centymetrowych przez krople i stwierdził, że zakładanie równomiernego rozpraszania we wszystkich kierunkach jest obciążone błędem nie większym od 3 dB (w odniesieniu do pola). Wyniki teoretyczne potwierdzono doświadczalnie. Rozpraszanie w przód było zbadane na częstotliwości 11 GHz na trasie o długości 9,29 km [6]. Również eksperyment opisany w pracy [2], przeprowadzony na częstotliwości 2,72 GHz potwierdził przewidywania teoretyczne. Wielu autorów oceniało analitycznie moc sygnałów rozpraszanych i odbieranych w poszczególnych sytuacjach w zależności od parametrów systemu zakłócającego i zakłócanego oraz charakterystyk opadu atmosferycznego. I tak Hogg i Chu obliczyli współczynnik sprzężenia anteny stacji przekaźnikowej z anteną pobliskiej naziemnej stacji sateli-

tarnej poprzez opad, przy czym uzależniony on był od charakterystyk anten i od natężenia opadu [4]. Nie podali oni jednak kompletnego wyrażenia analitycznego, którym posłużyli się w tych obliczeniach. Z kolei Bullington wyprowadził wzory do oszacowania tego współczynnika bez konieczności obliczania skomplikowanych całek [4]. Założył on, że przestrzeń wspólna wiązek anteny nadawczej i odbiorczej, która jest wypełniona elementami opadu, ma kształt prostopadłościanu, zaś opad — kształt kolumny o średnicy 1 km. Podejście to zawiera jednak zbyt wiele uproszczeń. Ścisłe ujęcie zagadnienia jest zadaniem skomplikowanym i pracochłonnym. Wymaga ono wyznaczenia objętości przestrzeni wynikającej z przecięcia wiązek anten o określonych funkcyjnie charakterystykach promieniowania, wiernie opisujących prawdziwe charakterystyki. Nawet przy idealizacji tych charakterystyk, polegającej na zastąpieniu ich przez stożki oraz przy założeniu, że osie stożków przecinają się w przestrzeni, problem pozostaje skomplikowany, co uwidoczniło w dodatku 1. Dlatego jest uzasadnione poszukiwanie metody określania mocy sygnału rozproszonego, która by charakteryzowała się zarówno prostotą, jak i wystarczającą dokładnością.

W tej publikacji zostanie przedstawiona względnie prosta i zadowalająco dokładna metoda szacowania mocy sygnału rozproszonego przez opady, zakłócającego systemy linii radiowych naziemnych i satelitarnych. Przyjmuje się w niej, że wypełniony elementami opadu obszar wspólny wiązek jest obiektem, którego parametry, takie jak odbiciowość czy odległości elementów od anten, są reprezentowane przez odbiciowość i odległości od anten elementu znajdującego się w centrum tego obszaru. Uproszczenie to prowadzi do błędów, które jednak w znacznym stopniu kompensują się wskutek symetrii obszaru wspólnego. Uzyskane zależności zostały wykorzystane do oszacowania mocy sygnałów zakłócających w pewnych, wybranych charakterystycznych sytuacjach.

## 2. WARUNKI WYSTĘPOWANIA ZAKŁOCEŃ WYNIKAJĄCYCH Z ROZPRASZANIA FALI NA OPADACH

### 2.1. Opis sytuacji

Przekazywanie energii fali z anteny nadawczej do odbiorczej przy braku bezpośredniej widoczności zachodzi za pośrednictwem elementów opadów w sytuacji, gdy opad występuje w obszarze przenikania się charakterystyk kierunkowych anten. Najwięcej energii jest przekazywane wtedy, gdy przecinają się wiązki główne. W przypadku przecinania się wiązki głównej z listkiem bocznym lub tylko listków bocznych przekazywanie energii jest odpowiednio mniejsze.

Analizując zjawisko można rozróżnić sytuacje, w których wiązki są skierowane wzdłuż ortodromy lub poza ortodromą oraz gdy wiązki krzyżują się w strefach dalekich (Fraunhofera) promieniowania obydwu anten albo w strefie Fresnela jednej z anten i dalekiej — drugiej anteny. Krzyżowanie się wiązek poza płaszczyzną wielkiego koła prowadzi do większej komplikacji geometrii sytuacji, a zatem i do skomplikowania analizy, zaś skrzyżowanie wiązek w strefie Fresnela nie pozwala

na zastosowanie ogólnie znanych, prostych zależności z zakresu propagacji fal i konstrukcji anten, odpowiednich jedynie dla strefy dalekiej.

W tym opracowaniu rozważono sytuacje, w których wiązki są skierowane wzdłuż ortodromy i przecinają się w strefie dalekiej promieniowania anten.

## 2.2. Zależności geometryczne

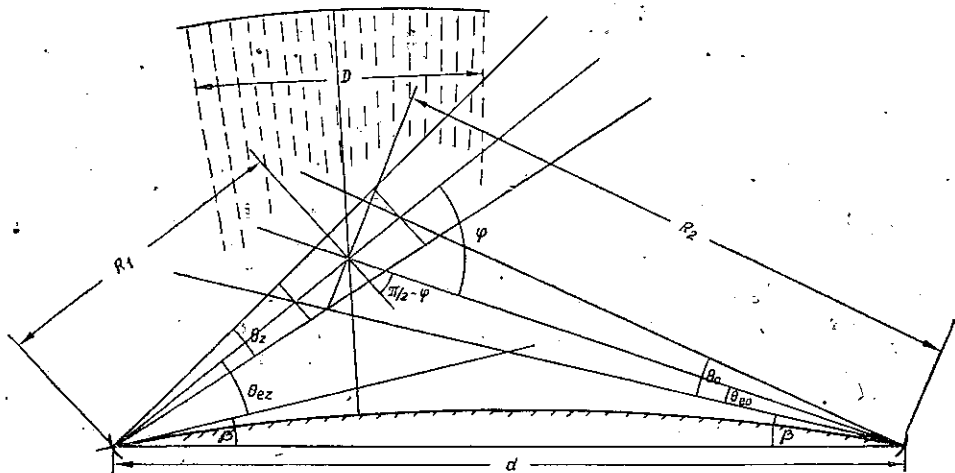
Rozpatrzmy sytuację, w której stacja nadawcza i odbiorcza znajdują się w odległości pozahoryzontowej, przy tym idealizowane charakterystyki kierunkowe ich anten, w postaci stożków, krzyżują się w płaszczyźnie wielkiego koła w strefach dalekich (rys. 1). Stacja nadawcza, którą traktujemy jako urządzenie zakłócające w stosunku do stacji odbiorczej, ma moc  $P_z$  i częstotliwość pracy  $f$ , jej antena ma zysk  $G_z$  i szerokość wiązki  $\theta_z$ . Z kolei stacja odbiorcza ma antenę o parametrach  $G_o$ ,  $\theta_o$  i również pracuje na częstotliwości  $f$ . Kąty elewacji anten są odpowiednio równe  $\theta_{ez}$  i  $\theta_{eo}$ , a kąty między stycznymi do Ziemi w punktach ustawienia anten i prostą, łączącą te punkty, są równe  $\beta$ . Wiadomo, że  $\beta \cong \frac{d}{2R_s}$ , gdzie  $R_s = 8500$  km – promień skuteczny Ziemi. Z rysunku 1 widać, że kąt przecięcia wiązek

$$\varphi = 2\beta + \theta_{ez} + \theta_{eo} \quad (1)$$

Objętość obszaru wspólnego wiązek  $V_p$  można wyrazić zadowalająco dokładnie jako objętość walca o średnicy  $R_1 \theta_z$  i długości  $R_2 \theta_o / \sin \varphi$ , jeśli  $R_1 \theta_z < R_2 \theta_o$ , a więc

$$V_w = \frac{\pi R_1^2 \theta_z^2 R_2 \theta_o}{4 \sin \varphi} \quad (2)$$

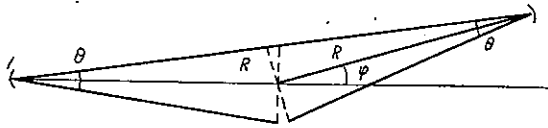
przy czym odległości  $R_1$ ,  $R_2$  odnoszą się do punktu przecięcia osi wiązek. W przy-



Rys. 1. Przekrój w płaszczyźnie wielkiego koła wiązek anten i kolumny opadu

padku gdy  $R_1 \theta_z = R_2 \theta_0$  i  $\varphi = \pi/2$ , objętość prawdziwa obszaru wspólnego  $V_p$  jest większa od objętości kuli  $V_k$  o średnicy  $R_1 \theta_z$  i mniejsza od objętości walca  $V_w$  o wysokości  $R_1 \theta_z$  oraz średnicy podstawy  $R_2 \theta_0$ . Iloraz  $V_w/V_p = 3/2$  wskazuje, że objętość prawdziwa  $V_p$  nie będzie się różniła od objętości obliczonej więcej jak o 50%. Można szacować, że objętość obliczona według (2) będzie większa od prawdziwej o około 25%.

Weźmy pod uwagę skrajny przypadek przecinania się wiązek, gdy  $R_1 = R_2 = R$ ,  $\theta_z = \theta_0 = \theta$  i  $\varphi = \theta$ , jak przedstawiono na rys. 2. Warto zwrócić uwagę na to,



Rys. 2. Usytuowanie wiązek, gdy kąt  $\varphi = \theta$

że rozpatrywanie sytuacji gdy  $\varphi \leq \theta$  nie jest uzasadnione, bowiem wtedy sygnał bezpośredni w antenie odbiorczej jest znacznie silniejszy od sygnału rozproszonego. Otóż w tej skrajnej sytuacji objętość prawdziwa jest równa objętości dwóch stożków

$$V_p = \frac{\pi R^3 \theta^2}{6},$$

podczas gdy objętość obliczona według (2) przy  $\sin \varphi \approx \varphi = \theta$

$$V_w = \frac{\pi R^3 \theta^2}{4}.$$

Wobec tego iloraz  $V_w/V_p$ , w tym skrajnym przypadku, jest równy tylko 3/2. Dla kątów  $\varphi > \theta$ , najczęściej spotykanych, objętość obliczona jest większa od prawdziwej mniej niż o 50%, co można pominąć lub uwzględnić wprowadzając odpowiednią poprawkę.

Korzystając z rys. 1 wyznaczmy rozpiętość poziomą  $W$  obszaru wspólnego oraz jego wysokość  $H$  nad powierzchnią Ziemi. Ze względu na trudności związane z krzywizną powierzchni Ziemi wielkości te zostaną określone w przybliżeniu.

I tak:

$$W \approx \frac{R_2 \theta_0 \cos(\theta_{ez} + \beta)}{\sin \varphi} + \frac{R_1 \theta_z \cos(\theta_{e0} + \beta)}{\cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)} \quad (3)$$

$$H \approx h_{R_2} + R_2 \theta_0 \cos(\theta_{e0} + \beta) \quad (4)$$

$$h_{R_2} = R_2^2/17 \quad (5)$$

przy czym  $h_{R_2}$  (w [m]), jeśli  $R_2$  (w [km]).

W przypadku anten naziemnych, emitujących energię wzdłuż ortodromy przy bardzo małych kątach elewacji, mamy w praktyce  $\cos(\theta_{e0} + \beta) \approx 1$  i  $\cos(\theta_{ez} + \beta) \approx 1$ , a  $\cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) \approx \varphi$  i  $\sin \varphi \approx \varphi$ . Wtedy:

$$W \approx \frac{R_2 \theta_0}{\varphi} + \frac{R_1 \theta_z}{\varphi} \quad (6)$$

$$H \approx h_{R_2} + R_2 \theta_0 \quad (7)$$

Objętość obszaru wspólnego jest potrzebna dla obliczenia skutecznej powierzchni rozpraszania  $\eta$  opadu wypełniającego ten obszar. Rozpatrywane tu będą tylko opady przelotne, których model ma postać kolumny o wysokości  $H_d$  i o średnicy  $D$ , wewnątrz której natężenie opadu jest stałe. Opady przelotne, zwłaszcza pochodzenia burzowego, charakteryzują się wysokimi natężeniami. Jeśli oś pionowa kolumny pokrywa się z punktem przecięcia osi wiązek i jeśli  $D \geq W$  oraz  $H \leq H_d$ , to wtedy objętość  $V_w$  może być obliczona według wzoru (2). Jeśli jednak  $R_1 \theta_z \leq D < W$  i  $H \leq H_d$ , to

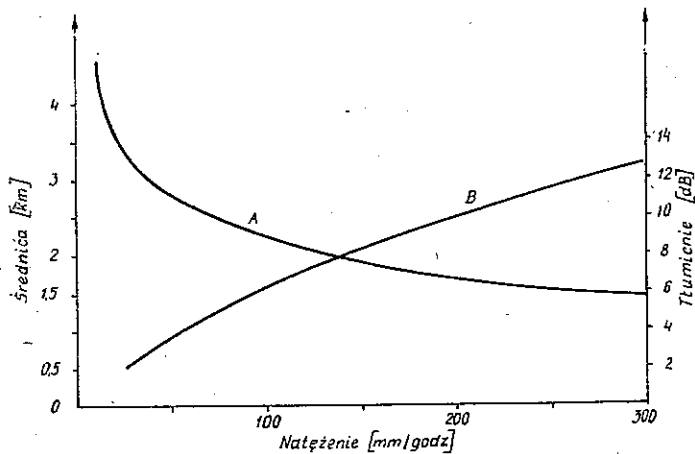
$$V_w \approx \frac{\pi R_1^2 \theta_z^2 D}{4 \cos(\theta_{ez} + \beta)} \quad (8)$$

jeśli zaś  $D < R_1 \theta_z$ , to

$$V_w \approx \frac{\pi D^2 R_1 \theta_z}{4 \cos(\theta_{ez} + \beta)} \quad (9)$$

Wysokość  $H_d$  dla opadu w postaci deszczu, który tu będzie brany pod uwagę, jest ograniczona przez izotermę  $0^\circ\text{C}$ , występującą w Polsce latem na wysokości średnio 3,5 km.

Średnice kolumn opadów przelotnych, według dokumentu CCIR [8], mogą być odczytane z wykresu sporządzonego na podstawie tego dokumentu w zakresie na-



Rys. 3. Zależność średnicy kolumny opadu i tłumienia fali w kolumnie od natężenia opadu w kolumnie (odpowiednio krzywa A i B)

tężeń opadu od 120 mm/godz (rys. 3.) Dla interesujących nas większych natężeń, tj. 200 mm/godz i 300 mm/godz, przyporządkowane zostały, w pewnym stopniu przez ekstrapolację, średnice  $D_{200} = 1700$  m i  $D_{300} = 1400$  m oraz odpowiednie tłumienia wzdłuż średnicy kolumny.

### 3. MOC SYGNAŁU ROZPROSZONEGO NA WEJŚCIU ANTENY ODBIORCZEJ

Jeśli opad wypełnia obszar wspólny skrzyżowanych wiązek  $D \geq W$ ,  $H \leq 3,5$  km, to moc sygnału rozproszonego odebrana przez antenę stacji odbiorczej

$$P_{0z} = \frac{2P_z G_z G_0 \lambda^2 \eta V_w k_z}{3 (4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \quad (10)$$

gdzie:

$k_z$  – współczynnik tłumienia fali w opadzie,

$\eta$  – jednostkowa powierzchnia skuteczna rozpraszania

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 z \quad (11)$$

przy czym  $\varepsilon$  – stała dielektryczna kropeł wody.

Zdolność odbiciowa opadu  $z$  jest związana z natężeniem opadu  $I$  zależnością o charakterze korelacyjnym

$$z = AI^\alpha \quad (12)$$

przy czym  $A$ ,  $\alpha$  – współczynniki uzależnione od widma średnic kropeł opadu.

Współczynnik tłumienia

$$k_z = 10^{-0,1\Gamma_z L_z} \quad (13)$$

gdzie:

$\Gamma_z$  – tłumienie jednostkowe w opadzie (w [dB/km]).

$L_z$  – długość trasy fali w opadzie (w [km]).

Wobec tego, po podstawieniu wzorów (2), (11), (12) i (13) do (10) mamy

$$P_{0z} = \frac{\pi^3}{3 \cdot 2^7} 10^{-18} \frac{P_z G_z G_0 \theta_z^2 \theta_0}{\lambda^2 R_2 \sin \varphi} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 AI^\alpha 10^{-0,1\Gamma_z L_z} \quad (14)$$

przy czym  $I$  w [mm/godz],  $R_2$  w [m],  $\Gamma_z$  w [dB/km] i  $L_z$  w [km],  $P_z$  w [W].

Jeśli  $R_1 \theta_z \leq D < W$  i  $H \leq 3,5$  km, to zamiast wzoru (2) podstawiamy (8) tak, że

$$P_{0z} = \frac{\pi^3}{3 \cdot 2^7} 10^{-18} \frac{P_z G_z G_0 \theta_z^2 D}{\lambda^2 R_2^2 \cos(\theta_{ez} + \beta)} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 AI^\alpha \cdot 10^{-0,1\Gamma_z L_z} \quad (15)$$

Jeśli natomiast  $D < R_1 \theta_z$ , to zamiast wzoru (2) podstawiamy (9) tak, że

$$P_{0z} = \frac{\pi^3}{3 \cdot 2^7} 10^{-18} \frac{P_z G_z G_0 \theta_z D^2}{\lambda^2 R_1 D_2^2 \cos(\theta_{ez} + \beta)} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 AI^\alpha \cdot 10^{-0,1\Gamma_z L_z} \quad (16)$$



Równania (14) i (15) można uprościć zastępując parametr anteny zakłócającej  $G_z \theta_z^2$  przez liczbę 8, jeśli antena ta ma reflektor paraboliczny o aperturze kołowej, bowiem

$$G_z = \frac{\pi^2 D_a^2}{\lambda^2} \nu$$

gdzie:  $D_a$  – średnica reflektora,  $\nu$  – współczynnik wykorzystania apertury równy 0,65 dla anteny centralnie oświetlonej lub 0,62 dla anteny podświetlonej oraz

$$\theta_z = p \frac{\lambda}{D_a}$$

gdzie:

$p = 1,13 \div 1,22$ , jeśli poziom oświetlenia na brzegach reflektora jest około 10 dB poniżej maksimum. Z zależności tych wynika, że dla anteny o aperturze kołowej z centralnym oświetleniem  $G_z \theta_z^2 \cong 7,7 \cong 8$ .

Wprowadzone wzory umożliwiają też obliczenie tak zwanego współczynnika sprzężenia anteny nadawczej i odbiorczej poprzez opad, równy ilorazowi  $P_{0z}/P_z$ .

#### 4. ILORAZ MOCOWY SYGNAŁU UŻYTECZNEGO I SYGNAŁU ROZPROSZONEGO

Przypuśćmy, że między stacjami przedstawionymi na rys. 1 znajduje się urządzenie nadawcze z anteną o parametrach  $G_N$ ,  $\theta_N$ , skierowaną bezpośrednio na antenę odbiorczą. Nadajnik tego urządzenia ma moc  $P_N$  i pracuje na tej samej częstotliwości co pozostałe urządzenia. Moc sygnału  $P_{0s}$  odebranego przez antenę odbiorczą z wymienionego wyżej urządzenia nadawczego, jeśli odległość między nimi jest równa  $R_L$ , określa wzór:

$$P_{0s} = \frac{P_N G_N G_0 \lambda^2 k_s}{(4\pi)^2 R_L^2} \quad (17)$$

gdzie  $k_s$  jest współczynnikiem tłumienia fali w opadzie, który może występować na trasie fali i jest równy

$$k_s = 10^{-0,1 r_s L_s} \quad (18)$$

Indeks  $s$  jest przyporządkowany fali niosącej użyteczną informację, a indeks  $z$  – fali niosącej sygnał rozproszony, traktowany jako zakłócenie. Iloraz  $P_{0s}/P_{0z}$  może służyć jako wskaźnik stopnia zakłócenia na stacji odbiorczej, stanowiącej na przykład człon linii radiowej. Iloraz ten oznaczymy symbolem  $S$ . Jeśli  $R_1 \theta_z < R_2 \theta_0$ , to

$$S = \frac{3 \cdot 2^3}{\pi^5} 10^{18} \frac{P_N G_N R_2 \lambda^4 \sin \varphi}{P_z G_z R_L^2 \theta_z^2 \theta_0 A} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^{-2} I^{-\alpha} 10^{-0,1 (r_s L_s - r_z L_z)} \quad (19)$$

przy  $D \geq W$  i  $H \leq 3,5$  km lub

$$S = \frac{3 \cdot 2^3}{\pi^5} 10^{18} \frac{P_N G_N R_2^2 \lambda^4 \cos(\theta_{ez} + \beta)}{P_z G_z R_L^2 \theta_z^2 AD} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^{-2} I^{-\alpha} 10^{-0,1 (r_s L_s - r_z L_z)} \quad (20)$$

przy  $R_1 \theta_z \leq D < W$  i  $H \leq 3,5$  km oraz

$$S = \frac{3 \cdot 2^3}{\pi^5} 10^{18} \frac{P_N G_N R_1 R_2^2 \lambda^4 \cos(\theta_{ez} + \beta)}{P_z G_z R_L^2 \theta_z D^2 A} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^{-2} I^{-\alpha} 10^{-0,1 (r_s L_s - r_z L_z)} \quad (21)$$

przy  $D < R_1 \theta_z$  i  $H \leq 3,5$  km. Jednostki miary są takie same, jak w równaniach (14), (15) i (16). Jeśli  $R_1 \theta_z < R_2 \theta_0$ , to w wyprowadzonych wzorach i warunkach należy zamienić symbole  $R_1$ ,  $\theta_z$ ,  $\theta_0$  i  $\theta_{ez}$  odpowiednio na  $R_2$ ,  $\theta_0$ ,  $\theta_z$ ,  $\theta_{e0}$ . Jeśli  $R_1 \theta_z = R_2 \theta_0$ , to można stosować obydwie postacie równań.

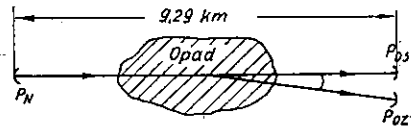
## 5. PARAMETRY ZWIĄZANE Z OPADEM

Opad atmosferyczny w postaci deszczu z punktu widzenia propagacji fali powinien być opisany przez rozkład natężenia wzdłuż trasy fali i przez widmo średnic kropeł. Pewien wpływ na propagację ma również temperatura kropeł i ich odkształcenie od formy sferycznej. Dla oszacowań rozpraszania fali weźmiemy pod uwagę opady burzowe, które były szczegółowo badane przez Joss'a w Locarno [5]. Opadom tym, według J. Goldhirsh'a i F. Robison [3], można przyporządkować współczynniki  $A = 500$  i  $\alpha = 1,5$  występujące w zależności (12). Współczynniki  $T$  (w [dB/km]) dla poszczególnych natężeń opadu tego typu w temperaturze  $0^\circ\text{C}$  można odczytać z publikacji [7] Olsena, Rogersa i Hodge'a. Pewien problem przedstawia określenie długości trasy  $L$  w kolumnie opadu. Jeśli wiązka fal i rozpiętości znacznie mniejszej od średnicy kolumny penetruje kolumnę opadu wzdłuż średnicy, to oczywiście  $L = D$ . Jeśli natomiast jest odwrotnie, to bardziej uzasadnione jest przyjęcie drogi uśrednionej w przekroju kołowym, równej  $\pi D/4$ . Z kolei, jeśli wiązka penetruje kolumnę pod kątem elewacji większym od kilku stopni, to należy jeszcze uwzględnić odpowiedni kosinus kierunkowy. Jak widać z rys. 1, długość trasy fali wewnątrz kolumny wzdłuż osi symetrii wiązek jest równa

$$L \cong \frac{D}{2} \left[ \frac{1}{\cos(\theta_{ez} + \beta)} + \frac{1}{\cos(\theta_{e0} + \beta)} \right]$$

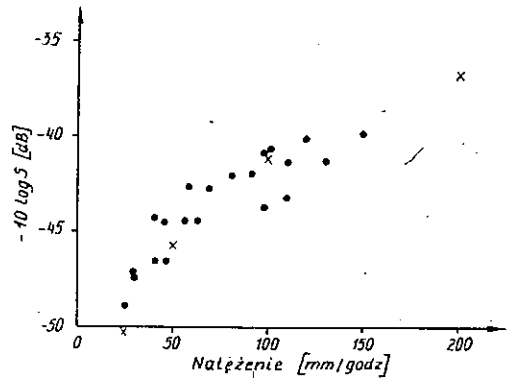
## 6. PRÓBA OCENY DOKŁADNOŚCI WZORU (19)

W trakcie specjalnego eksperymentu przeprowadzonego w New Jersey [6] zmierzono iloraz  $1/S$  w zależności od natężenia opadu. Zestaw pomiarowy składał się z nadajnika i dwóch odbiorników pracujących na częstotliwości 11 GHz. Jeden z odbiorników miał antenę ustawioną naprzeciwko nadajnika w odległości 9,29 km i odbierał sygnał bezpośrednio. Drugi natomiast miał antenę ustawioną



Rys. 4. Schemat rozstawienia systemu pomiarowego w New Jersey

pod kątem  $3,25^\circ$  względem osi nadajnik-odbiornik sygnału bezpośredniego, jak przedstawia rys. 4. W odbiorniku tym pojawiał się tylko sygnał rozproszony  $P$ , jeśli na środku trasy występowały opady. Wyniki pomiaru ilorazu  $P_{0z}/P_{0s}$  (określonego jako przesłuch) w zależności od natężenia opadów, przedstawia wykres na rys. 5 zaczerpnięty z pracy [6]. Korzystając ze znajomości parametrów zestawu pomiarowego, przeprowadzimy obliczenia przesłuchu opierając się na wzorze (19) i porównamy wyniki obliczeń z wynikami pomiarów.



Rys. 5. Zależność przesłuchu  $P_{0z}/P_{0s} = 1/S$  (w [dB]) od natężenia opadu

Parametry urządzeń w eksperymencie w New Jersey były następujące:  $G_z = G_N = G_0 = 40$  dB,  $P_z = P_N$ ,  $\lambda = 0,027$  m,  $R_L = 9,29 \cdot 10^3$  m,  $R_1 = R_2 = R_L/2$ ,  $\varphi = 3,25^\circ$ ,  $\theta_z = \theta_N = \theta_0 = 1,6^\circ$ <sup>1)</sup>. Człon określający tłumienie fali został pominięty, ponieważ tłumienie to było jednakowe w obydwu torach ( $L_s \approx L_z$ ).

Rozpiętość obszaru wspólnego wiązek krzyżujących się w odległości  $R_L/2$  jest równa  $W \approx R_L \theta_h/\varphi \approx 1,66$  km  $< D_{200} = 1700$  m. Rozpiętość ta jest mniejsza od

Tablica 1

Natężenie [mm/godz]	25	50	100	200
$10 \log S$ [dB]	50,3	45,8	41,2	36,7

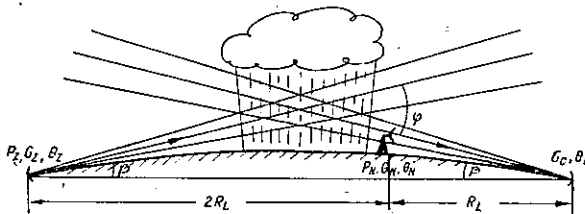
<sup>1)</sup> W rzeczywistości anteny miały wiązki eliptyczne, przy czym szerokość wiązki w płaszczyźnie poziomej była  $\theta_h = 0,6^\circ$ , zaś w płaszczyźnie pionowej  $\theta_v = 4,2^\circ$ . Wartość  $\theta_0 = 1,6^\circ$  wynika z usymetryzowania wiązki przy zachowaniu zysku  $G = 40$  dB;  $\theta_0 = (\theta_h \cdot \theta_v)^{1/2}$ .

średnicy kolumny opadu o natężeniu  $I = 150$  mm/godz, równej  $D_{150} = 2000$  m. Natężenie to odpowiadało najsilniejszemu opadowi, jaki wystąpił w trakcie eksperymentu w New Jersey. Można więc sądzić, że obszar wspólny wiązek był całkowicie wypełniony opadem. Rozpiętość  $W \approx 1,66$  km pozwala zastosować do obliczeń wzór (19) nawet dla przypadku natężenia  $I = 200$  mm/godz (średnica kolumny modelu, jak widać z rys. 3,  $D_{200} = 1700$  m). Wyniki obliczeń, przeprowadzonych według wzoru (19), przedstawiono w tablicy 1. Są one również naniesione na wykresie, prezentującym wyniki eksperymentu na rys. 5. Jak widać, zbieżność wyników pomiaru i obliczeń jest zadowalająca.

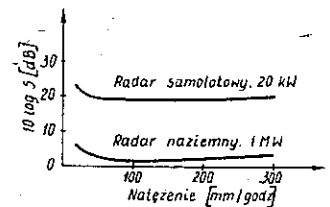
## 7. OSZACOWANIE MOCY ZAKŁÓCEŃ WYNIKAJĄCYCH Z ROZPRASZANIA NA OPADACH

### 7.1. Zakłócanie stacji odbiorczej przez radary

Obecnie oszacujmy wartość ilorazu  $S$  w warunkach, gdy zachodzi przecinanie się wiązki głównej anteny radaru z wiązką główną anteny odbiorczej stacji przekaźnikowej pracującej na tej samej częstotliwości co radar. Radar znajduje się poza horyzontem stacji przekaźnikowej w odległości trzech skoków linii radiowej, to jest  $3R_L$ . Antena odbiorcza odbiera też sygnał użyteczny z anteny nadawczej przekaźnikowej stacji linii radiowej, która to stacja znajduje się w odległości  $R_L$  od anteny odbiorczej, jak przedstawiono na rys. 6. Punkt przecięcia wiązek jest w połowie odległości między antenami.



Rys. 6. Szkic usytuowania odcinka linii radiowej i urządzenia zakłócającego



Rys. 7. Zależność ilorazu  $P_{0s}/P_{0z} = S$  [w [dB]] od natężenia opadu w sytuacji jak na rys. 6

Przyjmijmy, że radar ma: moc szczytową w impulsie  $P_z = 10^6$  W, a moc nadajnika linii radiowej jest równa  $P_N = 1$  W; częstotliwość pracy 11 GHz; zyski anten  $G_z = G_N = G_0 = 44$  dB i szerokości wiązek  $\theta_z = \theta_N = \theta_0 = 1^\circ$ ;  $R_L = 20$  km. Radar emituje wiązkę fal, której dolny skraj jest styczny do Ziemi, wobec czego kąt elewacji anteny jest równy  $\theta_{ez} = \theta_z/2$ . Załóżmy, że kąt elewacji anteny odbiorczej jest równy  $\theta_{e0} = \theta_0/2$ . Jak widać z rys. 6, sygnał rozproszony ulega tłumieniu w trakcie penetracji kolumny opadu, podczas gdy sygnał bezpośredni nie jest tłumiony ( $L_s = 0$ ,  $L_z \neq 0$ ). Kąt  $\beta = 1,5 R_L/R_s = 0,2^\circ$ , wobec czego  $\varphi = 2(\theta/2 + \beta) = 1,4^\circ$ .

Iloraz  $S$  zostanie oszacowany w warunkach występowania kolumn opadowych z natężeniem od 25 mm/godz. do 300 mm/godz., którym odpowiadają kolumny o średnicach od  $D_{25} = 3,5$  km do  $D_{300} = 1,4$  km. Ponieważ  $W \approx 2/1,5 R_L \theta // \varphi = 42$  km  $\gg D_{25}$ , a rozpiętość wiązki w punkcie przecięcia wiązek  $1,5 R_L \cdot \theta = 0,51$  km  $< D_{300}$ , więc do obliczeń zastosujemy wzór (20).

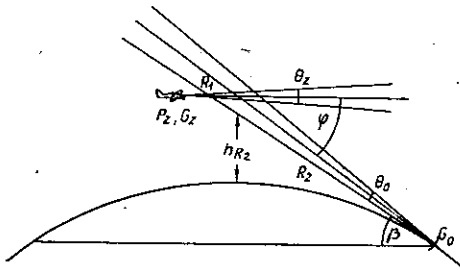
Wyniki obliczeń przedstawiono w tablicy 2 i w postaci wykresu na rys. 7.

Tablica 2

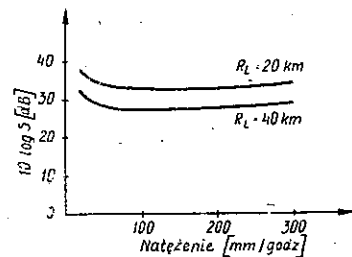
Natężenie [mm/godz.]		25	50	100	200	300
10 log $S$ [dB]	Radar 1 MW	4,6	2,6	1,7	2,1	3,0
	Radar 20 kW	21,6	19,6	18,7	19,1	20

Jeśli zamiast radaru naziemnego wziąć pod uwagę radar samolotowy (na przykład gdyby samolot wyposażony w radar przelatywał nisko nad Ziemią), którego moc w impulsie może być równa  $P_z = 2 \cdot 10^4$  W, zaś antena może mieć zysk  $G_z = 30$  dB i szerokość wiązki  $\theta_z = 5^\circ$ , to iloraz  $S$ , jak łatwo odczytać ze wzoru (20), byłby o 17 dB większy.

Weźmy z kolei pod uwagę samolot komunikacyjny z radarem na pokładzie przelatujący poziomo na wysokości  $h_s$  i zbliżający się do kolumny opadu, która znajduje się w wiązce anteny odbiorczej stacji przekaźnikowej. Załóżmy, że odległość anteny od kolumny jest  $R_2 = 160$  km. Dolny skraj jej idealizowanej charakterystyki kierunkowej promieniowania przebiega w tej odległości na wysokości  $h_{R2} = R_2^2/17 = 1500$  m, a połowa rozpiętości wiązki  $R_2 \theta_0/2 = 1400$  m. Kąt  $\beta = R_2/R_s = 1,1^\circ$  zaś kąt  $\varphi$ , jak widać z rys. 8, jest równy  $(\beta + \theta_0/2) = 1,6^\circ$ . W tej sytuacji wysokość lotu samolotu  $h_s \approx R_s \theta_0/2 + h_{R2} = 2900$  m. Przyjmijmy, że od-



Rys. 8. Szkic usytuowania odcinka linii radiowej i samolotu z radarem



Rys. 9. Zależność ilorazu  $P_{0s}/P_{0z} = S$  (w dB) od natężenia opadu dla sytuacji jak na rys. 8

Tablica 3

Natężenie [mm/godz.]		25	50	100	200	300
10 log $S$ [dB]	$R_L = 20$ km	36,1	34,1	33,2	33,6	34,5
	$R_L = 40$ km	30,1	28,1	27,2	27,6	28,5

ległość samolotu od centrum kolumny jest równa  $R_1 = 16$  km. Ponieważ rozpiętość  $W \approx (R_1 \theta_z + R_2 \theta_0)/\varphi = 112$  km  $\gg D_{25}$ , zaś  $R_1 \theta_z = 1400$  m  $= D_{300}$ , więc obliczenia ilorazu  $S$  można wykonać posługując się wzorem (20). Przyjęte zostały wartości  $R_L = 20$  km i 40 km, a moc nadajnika linii radiowej  $P_N = 1$  W. Wyniki obliczeń przedstawia tablica 3 i wykres na rys. 9.

## 7.2. Współczynnik sprzężenia anteny odbiorczej z anteną nadawczą poprzez opad

Obliczymy iloraz  $P_{0z}/P_z$  dla dwóch jednakowych anten o zysku 44 dB i szerokości wiązek  $\theta_z = \theta_0 = 1^\circ$ . Antena nadawcza jest skierowana pod kątem elewacji  $\theta_{0z} = 30^\circ$ , a antena odbiorcza po kątem  $\theta_{e0} = \theta_0/2$ . Szkic sytuacji przedstawiono na rys. 1. Odległość anteny odbiorczej od kolumny opadu  $R_2 = 50$  km. W tej odległości dolny skraj wiązki anteny znajduje się na wysokości  $h_{R_2} = 147$  m, a rozpiętość połowy szerokości wiązki jest równa  $R_2 \theta_0/2 = 435$  m. Wobec tego oś wiązki przecina pionową oś kolumny opadu na wysokości  $h_{R_2} + R_2 \theta_0/2 = 580$  m. Odległość anteny nadawczej od punktu przecięcia  $R_1 = (h_{R_2} + R_2 \theta_0/2) \cdot \sin 30^\circ = 1160$  m. Ponieważ strefa Fresnela anteny nadawczej rozciąga się do odległości ok. 300 m (przy średnicy reflektora  $D_a = 3$  m), więc zdecydowana część wspólnej przestrzeni wiązek znajduje się w strefie dalekiej, co pozwala zastosować wyprowadzone uprzednio wzory. Ze względu na małą wartość kąta  $\beta$  można przyjąć, że  $\varphi \approx 30^\circ$ . Rozpiętość pozioma  $W \approx R_1 \theta_z/\sin 30^\circ + R_2 \theta_0 \operatorname{ctg} 30^\circ \approx 1500$  m  $\approx D_{300}$ . Do obliczeń ilorazu  $P_{0z}/P_z$  można więc zastosować wzór (14). Ze względu na to, że nawet największa modelowa kolumna opadu obejmuje w danej sytuacji stację nadawczą, długość trasy fali w kolumnie opadu jest równa  $L = D/2 \cos(\theta_0/2) + R_1$ . Wyniki obliczeń przedstawia tablica 4.

Tablica 4

Natężenie [mm/godz.]	25	50	100	200	300
$P_{0z}/P_z$ [dB]	-119,0	-117,0	-115,4	-115,3	-118,9

## 8. WNIOSKI

Z przeprowadzonych oszacowań wynika, że radary naziemne, aczkolwiek zainstalowane poza horyzontem anteny odbiorczej stacji przekaźnikowej, mogą wprowadzić do niej poprzez opady deszczu impulsy o mocy współmiernej z mocą sygnałów użytecznych. Radary samolotowe również stanowią poważne źródło zakłóceń, gdyż moc szczytowa impulsów odebranych przez antenę stacji przekaźnikowej może przekraczać setki i tysiące razy poziom dopuszczalny przez wymagania techniczne na linie radiowe. Naziemne stacje satelitarne wyposażone w nadajniki o mocy rzędu kilowatów i anteny o zysku ponad 60 dB są równie niebezpieczne pod tym względem, jak radary naziemne o wysokim potencjale. Zbadanie możliwości pozahoryzontowego zakłócania przez tego rodzaju stacje wymaga jednak uwzględnienia dodatkowych czynników, związanych ze strefą Fresnela promieniowania anten. Strefa ta może bowiem sięgać kilku km od anteny. W związku z wysokim kątem elewacji anteny stacji satelitarnej i ograniczoną wysokością kolumn opadowych, rozpraszanie na opadzie może zachodzić tylko w strefie Fresnela promieniowania tych anten.

Jeśli wziąć pod uwagę wyprowadzone wzory (14) i (15) oraz związek między zyskiem anteny i 3-decybelową szerokością wiązki w strefie dalekiej promieniowania, to można stwierdzić, że moc rozproszona  $P_{0z}$ , odebrana w antenie stacji przekaźnikowej nie zależy od parametrów tej anteny, która ma mniejszą rozpiętość wiązki ( $R\theta$ ). Nie zależy też ona od odległości tejże anteny od miejsca skrzyżowania wiązek. Niezbędna jest jednak znajomość typu anteny. I tak wzór (14), w przypadku anteny parabolicznej z centralnym oświetleniem, można zapisać w postaci

$$P_{0z} = \frac{\pi^3}{3 \cdot 2^4} \cdot 10^{-18} \frac{P_z G_0 \theta_0}{\lambda^2 R_2 \sin \varphi} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 A I^{\alpha} 10^{-0,1 r_z L_z} \quad (14a)$$

gdzie:

iloczyn  $G_z \theta_z^2$  zastąpiono przez  $2^3$ , przy czym zachodzi warunek  $R_1 \theta_z < R_2 \theta_0$ .

W przypadku innych typów anten iloczyn  $G_z \theta_z^2$  może mieć inną wartość. Jest oczywiste, że niezależność mocy odebranej  $P_{0z}$  od odległości  $R_1$  we wzorze (14a) wynika z tego, że zmiany  $R_1$  powodują wzajemnie przeciwstawne i ilościowo równe zmiany gęstości mocy promieniowanej o objętości obszaru wspólnego.

Wyniki obliczeń przeprowadzonych w pasmie 11 GHz wskazują, że rozpraszanie rośnie wraz ze wzrostem natężenia opadu, lecz tylko do pewnej granicy, bowiem narastające wewnątrz kolumny opadu tłumienie prowadzi w końcu do redukcji energii rozproszonej poza kolumnę. Można sądzić, że na wyższych częstotliwościach efekt ten będzie wyraźniej zaznaczony.

Częstość występowania oszacowanych w pracy zakłóceń zależy od częstości występowania rozpatrywanych sytuacji. Ta z kolei zależy od czasu trwania pracy zakłócających urządzeń nadawczych, od sposobu przeszukiwania przestrzeni przez te urządzenia oraz od częstości występowania opadów i od ich natężenia. Znajomość

tej ostatniej charakterystyki prawdopodobieństwa przekroczenia określonych natężeń opadów na trasie o określonej długości jest najczęściej bardzo przybliżona i wymagane są jeszcze badania w tym zakresie.

## Dodatek 1

Autorzy publikacji [6] przedstawili wyrażenie na przesłuch  $C$ , który jest odwrotnością ilorazu  $S$  określonego w tej pracy. Wyrażenie to ma postać

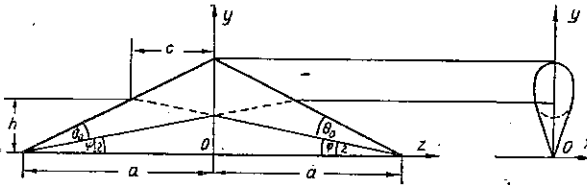
$$C = \frac{P_{0z}}{P_{0s}} = \frac{a^2}{\pi} \eta \iiint_{\text{cała przestrzeń}} \frac{F_z(\theta, \Phi) F_0(\theta', \Phi')}{R_1^2 R_2^2} dV \quad (1D)$$

gdzie:

- $2a$  – odległość między antenami,
- $F_z(\theta, \phi)$  – znormalizowana charakterystyka kierunkowa mocy promieniowanej anteny zakłócającej, wyrażona w układzie współrzędnych sferycznych związanych z anteną zakłócającą;
- $F_0(\theta', \phi')$  – znormalizowana charakterystyka kierunkowa mocy promieniowanej anteny odbiorczej, wyrażona w układzie współrzędnych sferycznych, związanym z anteną odbiorczą;
- $R_1, R_2$  – promienie wodzące elementów przestrzeni  $dV$  łączące te elementy z anteną odbiorczą i zakłócającą.

Obliczenia przesłuchu według tego wyrażenia dokonano przez całkowanie numeryczne.

Wprowadzono też wyrażenie analityczne na przesłuch przy założeniu, że charakterystyki anten są w postaci stożków eliptycznych, których osie przecinają się w połowie odległości między antenami. 3-decybelowe szerokości wiązek anten były jednakowe i równe  $\theta_0$  w płaszczyźnie elewacyjnej oraz  $\phi_0$  w płaszczyźnie azymutalnej. Kąty elewacji obydwu anten również były jednakowe i równe  $\phi/2$  (rys. 10).



Rys. 10. Przekrój symetrycznie przecinających się wiązek w kształcie stożków eliptycznych i widok z boku

Całka potrójna we wzorze (1D) ma wtedy postać we współrzędnych kartezjańskich  $x, y, z$

$$I = \iiint_V \frac{dx dy dz}{[x^2 + y^2 + (a+z)^2] [x^2 + y^2 + (a-z)^2]} \quad (2D)$$

gdzie:

$V$  – obszar wspólny obydwu stożków.



Równania stożków mają kształt

$$x^2 \operatorname{ctg}^2 \Phi_0 (2 + [y \cos \varphi/2 - (a \pm z) \sin \varphi/2]^2 \operatorname{ctg}^2 \theta_0/2) = [(a \pm z) \cos \varphi/2 + y \sin \varphi/2]^2 \quad (3D)$$

dla  $(a \pm z) \geq 0$ .

Zamiast całki (2D) rozwiązano prostszą całkę

$$J = \iiint_V \frac{dx \cdot dy \cdot dz}{(a^2 - z^2)^2} \quad (4D)$$

Równania (3D) zostały uproszczone po wprowadzeniu podstawień

$$t = \operatorname{tg} (\varphi/2 - \theta_0/2)$$

$$T = \operatorname{tg} (\varphi/2 + \theta_0/2)$$

tak, że równania stożków przyjęły postać

$$x^2 \operatorname{ctg} \varphi_0/2 \sin \theta_0/2 = \cos (\varphi/2 - \theta_0/2) \cos (\varphi/2 + \theta_0/2) [y - (a \pm z) t] [(a \pm z) T - y] \quad (5D)$$

Ze wzorów (5D) otrzymano dogodną postać górnych granic  $x$  oraz, korzystając z symetrii w odniesieniu do płaszczyzny  $y, z$ , obliczono całkę (4D) względem zmiennej  $x$ . Całkowania po zmiennej  $y$ , dokonano w przedziałach  $[(a-z)T, h]$  i  $[h, (a+z)t]$ , gdzie  $h = 2aT(T+t)$  odpowiada wartości  $y$ , dla której przekrój części wspólnej przecinających się stożków, prostopadły do osi  $y$ , jest największy. Obszar wspólny charakteryzuje się także symetrią względem płaszczyzny  $x, y$ , czyli względem  $z = 0$ . Wystarczy więc znać górną granicę  $z$ , aby określić przedział całkowania po zmiennej  $z$ . W całce (4D) granicę tę przyjęto jako wartość  $z$ , którą wyznacza punkt przecięcia powierzchni części wspólnej stożków z płaszczyzną  $y = h$ , przy czym prawdziwa jest zależność

$$\frac{c}{a} = \frac{T-t}{T+t}$$

W wyniku całkowania otrzymano

$$J = \frac{\theta_0 \Phi_0}{2a} \left\{ \sqrt{\left(\frac{\varphi}{\theta_0}\right)^2 - 1} + \left[ 2 - \left(\frac{\varphi}{\theta_0}\right)^2 \right] \operatorname{arc} \sin \frac{\theta_0}{\varphi} \right\} \quad (6D)$$

przy warunkach

$$\theta_0 < \varphi \ll 2 \quad \text{i} \quad \Phi_0 \ll 2. \quad (7D)$$

Wykazano też, że całka  $I \approx J$ , jeśli  $\varphi/\theta_0$  nie jest bliskie 1.

Wyrażenie na przesłuch  $C$  ma postać

$$C = \frac{a \theta_0 \Phi_0}{2\pi} \eta \left\{ \sqrt{\left(\frac{\varphi}{\theta_0}\right)^2 - 1} + \left[ 2 - \left(\frac{\varphi}{\theta_0}\right)^2 \right] \operatorname{arc} \sin \frac{\theta_0}{\varphi} \right\} \quad (8D)$$

przy warunkach (7D). Wzór pozwala uzyskać wyniki niższe o około 3 dB od wyników otrzymanych przy całkowaniu numerycznym według (1D). Wprowadzenie do wzoru 4-decybelowych szerokości wiązek pozwala uzyskać poprawne wyniki.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Bullington K.: Rain-scatter interference in terrestrial microwave systems. Bell Syst. tech. J. 1975 Vol. 54 nr 1.
2. Doherty L.H., Stone S.A.: Forward scatter from rain. IRE Trans. Antennas Propagation 1960, Vol. 8 nr 4.
3. Goldhirsh J., Robison F.L.: Attenuation and space diversity statistics calculated from radar reflectivity data of rain. IEEE Trans. Antennas Propagation 1975 Vol. 23 nr 2.
4. Hogg D.C., Chu T.S.: The role of rain in satellite communications. Proc. IEEE 1975 Vol. 63 nr 9.
5. Joss J., Thams J.C., Waldvogel A.: The variation of drop size distributions at Locarno. Proc. Int. Conf. Cloud Physics. 1968.
6. Li T., Jakes W.C., Morrison J.A.: Forward scattering due to rain at 11 GHz. IEEE Trans. Antennas Propagation 1977 Vol. 25 nr 5.
7. Olsen R.L., Rogers D.V., Hodge D.B.: The  $aR^b$  relation in the calculation of rain attenuation IEEE Trans. Antennas Propagation 1978 Vol. 26 nr 2.
8. Report (563-1), Radiometeorological data, CCIR XIV Plenary Assembly, Kyoto 1978, Doc. 5(1022-E) Ref. Doc. r/310), 21 november 1977.
9. Setzer D.E.: Anisotropic scattering due to rain at radio-relay frequencies. Bell Syst. tech. J. 1971 Vol. 50 nr 3.

Арнольд Кавецки  
Алиция Дера

#### РАСЧЁТ МОЩНОСТИ ПОМЕХ ВЫЗЫВАЕМЫХ РАССЕЯНИЕМ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ АТМОСФЕРНЫМИ ОСАДКАМИ

##### Резюме

Увеличение плотности расположения источников микроволнового излучения большой мощности способствует усилению трансгоризонтного вредного влияния этих источников на другие микроволновые системы посредством атмосферных осадков. До сих пор проведено лишь незначительное количество экспериментов, по причине большой степени их трудности и средств необходимых для их проведения. Эксперименты эти позволили определять мощность рассеянного атмосферными осадками излучения сантиметровых волн: Аналитическая оценка мощности рассеянной атмосферными осадками и принимаемой приёмной антенной определенной системы, требует применения сложного математического аппарата, который трудно использовать в конкретных условиях. Вместо того в статье предложено простой метод оценки мощности рассеянного сигнала. Точность этого метода в сущности не расходится с точностью строго точного расчетного метода с использованием компьютера.

*Arnold Kawecki  
Alicja Dera*

**CALCULATION OF THE POWER OF INTERFERENCES RESULTING FROM  
THE MICROWAVES DISSIPATION BY ATMOSPHERIC PRECIPITATION**

**Summary**

The density increase of disposition of great power microwave radiation sources increases the possibility of transhorizon interferences by these sources of other microwave systems by means of atmospheric precipitation. Until now, due to the difficulties and costs of realization not many experiments enabling to determine the power of centimeter waves dissipated by the precipitations have been realized.

An analytic evaluation of the power of a wave dissipated by the precipitation and received by the receiving antenna of a given system requires a complicated mathematical apparatus which it is difficult to utilize in concrete conditions.

A simple evaluation method of determining the power of dissipated signal has been presented, the exactness of which does not significantly differ from that obtained by means of the calculation methods utilizing digital computers.

*Arnold Kawecki  
Alicja Dera*

**CALCUL DE LA PUISSANCE DES PERTURBATIONS PROVENANT DE LA  
DIFFUSION DES MICROONDES CAUSÉES PAR LES PRÉCIPITATIONS  
ATMOSPHÉRIQUES**

**Résumé**

L'accroissement de la densité de disposition des sources du rayonnement des microondes de grande puissance augmente leur possibilité de perturbation transhorizontale des autres systèmes de microondes par l'intermédiaire des précipitations atmosphériques.

Jusqu'à présent, à cause de la difficulté et du grand coût de réalisation, on n'a effectué que quelques expériences permettant de déterminer la puissance d'ondes centimétriques diffusées par les précipitations. L'évaluation analytique de la puissance d'une onde diffusée par la précipitation et reçue par l'antenne de réception d'un système déterminé exige un „appareil” mathématique compliqué, difficilement utilisé dans des conditions concrètes.

Dans l'article on a présenté une simple méthode d'évaluation de la puissance du signal diffusé, dont l'exactitude ne diffère pas essentiellement de l'exactitude obtenue à l'aide de l'ordinateur.

*Arnold Kawecki  
Alicja Dera*

**BERECHNUNG DER LEISTUNG DER DURCH STREUUNG DER MIKROWELLEN  
DURCH NIEDERSCHLÄGE VERURSACHTEN STÖRUNGEN**

**Zusammenfassung**

Zuwachs der Auslegungsdichte der Mikrowellenstrahlungsquellen vergrößert überhorizontale Störungsmöglichkeiten anderer Mikrowellensysteme unter Vermittlung von Niederschlägen.

Wegen der Schwierigkeiten- und Realisationskosten wurden bis jetzt nur seltene Experimente durchgeführt, die die durch Niederschläge gestreuten Zentimeterwellenleistung zu bestimmen ermöglichen.

Analytische Einschätzung der durch den Niederschlag gestreuten und mit Antenne eines bestimmten Systems empfangenen Wellenleistung erfordert einen komplizierten mathematischen Apparat, der in praktischen Bedingungen schwer zu benutzen ist.

In dem Artikel wurde eine einfache Methode für die Einschätzung der gestreuten Signalleistung dargestellt, deren Genauigkeit nicht viel von den mit genauen Rechenmethoden erreichten Genauigkeiten, unter Verwendung von Ziffernrechenmaschine, abweicht.

## METODA OPTYMALIZACJI POKRYCIA MACIERZY BINARNEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 6.12.1979 r.

Opracowana metoda umożliwia wyznaczenie pokrycia wszystkich elementów „1” występujących w danej macierzy binarnej za pomocą minimalnego podzbioru elementów, odpowiadających wierszom macierzy.

Metoda może znaleźć zastosowanie w niektórych zagadnieniach z zakresu projektowania sieci telekomunikacyjnych.

### 1. WSTĘP

Przez macierz binarną należy rozumieć macierz zawierającą  $m$  wierszy i  $n$  kolumn, której elementami są liczby binarne 0, 1. W teorii automatów cyfrowych i w innych zastosowaniach [1, 2, 3] rozpatruje się zagadnienie pokrycia macierzy binarnej za pomocą pewnego podzbioru  $m_1 < m$  wierszy takiego, że wiersze tego podzbioru pokrywają łącznie wszystkie kolumny macierzy. Oznacza to, że dla każdej  $i$ -tej ( $i = 1, \dots, n$ ) kolumny istnieje co najmniej jeden taki wiersz  $j$  ( $j = 1, \dots, m_1$ ) należący do podzbioru  $m_1$  wierszy, że element macierzy występujący na przecięciu  $i$ -tej kolumny i  $j$ -tego wiersza ma wartość 1.

Wiersze i kolumny macierzy mogą być traktowane jako zbiory, które będą oznaczane odpowiednio przez  $X = (x_1, \dots, x_m)$ ,  $Y = (y_1, \dots, y_n)$ . Podzbiór  $P \subset X$ , złożony z elementów  $x_j$ , przyporządkowany wymienionym  $m_1$  wierszom, jest nazywany pokryciem zbioru  $X$ . Zwykle poszukuje się takiego pokrycia minimalnego  $P_{\min}$ , które zawiera minimalną liczbę elementów.

Przykład 1

Dana jest macierz

$$\begin{array}{cccccc}
 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\
 \left( \begin{array}{cccccc}
 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\
 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\
 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0
 \end{array} \right) & \begin{array}{l} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{array}
 \end{array}$$

Można pokazać, że pokryciem zbioru  $Y = (y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6)$  są podzbiory  $P_1 = (x_1, x_2)$ ,  $P_2 = (x_2, x_4)$ ,  $P_3 = (x_3, x_4)$ ,  $P_4 = (x_1, x_3, x_4)$ ,  $X = (x_1, x_2, x_3, x_4)$ , przy czym istnieją trzy pokrycia minimalne o tej samej liczbie elementów:  $P_1, P_2, P_3$ .

W tym opracowaniu rozpatrzono dwa zagadnienia. Pierwsze to wyznaczenie pokrycia minimalnego, to jest zawierającego minimalną liczbę elementów przy założeniu, że zbiór elementów pokrycia jest tak wybrany, aby każda kolumna reprezentowana była w zbiorze pokrycia nie co najmniej przez jedną jedynkę, lecz poprzez wszystkie jedynki występujące w macierzy wyjściowej. Jest to możliwe przez znalezienie takiego zbioru  $P$ , którego elementami są nie koniecznie elementy zbioru  $X$ , ale podzbiory utworzone z tych elementów. Przy tym dany element  $x_j$  może wchodzić tylko do jednego podzbioru i nie może nie być zawarty w żadnym z podzbiorów zbioru  $P$ .

Drugie zagadnienie występuje w przypadku gdy liczba elementów pokrycia minimalnego według zagadnienia 1 jest większa od założonej liczby  $k$ . Należy wówczas wybrać taki podzbiór  $Y'$  zbioru  $Y$ , którego pokrycie zawierałoby liczbę elementów nie większą od  $k$  oraz liczba elementów podzbioru  $Y'$  byłaby maksymalna.

Rozwiązanie obu zagadnień może być przydatne do projektowania sieci telekomunikacyjnych. Elementami zbioru  $Y$  są przy tym węzły sieci, a elementami zbioru  $X$  – pewne relacje (to jest określone pary węzłów, bez względu na to, czy węzły te są powiązane bezpośrednią wiązką łączy). Zastosowanie wiąże się z oprogramowaniem przelicznika znajdującego się w węźle sieci i nie będzie tu bliżej rozpatrywane.

## 2. WYZNACZENIE POKRYCIA MINIMALNEGO

Metoda wyznaczenia pokrycia minimalnego zostanie przedstawiona na przykładzie, odnoszącym się do konkretnego zadania, dla którego liczby  $n$  i  $m$  są stosunkowo duże i rozwiązanie nie jest oczywiste. Macierz binarna zostanie określona za pomocą przyporządkowania poszczególnym elementom  $y_i$  elementów  $x_j$ , co ułatwia zapis. Przyporządkowanie to jest jednoznacznie określone wartościami 1 występującymi w  $i$ -tej kolumnie macierzy, co umożliwia traktowanie elementu  $y_i$  jako zbioru tych elementów  $x_j$ , którym odpowiada wartość 1 na przecięciu  $j$ -tego wiersza oraz  $i$ -tej kolumny macierzy.

Przykład 2

Niech  $n = 9$ ,  $m = 29$  oraz

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= (x_2, x_3, x_5, x_{10}, x_{11}, x_{12}, x_{13}, x_{14}) \\ y_2 &= (x_1, x_3, x_4, x_5, x_{10}, x_{11}, x_{12}, x_{13}, x_{14}, x_{15}, x_{16}, x_{17}, x_{18}, x_{19}) \\ y_3 &= (x_1, x_2, x_4, x_5, x_7, x_{10}, x_{11}, x_{12}, x_{15}, x_{16}, x_{18}, x_{19}, x_{20}, x_{21}) \\ y_4 &= (x_2, x_3, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{16}, x_{20}) \\ y_5 &= (x_1, x_2, x_3, x_4, x_7, x_8, x_{10}, x_{11}) \\ y_6 &= (x_4, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{16}, x_{20}, x_{22}, x_{23}, x_{24}, x_{25}, x_{26}, x_{27}, x_{28}, x_{29}) \\ y_7 &= (x_3, x_4, x_5, x_6, x_8, x_9, x_{10}, x_{16}, x_{20}, x_{22}, x_{23}, x_{24}, x_{28}) \\ y_8 &= (x_4, x_5, x_6, x_7, x_9, x_{24}) \\ y_9 &= (x_4, x_6, x_7, x_8, x_{16}, x_{20}, x_{22}, x_{23}, x_{24}, x_{26}, x_{28}) \end{aligned} \right\} (1)$$

Wyznaczenie podzbiorów tworzących pokrycie minimalne jest możliwe metodą badania różnego rodzaju podzbiorów złożonych z 2, 3 i odpowiednio większej liczby elementów. Można np. sprawdzić, że podzbiór  $(x_1, x_2)$  nie wchodzi do pokrycia zbioru  $Y = (y_1, \dots, y_9)$ , gdyż elementy  $x_1, x_2$  w podzbiórach  $y_1, \dots, y_9$  nie zawsze występują łącznie. Natomiast podzbiór  $(x_{13}, x_{14})$  wchodzi do pokrycia minimalnego (przy tym podzbiór tego nie można powiększyć).

Proces wyznaczenia pokrycia minimalnego można sformalizować stosując odpowiednie operacje nad zbiorami i znajdując pokrycie kolejno dla dwóch, trzech itd. zbiorów:  $y_1, y_2; y_1, y_2, y_3; \dots; y_1, \dots, y_9$  a zatem dla zbioru  $Y$ . Tam gdzie to jest niezbędne, zbiór elementów będzie oznaczany za pomocą nawiasu kwadratowego, natomiast podzbiór – nawiasu zwykłego.

Na każdym etapie określania pokrycia będą stosowane dwie operacje: iloczyn zbiorów (część wspólna zbiorów) oraz różnica zbiorów. Jeżeli pokryciem zbiorów  $y_1, \dots, y_s$  jest zbiór  $P_s = [x_1, \dots, x_i]$ , którego elementami są pewne podzbiory  $x_1, \dots, x_i$  elementów zbioru  $X = (x_1, \dots, x_m)$ , to pokryciem zbioru  $(y_1, \dots, y_s, y_{s+1})$  jest zbiór

$$P_{s+1} = [x_1 \cap y_{s+1}, \dots, x_i \cap y_{s+1}, x_1 \setminus (x_1 \cap y_{s+1}), \dots, x_i \setminus (x_i \cap y_{s+1}), y_{s+1} \setminus (x_1 \cap y_{s+1} \cup \dots \cup x_i \cap y_{s+1})]$$

Zależność ta wynika bezpośrednio ze wspomnianego sposobu badania różnych podzbiorów, które mogą wejść do pokrycia danych zbiorów. W przykładzie 2 otrzymuje się

$$P_2 = [y_1 \cap y_2, y_1 \setminus (y_1 \cap y_2), y_2 \setminus (y_1 \cap y_2)],$$

$$y_1 \cap y_2 = (2, 3, 5, 10, 11, 12, 13, 14) \cap (1, 3, 4, 5, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19) = (3, 5, 10, 11, 12, 13, 14),$$

$$y_1 \setminus (y_1 \cap y_2) = (2),$$

$$y_2 \setminus (y_1 \cap y_2) = (1, 4, 15, 16, 17, 18, 19).$$

Pokrycie zbiorów  $y_1, y_2$  stanowi zatem zbiór składający się z trzech podzbiorów:

$$P_2 = [(3, 5, 10, 11, 12, 13, 14), (2), (1, 4, 15, 16, 17, 18, 19)].$$

Podobnie

$$P_3 = [(5, 10, 11, 12), (2), (1, 4, 15, 16, 18, 19), (3, 13, 14), (17), (7, 20, 21)],$$

$$P_4 = [(5, 10), (2), (16), (3), (7, 20), (11, 12), (1, 4, 15, 18, 19), (13, 14), (17), (21), (6, 8, 9)],$$

$$P_5 = [(10), (2), (3), (7), (11), (1, 4), (8), (5), (16), (20), (12), (15, 18, 19), (13, 14), (17), (21), (6, 9)],$$

$$P_6 = [(10, (7), (4), (8), (16), (20), (9), (2), (3), (11), (1), (5), (12), (15, 18, 19), (13, 14), (17), (21), (6), (22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29)],$$

$$P_7 = [(10), (4), (8), (16), (20), (9), (3), (5), (6), (22, 23, 24, 28), (7), (2), (11), (1), (12), (15, 18, 19), (13, 14), (17), (21), (25, 26, 27, 29)],$$

$$P_8 = [(4), (9), (5), (6), (24), (7), (10), (8), (16), (20), (3), (22, 23, 28), (2), (11), (1), (12), (15, 18, 19), (13, 14), (17), (21), (25, 26, 27, 29)],$$

$$P_9 = [(4), (6), (24), (7), (8), (16), (20), (22, 23, 28), (26), (9), (5), (10), (3), (2), (11), (1), (12), (15, 18, 19), (13, 14), (17), (21), (25, 27, 29)].$$

Rozwiązanie minimalne (w sensie liczby podzbiorów pokrycia) stanowi zatem zbiór, który po uporządkowaniu można przedstawić w postaci

$$P_{\min} = [(1), (2), (3), (4), (5), (6), (7), (8), (9), (10), (11), (12), (13, 14), (15, 18, 19), (16), (17), (20), (21), (22, 23, 28), (24), (25, 27, 29), (26)]$$

Zbiór ten zawiera 22 podzbiory elementów zbioru  $X = (x_1, \dots, x_{29})$ .

### 3. WYZNACZENIE POKRYCIA ZA POMOCĄ ZADANEJ LICZBY ELEMENTÓW

W przypadku gdy liczba elementów (ściśle podzbiorów) pokrycia minimalnego przekracza zadaną liczbę  $k$ , może być celowe wyznaczenie takiego pokrycia częściowego, odnoszącego się do podzbioru  $Y'$  zbioru  $Y$  i zawierającego nie więcej niż  $k$  podzbiorów, przy czym liczba elementów zbioru  $Y'$  jest maksymalna.

Zadanie takie można rozwiązać znajdując kolejno:

- 1) pokrycie minimalne zbioru  $Y$ ,
- 2) tablicę pokrycia poszczególnych elementów zbioru  $Y = (y_1, \dots, y_n)$  przez podzbiory pokrycia minimalnego wyznaczone w p. 1,
- 3) tablice eliminowania podzbiorów pokrycia minimalnego,
- 4) elementy  $y_i$ , które trzeba usunąć ze zbioru  $Y$ , aby otrzymać zbiór  $Y'$ .

Tablica pokrycia (p. 2) przyporządkowuje poszczególnym podzbiорom pokrycia minimalnego elementy zbioru  $Y$  i może być sporządzona na podstawie macierzy wyjściowej lub zależności postaci (1). Dla danych z przykładu 2 otrzymuje się następującą tablicę (tablica 1).

W tablicy 1 podzbiory pokrycia minimalnego zostały zapisane w kolejności zależnej od liczby odpowiadających elementów zbioru  $Y$ . Najpierw występują podzbiory, którym odpowiada największa liczba elementów, a następnie podzbiory, dla których liczba elementów zbioru  $Y$  jest coraz mniejsza.

Na podstawie tablicy 1 można ustalić, jakie podzbiory pokrycia minimalnego można połączyć przy wyeliminowaniu jednego elementu  $y_i$ . W tym celu wystarczy porównać wiersze różniące się liczbą elementów zbioru  $Y$  o jeden. Na przykład z porównania wierszy dla podzbiorów  $x_{16}$  i  $x_{20}$  wynika, że podzbiory te mogą być zastąpione jednym, po wyeliminowaniu zbioru  $y_2$ . Możliwość eliminowania podzbiorów zostały przedstawione w tablicy 2.



Tablica 1

Podzbiór pokrycia minimalnego	Odpowiadające elementy zbioru $Y$	Podzbiór pokrycia minimalnego	Odpowiadające elementy zbioru $Y$
$x_{10}$	1, 2, 3, 4, 5, 6, 7	$x_6$	4, 7, 8, 9
$x_4$	2, 3, 5, 6, 7, 8, 9	$x_{24}$	6, 7, 8, 9
$x_5$	1, 2, 3, 4, 7, 8	$x_{12}$	1, 2, 3
$x_{16}$	2, 3, 4, 6, 7, 9	$x_1$	2, 3, 5
$x_7$	3, 4, 5, 6, 8, 9	$x_{22}, x_{23}, x_{28}$	6, 7, 9
$x_3$	1, 2, 4, 5, 7	$x_{13}, x_{14}$	1, 2
$x_{20}$	3, 4, 6, 7, 9	$x_{15}, x_{18}, x_{19}$	2, 3
$x_8$	4, 5, 6, 7, 9	$x_{26}$	6, 9
$x_{11}$	1, 2, 3, 5	$x_{17}$	2
$x_2$	1, 3, 4, 5	$x_{21}$	3
$x_9$	4, 6, 7, 8	$x_{25}, x_{27}, x_{29}$	6

Przy założeniu, że liczba podzbiorów pokrycia nie może być większa np. od  $k = 15$ , z 22 podzbiorów pokrycia minimalnego należy eliminować 7. Osiąga się to skreślając 3 zbiory  $y_i$ , np.: 1, 2, 3; 1, 2, 5; 1, 2, 6; 1, 2, 7; 1, 2, 8; 1, 2, 9; 2, 3, 5.

Wstępną ocenę wyboru zbiorów  $y_i$  podlegających eliminacji stanowi liczba podzbiorów występujących w  $i$ -tej kolumnie tablicy 2. Tak więc skreślenie  $y_1$  eliminuje 3 podzbiory,  $y_2 - 3$ ,  $y_3 - 3$ ,  $y_4 - 0$ ,  $y_5 - 2$  oraz  $y_6, y_7, y_8, y_9 -$ po 1. Skreślenie jednak np.  $y_1, y_3$  eliminuje łącznie nie 6, a tylko 5 podzbiorów (podzbiór  $x_{12}$  jest wspólny)

Tablica 2

Podzbiór pokrycia minimalnego	Eliminowany zbiór $y_i$									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
$x_{16}$			+							
$x_{11}$		+				+				
$x_{24}$									+	
$x_{12}$		+		+						
$x_1$						+				
$x_{22}, x_{23}, x_{28}$								+		
$x_{13}, x_{14}$		+								
$x_{15}, x_{18}, x_{19}$			+	+						
$x_{26}$										+
$x_{17}$			+							
$x_{21}$				+						
$x_{25}, x_{27}, x_{29}$							+			

Na podstawie tablicy 2 nie można jeszcze ustalić, czy do wyeliminowania 7 podzbiorów konieczne jest skreślenie trzech zbiorów  $y_i$ . Przy skreśleniu tylko dwóch zbiorów mogą istnieć podzbiory nie zawarte w tablicy 2, które zostaną także wyeliminowane. Podzbiory te otrzymuje się z tablicy 1 przez porównanie wierszy, które różnią się liczbą elementów zbioru  $Y$  o 2. Np. podzbiór  $x_{10}$  można połączyć z podzbiorem  $x_3$  po skreśleniu  $y_3$  i  $y_6$ . Podobnie otrzymuje się podzbiór  $(x_{20}, x_8)$  przez skreślenie  $y_3$  i  $y_5$ . Uzyskane tą drogą podzbiory są wykazane w tablicy 3. Znakem (+) oznaczono w poszczególnych kolumnach tablicy 3 dwa podzbiory, z których jeden (dowolny) może być eliminowany.

Tablica 3

Podzbiór pokrycia minimalnego	Eliminowane zbiory $y_i$														
	1,2	1,3	1,5	2,3	2,5	3,4	3,5	3,6	4,5	6,9	7,8	7,9	2,4	4,9	4,6
$x_{10}$								+							
$x_{20}$						+	(+)								
$x_8$							(+)		+						
$x_{11}$			+				+							(+)	
$x_{24}$												+		(+)	(+)
$x_{12}$	+	+	+												
$x_1$			+		+		+								
$x_{22} x_{23} x_{28}$													+		
$x_{13} x_{14}$	+	+													
$x_{15} x_{18} x_{19}$				+											
$x_{26}$															
$x_9$											+			(+)	
$x_6$											(+)			(+)	
$x_2$											(+)			(+)	

Z tablic 2 i 3 wynika, że skreślenie zbiorów  $y_1, y_2$  eliminuje łącznie 8 podzbiorów pokrycia minimalnego, ale podzbiorów różnych jest tylko 6. 7 podzbiorów można wyeliminować biorąc pod uwagę kolumny z tablic 2 i 3, odpowiadające największej liczbie zbiorów:

tablica 2

2. kolumny o 3 podzbiorych  
kolumny o 3 i 2 podzbiorych

tablica 3

kolumna o liczbie podzbiorów 3, 2 lub 1  
kolumna o 3 lub 2 podzbiorych

Interesujących przypadków jest zatem tylko 6 (tablica 4).

Okazuje się, że we wszystkich tych przypadkach można wyeliminować co najwyżej 6 podzbiorów, zatem pokrycie zawierające  $k = 15$  podzbiorów jest możliwe.

Tablica 4

$y_i$	Liczba eliminowanych podzbiorów w tablicy 2	Liczba eliminowanych podzbiorów w tablicy 3	Łączna liczba eliminowanych niepowtarzających się podzbiorów
1-2	6	2	6
1-3	5	2	5
2-3	5	1	< 7
1-5	4	3	4
2-5	5	1	(nie trzeba rozpatrywać)
3-5	5	3	6

przy skreśleniu 3 odpowiednich zbiorów  $y_i$ . Maksymalny zbiór  $Y'$  zawiera zatem  $9-3 = 6$  elementów.

Podobny sposób postępowania ma znaczenie ogólne i umożliwia poprzez sporządzenie i rozpatrzenie pewnej liczby tablic eliminowania podzbiorów, określenie w sposób ukierunkowany maksymalnego zbioru częściowego  $Y'$ , którego minimalne pokrycie zawiera żadaną liczbę  $k$  podzbiorów. Liczba operacji, jaką trzeba przy tym wykonać jest mała w porównaniu z metodą polegającą na zakładaniu coraz to mniejszej liczby elementów zbioru  $Y'$ , poczynając od  $n-1$  i badaniu wszystkich możliwych przypadków skreślenia poszczególnych zbiorów  $y_i$ .

#### WYKAZ LITERATURY

1. Korbuc A. A., Finkelsztejn J. J.: Programowanie dyskretne. PWN, Warszawa 1974.
2. Kucharczyk J., Sysło M.: Algorytmy optymalizacji w języku ALGOL 60. PWN, Warszawa 1975.
3. Zakrevskij: A. D.: Algoritmy sinteza diskretnych avtomatov. Moskva 1971.

Мариан Лигмановски

#### МЕТОД ОПТИМАЛИЗАЦИИ ПОКРЫТИЯ БИНАРНОЙ МАТРИЦЫ

##### Резюме

Разработанный автором метод позволяет определить покрытие всех элементов „1”, выступавших в данной бинарной матрице с помощью наименьшего подмножества элементов, соответствующих строкам матрицы.

Метод этот может найти практическое применение при решении некоторых задач, в области проектирования сетей связи.

Marian Ligmanowski

### OPTIMIZATION METHOD OF COVERING THE BINARY MATRIX

#### Summary

The elaborated method enables to determine the covering of all "1" elements appearing in a given binary matrix by means of a minimum subset of elements corresponding to the matrix lines.

The method may be utilized in practice when deciding certain questions connected with designing telecommunication networks.

Marian Ligmanowski

### METHODE D'OPTIMALISATION DE LA COUVERTURE DE MATRICE BINAIRE

#### Résumé

La méthode présentée permet de déterminer la couverture de tous les éléments "1", qui apparaissent dans la matrice binaire donnée, par le sous-ensemble du minimum d'éléments correspondant aux lignes de la matrice.

La méthode peut être utilisée à résoudre quelques problèmes relatifs aux projets des réseaux des télécommunications.

Marian Ligmanowski

### OPTIMIERUNGSMETHODE DER BINÄRMATRIXDECKUNG

#### Zusammenfassung

Die ausgearbeitete Methode ermöglicht die Berechnung der Deckung aller Elemente „1“, die in gegebener Binärmatrix auftreten, mit minimaler Teilmenge der den Matrixzeilen entsprechenden Elemente.

Die Methode kann bei Lösung einiger Probleme der Nachrichtennetzprojektierung verwendet werden.

ИЗДАТЕЛЬСТВО

ИЗДАТЕЛЬСТВО НАУКИ И ТЕХНИКИ

ИЗДАТЕЛЬСТВО НАУКИ И ТЕХНИКИ

## **EKONOMETRYCZNE MODELE WZROSTU POZAMIEJSCOWEGO RUCHU TELEFONICZNEGO DLA POLSKI**

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 16.VI.1979 r.

W artykule przedstawiono końcowe wyniki prac dotyczących doboru modelu wzrostu pozamiejscowego ruchu telefonicznego w Polsce. Badania nad modelowaniem ruchu oparto na materiale statystycznym. Artykuł przedstawia dwa modele regresji prostej pozamiejscowego ruchu telefonicznego. Pierwszy model wiąże ruch telefoniczny pozamiejscowy z liczbą abonentów telefonicznych. W drugim modelu ruchu telefonicznego pozamiejscowego zmienną objaśniającą jest liczba aparatów telefonicznych. W artykule przedstawiono również próbę wykorzystania tych modeli do prognozowania pozamiejscowego ruchu telefonicznego.

### **1. WPROWADZENIE**

Pozamiejscowy ruch telefoniczny zależy od wielu czynników, Można uważać, że wszystko, co dzieje się w państwie, jego gospodarce i życiu społecznym, wpływa na rozmiar ruchu telefonicznego. W Centralnym Ośrodku Planowania i Organizacji Zarządzania PPTiT podjęto w styczniu 1978 r. problem doboru ekonometrycznego modelu opisującego wzrost pozamiejscowego ruchu telefonicznego w Polsce. Model ten ma stanowić podstawę do opracowania odpowiednich prognoz ruchu telefonicznego. Ostatecznie zdecydowano się na wybór jedenastu czynników, które kształtują wielkość ruchu telefonicznego. Znalazły się wśród nich czynniki ekonomiczne obrazujące rozwój gospodarczy kraju, czynniki społeczne odnoszące się do rozwoju demograficznego i do wzrostu stopy życiowej ludności w kraju oraz czynniki mówiące o stanie i rozwoju łączności w Polsce, a szczególnie telekomunikacji. W toku prac nad tym problemem zbudowano wiele (łącznie dziewiętnaście) modeli regresji prostej i wielorakiej. Natomiast w tym artykule zostanie przedstawiony tylko ostateczny wynik tych prac w postaci dwóch modeli wzrostu ruchu telefonicznego pozamiejscowego.

## 2. DEFINICJA POJĘCIA POZAMIEJSCOWEGO RUCHU TELEFONICZNEGO

Zgodnie z ogólnie przyjętym słownictwem telekomunikacyjnym [7] ruch telefoniczny definiowany jest jako zjawisko pojawienia się, trwania przez pewien czas i zanikania połączeń telefonicznych. Przez połączenie telefoniczne rozumie się tu stan urządzeń sieci umożliwiający realizację usługi telefonicznej. Telefoniczny ruch pozamiejscowy stanowi część globalnego ruchu telefonicznego. Obejmuje on rozmowy telefoniczne wewnątrzstrefowe i międzymiastowe wraz z końcowymi rozmowami międzynarodowymi. Za miernik ruchu telefonicznego przyjęto w tych badaniach liczbę rozmów telefonicznych dla Polski w ciągu roku w sztukach.

## 3. METODYKA ZASTOSOWANA PRZY BUDOWIE MODELI

Modele pozamiejscowego ruchu telefonicznego opierają się na wykorzystaniu danych statystycznych przedstawiających rozwój w czasie zmiennej objaśnianej i zmiennych objaśniających. W celu wykrycia zależności wiążącej te zmienne i budowy modelu posłużono się aparatem statystyki matematycznej i ekonometrii. Metody korelacji i regresji, które zostały tu użyte, są powszechnie znane, dlatego ograniczono się jedynie do wymienienia kolejnych etapów budowy modelu.

1. Stwierdzenie istnienia związku merytorycznego między zmienną objaśnianą a zmienną objaśniającą.
2. Zebranie materiału statystycznego,
3. Wyznaczenie współczynnika korelacji,
4. Badanie istotności współczynnika korelacji,
5. Wyznaczenie przedziału ufności dla współczynnika korelacji,
6. Wyznaczenie równania regresji,
7. Badanie istotności i wyznaczenie przedziału ufności dla parametrów z równania regresji.

Pierwszy z powyższych etapów jest szczególnie ważny. Podstawą do podjęcia prac nad budową modelu powinna być głęboka znajomość badanego zjawiska i jego prawidłowości. Statystyka matematyczna ze swoim aparatem badawczym może wkroczyć dopiero wtedy, gdy merytoryczna treść badanej zależności jest potwierdzona. Badanie istotnych przyczyn obserwowanego związku pozwoli uniknąć przypadku tzw. korelacji pozornej.

Klasę funkcji, do jakiej zalicza się poszukiwana funkcja regresji, próbowano określić na podstawie smugi, jaką utworzą punkty statystyczne na wykresie. Parametry funkcji regresji wyznaczono metodą najmniejszych kwadratów opierając się na próbie stanowiącej zbiór wartości statystycznych badanych zmiennych.

Zaprezentowane modele regresji pozamiejscowego ruchu telefonicznego poddano wszechstronnej weryfikacji, aby usunąć wątpliwości dotyczące poprawności modeli. Zastosowaną tu procedurę weryfikacji zaczerpnięto z pracy (4).

Procedura ta pozwala sprawdzić:

- a) stopień przylegania modelu do fragmentu rzeczywistości jaki opisuje;
- b) prawidłowość doboru zmiennych objaśniających z punktu widzenia mocy ich wpływu na zmienną objaśnianą;
- c) rozkład składnika losowego w celu sprawdzenia prawidłowości doboru metody estymacji parametrów.

Weryfikacja składa się z dziewięciu etapów i obejmuje:

1. Badanie dopuszczalności modelu ze względu na wartość współczynnika zbieżności  $\varphi^2$

$$\varphi^2 = \frac{S^2}{S_y^2} = \frac{\sum_{t=1}^n (y_t - \hat{y}_t)^2}{\sum_{t=1}^n (y_t + \bar{y})^2}$$

W liczniku występuje wariancja odchyłeń od modelu  $S^2$ , w mianowniku wariancja zmiennej objaśnianej  $S_y^2$ . Współczynnik zbieżności jest miarą stopnia przylegania modelu do opisywanej przez ten model rzeczywistości. Im wartość współczynnika zbieżności jest bliższa zeru, tym model lepiej opisuje rzeczywistość.

2. Badanie wyrazistości modelu za pomocą współczynnika zmienności losowej  $W$

$$W = \frac{S}{\bar{y}}$$

gdzie:

$S$  – standardowy błąd oceny (pierwiastek kwadratowy z wariancji odchyłeń od modelu),

$\bar{y}$  – średnia arytmetyczna wartości zmiennej objaśnianej.

Współczynnik ten mówi, jaki procent stanowi standardowy błąd oceny w stosunku do wartości średniej arytmetycznej  $Y$ .

3. Badanie istotności parametrów modelu.

W badaniu tym wykorzystano test istotności, który pozwala zweryfikować hipotezę, że parametr w modelu regresji ma wartość zerową w populacji. (Przy czym zależy nam na tym, by w dobrym modelu hipoteza ta nie potwierdziła się).

4. Badanie symetrii składnika losowego.

Rozkład reszt jest symetryczny, gdy cechuje go równe prawdopodobieństwo występowania dodatnich i ujemnych reszt. Do badania symetrii wykorzystano test, w którym parametrem jest ilość dodatnich reszt.

5. Badanie losowości składnika losowego.

Do badania losowości zastosowano test serii. Ma on na celu sprawdzenie, czy występujące w modelu długie serie kolejnych reszt tego samego znaku mogą być uznane za wynik działania czynników losowych.

6. Badanie stacjonarności składnika losowego.

Polega ono na sprawdzeniu, czy reszty są nieskorelowane z czasem. Badanie to odnosi się do sprawdzenia jednego z założeń metody najmniejszych kwadratów, które mówi o stałości wariancji składnika losowego. Badanie sprowadza się do obliczenia wartości współczynnika korelacji między resztami modelu, a czasem.

7. Badanie wartości oczekiwanej składnika losowego.

Polega ono na sprawdzeniu, czy wartość oczekiwana składnika losowego jest równa zeru. Ponieważ modele liniowe tu zaprezentowane były szacowane klasyczną metodą najmniejszych kwadratów, więc z założenia tej metody mamy zapewnioną zerową wartość oczekiwaną składnika losowego.

8. Badanie autokorelacji składnika losowego.

Badanie to oparto na teście. J. Durбина i G.S. Watsona. Autokorelacja występuje wtedy, gdy reszty z okresu,  $t$  są zależne od reszt z okresów wcześniejszych.

9. Badanie normalności składnika losowego.

Ten etap procedury weryfikacji ma na celu sprawdzenie, czy reszty z modelu regresji podlegają prawu rozkładu normalnego. Brak normalności nie dyskwalifikuje modelu, ale gdy rozkład reszt jest normalny, to mamy większe szanse otrzymać prognozę dopuszczalną.

Wykonując niezbędne obliczenia posłużono się programami komputerowymi opracowanymi w Centralnym Ośrodku Planowania i Organizacji Zarządzania PPTiT przez mgr Annę Kaczmarską.

#### 4. MODELE WZROSTU POZAMIEJSCOWEGO RUCHU TELEFONICZNEGO

W toku prac nad poszukiwaniem modelu wzrostu pozamiejscowego ruchu telefonicznego zbudowano łącznie dziewiętnaście modeli regresji prostej i wielorakiej. Czynniki wzrostu ruchu telefonicznego, które uwzględniono w modelach, można zaliczyć do trzech grup obejmujących:

- czynniki ekonomiczne,
- czynniki społeczne,
- czynniki związane z rozwojem telekomunikacji.

W modelach wzrostu ruchu telefonicznego pozamiejscowego wykorzystano łącznie jedenaście zmiennych objaśniających, które podano poniżej:

- 1) dochód narodowy wytworzony,
- 2) produkt globalny,
- 3) produkcja globalna przemysłu,
- 4) produkcja energii elektrycznej,
- 5) usługi transportu uspołecznionego,
- 6) liczba ludności,
- 7) liczba zarejestrowanych samochodów osobowych,
- 8) liczba abonentów telefonicznych,



- 9) liczba aparatów telefonicznych,  
 10) Producent automatyzacji telefonicznych rozmów międzymiastowych,  
 11) czas.

Modele regresji prostej pozamięjscowego ruchu telefonicznego przedstawiono skrótowo w tablicy 1, a modele regresji wielorakiej w tablicy 2. Szczegółowy opis poszczególnych modeli można znaleźć w opracowaniu: [9].

Ponieważ wszystkie zbudowane modele mają bardzo wysokie wartości współczynnika korelacji (powyżej 0,9), dlatego w celu wyboru najlepszego z tych modeli poddano je szczegółowym badaniom. Polegały one na sprawdzeniu wszechstronnej dobroci modelu wykorzystując w tym celu dziewięcioetapową procedurę weryfikacji. W rezultacie jedynie dwa modele pozamięjscowego ruchu telefonicznego względem liczby abonentów telefonicznych oraz względem liczby aparatów telefonicznych spełniły wszystkie wymogi tej procedury.

Tablica 1

Model regresji prostej pozamięjscowego ruchu telefonicznego

L.p.	Wartość współczynnika korelacji	Okres, z którego wykorzystano dane statystyczne	Równanie regresji	
			Postać liniowa	Postać nieliniowa
1	0,9891	1957-1976	$\hat{Y} = -179,7 + 1,467 X_3$	$\hat{Y} = -0,001113 X_3^2 + 2,343 X_3 - 328,2$
2	0,9655	1960-1976	$\hat{Y} = -36,46 + 0,197 X_4$	$\hat{Y} = -0,000050 X_4^2 + 0,449 X_4 - 292,8$
3	0,9924	1960-1974	$\hat{Y} = -138,1 + 0,766 X_5$	$\hat{Y} = -0,000306 X_5^2 + 1,162 X_5 - 252,1$
4	0,9951	1960-1976	$\hat{Y} = -141,2 + 8,366 X_6$	$\hat{Y} = 0,02257 X_6^2 + 11,32 X_6 - 224,9$
5	0,9715	1960-1975	$\hat{Y} = -2,479 + 4,840 X_7$	$\hat{Y} = -0,02900 X_7^2 + 9,905 X_7 - 176,3$
6	0,9965	1963-1976	$\hat{Y} = -271,7 + 0,640 X_1$	- - - - -
7	0,9974	1960-1976	$\hat{Y} = -213,0 + 0,340 X_2$	- - - - -
8	0,9744	1946-1962	$\hat{Y} = -257,8 + 12,42 X_8$	} $\hat{Y} = 0,00039 \cdot 1,524 X_8$
	0,9891	1963-1976	$\hat{Y} = -4939 + 163,7 X_8$	
9	0,9696	1960-1976	$\hat{Y} = 93,50 + 0,552 X_9$	$\hat{Y} = 0,000390 X_9^2 + 1,058 X_9 - 15,01$
10	0,9512	1949-1962	$\hat{Y} = 26,36 + 5,718 X_{10}$	} $\hat{Y} = 0,1669 \cdot X_{10}^{2,422}$
	0,9939	1963-1976	$\hat{Y} = -627,5 + 42,51 X_{10}$	

Przyjęte oznaczenia:

- $X_1$  - liczba abonentów telefonicznych w tys.;
- $X_2$  - liczba aparatów telefonicznych w tys. szt.;
- $X_3$  - dynamika dochodu narodowego wytworzonego (1950 r. -  $X_3 = 100$ );
- $X_4$  - produkt globalny w mld zł (ceny bieżące);
- $X_5$  - dynamika produkcji globalnej przemysłu w cenach stałych (1950 r. -  $X_5 = 100$ );
- $X_6$  - produkcja energii elektrycznej w mld kWh;
- $X_7$  - wartość przewozów i innych usług transportu społecznego w mld zł;
- $X_8$  - liczba ludności w mln;
- $X_9$  - samochody osobowe zarejestrowane w tys. szt.;
- $X_{10}$  - indeks roku (1946 r. -  $X_{10} = 1$ );
- $\hat{Y}$  - liczba rozmów telefonicznych pozamięjskowych w mln szt.

Tablica 2

## Modele regresji wielorakiej pozamijscowego ruchu telefonicznego

Lp.	Liczba zmiennych objaśniających w modelu	Współczynnik korelacji	Okres, z którego wykorzystano dane statystyczne	Równanie regresji
1	6	0,9997	1959-1975	$\hat{Y} = +0,4579X_3 + 5,387X_6 - 0,6468X_7 - 103,3X_8 + 1,909X_{11} + 26,28X_{10} + 2550$
2	5	0,9992	1947-1976	$\hat{Y} = +0,9159X_3 + 0,0889X_6 - 74,83X_8 + 1,060X_{11} + 29,82X_{10} + 1697$
3	4	0,9986	1947-1976	$\hat{Y} = +1,067X_3 + 0,2763X_1 + 1,816X_{11} - 15,78X_{10} - 23,57$
4	3	0,9980	1947-1976	$\hat{Y} = +0,3237X_3 + 0,8345X_1 - 23,87X_{10} - 25,46$
5	3	0,9997	1960-1975	$\hat{Y} = -1,735X_7 + 1,181X_1 - 72,97X_8 + 1682$
6	2	0,9952	1947-1976	$\hat{Y} = +1,396X_3 - 0,0412X_1 - 105,6$
7	2	0,9961	1947-1976	$\hat{Y} = +1,663X_3 - 7,078X_{10} - 87,51$
8	2	0,9927	1946-1976	$\hat{Y} = +0,3711X_1 + 1,430X_{11} - 57,16$
9	2	0,9977	1946-1976	$\hat{Y} = +0,9697X_1 - 24,50X_{10} - 22,87$

Przyjęte oznaczenia:

- $X_1$  - liczba abonentów telefonicznych w tys.;
- $X_2$  - liczba aparatów telefonicznych w tys. szt.;
- $X_3$  - dynamika dochodu narodowego wytworzonego (1950 r. -  $X_3 = 100$ );
- $X_4$  - produkt globalny w mld zł (ceny bieżące);
- $X_5$  - dynamika produkcji globalnej przemysłu w cenach stałych (1950 r.  $X_5 = 100$ );
- $X_6$  - produkcja energii elektrycznej w mld kWh;
- $X_7$  - wartość przewozów i innych usług transportu społecznego w mld zł;
- $X_8$  - liczba ludności w mln;
- $X_9$  - samochody osobowe zarejestrowane w tys. szt.;
- $X_{10}$  - indeks roku (1946 r. -  $X_{10} = 1$ );
- $X_{11}$  - procent automatyzacji telefonicznych rozmów pozamijscowych;
- $\hat{Y}$  - liczba telefonicznych rozmów pozamijscowych w mln szt.

Materiał statystyczny, na którym oparto te modele, przedstawiono w tablicy 3. Dane umieszczone w tej tablicy wymagają dokładniejszego omówienia. Rolę zmiennej objaśnianej w modelach pełni pozamijscowy ruch telefoniczny mierzony liczbą rozmów telefonicznych wewnątrzstrefowych i międzymiastowych zarówno krajowych, jak i zagranicznych. Są to rozmowy telefoniczne w ruchu ręcznym, półautomatycznym i automatycznym. Dane statystyczne obejmują rozmowy publiczne i służbowe oraz rozmowy na łączach dzierżawionych. Są tu uwzględnione zarówno rozmowy telefoniczne opłacone, jak i wolne od opłat. Tablica zawiera również dane statystyczne obrazujące zmienne objaśniające wykorzystane w modelach.

Pierwszą przyjętą zmienną objaśniającą jest liczba abonentów telefonicznych. Jest ona równoznaczna z liczbą telefonicznych łączy abonenckich w sieci miejscowej.

Pod pojęciem telefonicznego łącza abonenckiego sieci miejscowej rozumie się łącze telefoniczne przeznaczone do rozmów telefonicznych:

- łączące aparat końcowy z centralą miejscową,

Tablica 3

Zestawienie danych statystycznych wykorzystywanych w modelach regresji

Rok	Telefoniczne rozmowy pozamiejscowe w tys. szt.	Abonenci telefoniczni w tys.	Aparaty telefoniczne w tys. szt.
1960	108774,1	535,2	881,4
1961	114610,1	585,0	957,0
1962	118681,8	636,1	1030,7
1963	170093,2	675,5	1088,7
1964	196268,6	737,7	1193,4
1965	224680,5	783,5	1294,0
1966	250494,2	838,0	1411,5
1967	273371,2	898,9	1530,5
1968	346781,4	957,7	1650,9
1969	395543,0	1013,9	1756,2
1970	433923,3	1070,0	1867,1
1971	471444,3	1130,5	1970,8
1972	488535,8	1200,3	2087,0
1973	552574,2	1279,1	2237,6
1974	616740,9	1371,4	2399,2
1975	653329,8	1466,7	2577,6
1976	722712,9	1568,3	2753,2

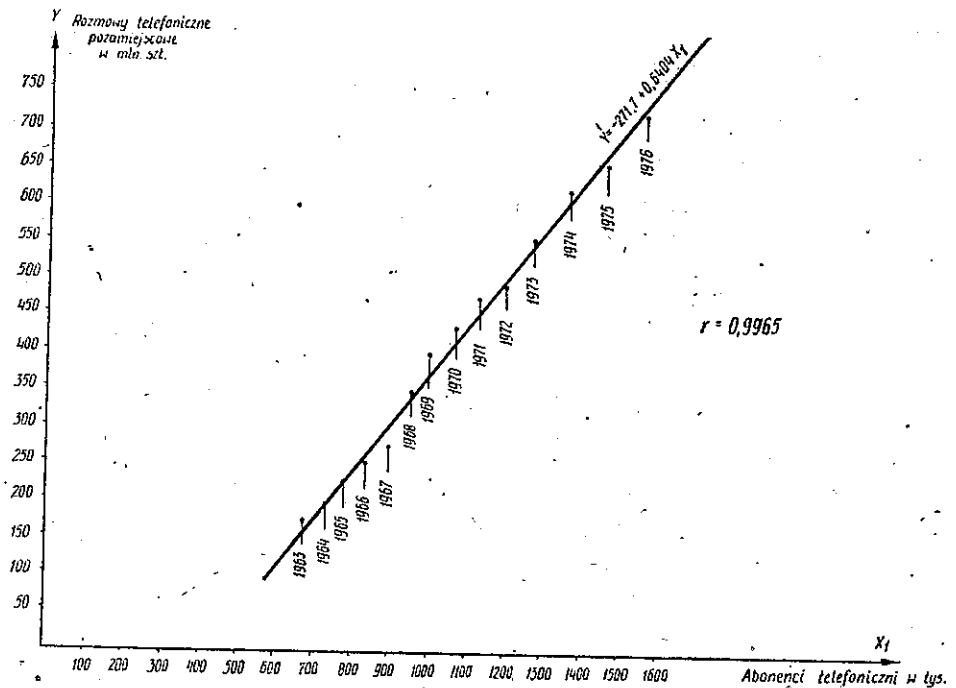
Źródło: Łączność – Przegląd Statystyczny, roczniki 1957÷1976

- łączące aparat główny z centralą miejscową,
- łączące zespół aparatów szeregowych z centralą,
- łączące każdy aparat w układzie zespołowym i towarzyskim,
- łączące łącznicę abonencką z centralą miejscową,
- łączące rozmównicę publiczną z centralą miejscową.

Drugą zmienną objaśniającą jest liczba aparatów telefonicznych. Obejmuje ona wszystkie aparaty działające w sieci publicznej. Są to zarówno aparaty wewnętrzne jak i końcowe, aparaty znajdujące się w kompletach sekretarsko-dyrektorskich, aparaty konferencyjne oraz wszelkie inne typy aparatów mające dostęp do publicznej sieci miejscowej. W ich skład wliczane są również aparaty wrzutowe.

Modele wzrostu pozamiejscowego ruchu telefonicznego oparto na zależności między wzrostem ruchu a rozwojem telefonii w kraju. Uznano, że wzrost liczby abonentów telefonicznych i wzrost liczby aparatów telefonicznych są pierwszymi przyczynami wzrostu ruchu telefonicznego.

W modelu regresji względem liczby abonentów telefonicznych wykorzystane zostały dane statystyczne za lata 1963-1976 dotyczące liczby rozmów telefonicznych pozamiejscowych oraz liczby abonentów telefonicznych. Sporządzony został wykres rozkładu punktów statystycznych na podstawie przyjętych danych (patrz rys. 1). Punkty na tym wykresie utworzyły wyraźną smugę świadczącą o liniowym charakterze badanego związku, dlatego przyjęto w modelu liniową postać funkcji regresji i



Rys. 1. Linia regresji i zbiór punktów rzeczywistych w modelu regresji względem liczby abonentów telefonicznych

i zrezygnowano z prób budowy modelu: o nieliniowej funkcji regresji. Otrzymana wysoka wartość współczynnika korelacji  $r = 0,9965$  świadczy o istnieniu silnej korelacji między liczbą abonentów telefonicznych a liczbą pozamiejscowych rozmów telefonicznych i nie budzi żadnych wątpliwości co do istotności tej korelacji. Parametr regresji stojący przy zmiennej objaśniającej jest parametrem istotnym. Poniżej przedstawiono równanie regresji dla modelu ruchu telefonicznego pozamiejscowego względem liczby abonentów telefonicznych, a mianowicie:

$$\hat{Y} = -271,7 + 0,6404X_1$$

(±1,771)    (±0,004225)

gdzie:

$\hat{Y}$  – roczna liczba rozmów telefonicznych pozamiejscowych w mln sztuk;

$X_1$  – liczba abonentów telefonicznych w tysiącach sztuk.

W ostatnich latach liczba abonentów prywatnych rośnie szybciej niż liczba abonentów służbowych, co powoduje wzrost udziału abonentów prywatnych w ogólnej liczbie abonentów telefonicznych. Abonenci prywatni generują z zasady mniejszy ruch pozamiejscowy od abonentów służbowych. Również proces automatyzacji połączeń telefonicznych ma niewątpliwy wpływ na kształt tego modelu.

W drugim modelu ruchu telefonicznego pozamiejscowego przyjęto za zmienną objaśniającą liczbę aparatów telefonicznych. Świadczy ona o względnej dostępności

środków telefonii w kraju. Uzasadnienie merytoryczne tego modelu jest w zasadzie analogiczne, jak przy modelu poprzednim, bowiem można również uznać wzrost liczby aparatów telefonicznych za podstawową przyczynę wzrostu ruchu telefonicznego. Ponadto liczba aparatów świadczy również o względnej dostępności, łatwości skorzystania z usług telefonii. W modelu regresji względem liczby aparatów telefonicznych wykorzystano dane statystyczne za lata 1960-1976, które zostały przedstawione w tablicy 3. Podobnie jak w poprzednim modelu i tu przyjęto liniową postać funkcji regresji, która wystarczająco dobrze wyraża współzależność między zmiennymi (patrz rys. 2). Wyznaczony dla tego modelu współczynnik korelacji ma wartość bardzo bliską jedności  $r = 0,9974$ . Ponieważ istnieją merytoryczne przesłanki dla wytłumaczenia tego związku, możemy więc stwierdzić, że wzrost ruchu telefonicznego pozamiejscowego jest uzależniony od wzrostu liczby aparatów telefonicznych. Otrzymano następujące równanie regresji opisujące tę zależność:

$$\hat{Y} = -213,0 + 0,3402 X_2$$

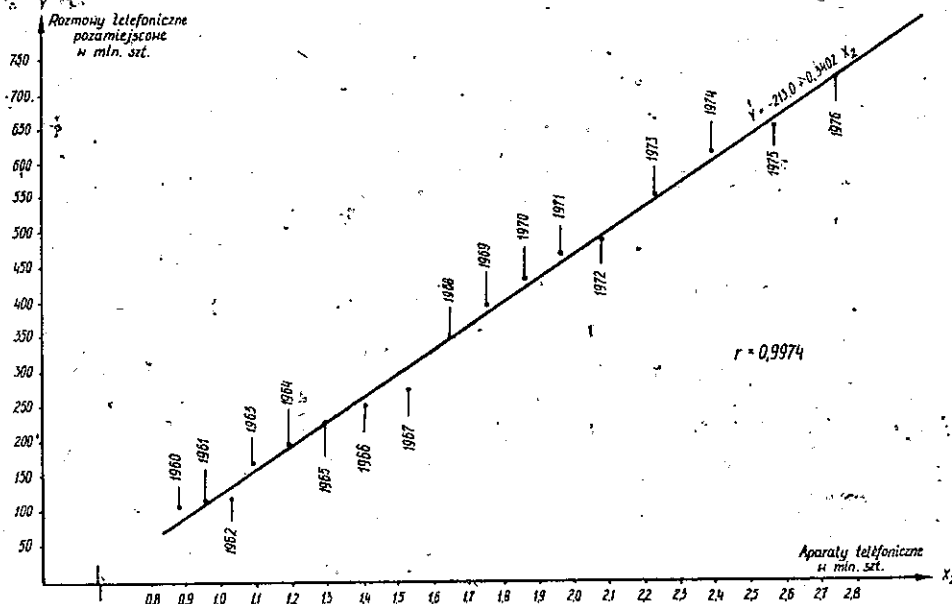
(±11,33) (±0,0064)

gdzie:

$\hat{Y}$  – roczna liczba rozmów telefonicznych pozamiejscowych w mln sztuk;  
 $X_2$  – liczba aparatów telefonicznych w tysiącach sztuk.

Model ma parametry istotne.

Możemy stwierdzić, że oba te modele i przyjęte w nich zmienne w dużym stopniu wyjaśniają zmienność wielkości pozamiejscowego ruchu telefonicznego. Chara-



Rys. 2. Graficzny obraz modelu regresji względem liczby aparatów telefonicznych

Tablica 4

## Weryfikacja modeli regresji pozamięscowego ruchu telefonicznego

Lp.	Postać modelu	Weryfikacja modelu ekonometrycznego									
		Dopuszczalność modelu	Wyrazistość modelu	Istotność parametrów modelu	Symetria składnika losowego	Losowość składnika losowego	Stacjonarność składnika losowego	Wartość oczekiwana skł. losowego	Autokorelacja składnika losowego	Normalność składnika losowego	
1	$\hat{Y} = -271,72 + 0,64X_1$	model jest dopuszczalny $\phi^2 = 0,007$	model jest wyrazisty $W = 0,041$	parametry modelu są istotne	rozkład reszt jest symetryczny	zachodzi losowość rozkładu reszt	składnik losowy ma charakter stacjonarny $r_{\text{et}} = 0,045$	wartość oczekiwana wana jest zerowa	brak autokorelacji składnika losowego	rozkład reszt jest normalny $k = 6$	
2	$\hat{Y} = -213,04 + 0,34X_2$	model jest dopuszczalny $\phi^2 = 0,005$	model jest wyrazisty $W = 0,038$	parametry modelu są istotne	rozkład reszt jest symetryczny	zachodzi losowość rozkładu reszt	składnik losowy ma charakter stacjonarny $r_{\text{et}} = -0,01$	wartość oczekiwana wana jest zerowa	brak autokorelacji składnika losowego	rozkład reszt jest normalny $k = 6$	

Przyjęte oznaczenia:

 $\hat{Y}$  — liczba rozmów telefonicznych pozamięscowych w mln szt.; $X_1$  — liczba abonentów telefonicznych w tys.; $X_2$  — liczba aparatów telefonicznych w tys. szt.

kteryzują się one wysokimi współczynnikami korelacji bliskimi jedności. Również pod względem istotności parametrów oba modele okazały się dobre. Model regresji ruchu telefonicznego pozamiejscowego względem liczby aparatów telefonicznych ma nieco niższy średni błąd estymacji.

Wyniki badań nad weryfikacją tych modeli umieszczono w tablicy 4.

Model ruchu telefonicznego pozamiejscowego względem liczby abonentów telefonicznych oraz drugi model prosty, w którym ruch telefoniczny pozamiejscowy przedstawiono jako funkcję liczby aparatów telefonicznych, przeszły pozytywnie wszystkie dziewięć stopni procedury weryfikacji. Oznacza to, że modele te dobrze opisują dotychczasowy rozwój ruchu telefonicznego pozamiejscowego. Prawidłowo zostały dobrane zmienne objaśniające, na których oparto modele regresji. Również zastosowana, do estymacji parametrów regresji metoda najmniejszych kwadratów dała pozytywne rezultaty.

Oba modele są poprawne i mają wszelkie predyspozycje do tego, aby służyć za podstawę do budowy prognozy pozamiejscowego ruchu telefonicznego.

## 5. PRÓBA WYKORZYSTANIA MODELI DO PROGNOZOWANIA

Po wszechstronnej weryfikacji modeli, która zakończyła się pomyślnie, zdecydowano się podjąć próbę sformułowania prognozy ruchu telefonicznego pozamiejscowego na podstawie obu zaprezentowanych tu modeli. Niezbędne w tym celu prognozowane wielkości liczby abonentów telefonicznych i liczby aparatów telefonicznych zaczerpnięto z dokumentu (8) z załącznika 3.5.

Tablica 5 przedstawia dane, które wykorzystano w prognozie ruchu telefonicznego pozamiejscowego. Wyniki prognozy pozamiejscowego ruchu telefonicznego na podstawie modelu regresji względem liczby abonentów telefonicznych oraz na podstawie modelu regresji względem liczby aparatów telefonicznych przedstawiono w tablicy 6.

Wielkości pozamiejscowego ruchu telefonicznego, jakie otrzymano dla lat 1980, 1985 i 1990 na podstawie modelu regresji wiążącego ruch telefoniczny z liczbą abonentów i na podstawie modelu wiążącego ten ruch z liczbą aparatów telefonicznych niewiele różnią się od siebie.

Model regresji względem liczby abonentów telefonicznych daje nieco wyższe wielkości prognozowanego ruchu. Obliczone błędy prognozy są dla obu modeli

Tablica 5

Prognozowanie wielkości zmiennych objaśniających

Rok	Abonenci telefoniczni w tys.	Aparaty telefoniczne w tys. szt.
1980	2849	4844
1985	4477	7610
1990	6430	10934

Tablica 6

**Prognoza pozamiejscowego ruchu telefonicznego otrzymana  
na podstawie wybranych modeli**

Równanie regresji modelu	Wyniki prognozowania na podstawie modelu					
	1980 rok		1985 rok		1990 rok	
	Prognoza	Błąd progn. w %	Prognoza	Błąd progn. w %	Prognoza	Błąd progn. w %
$\hat{Y} = -271,7 + 0,64X_1$	1551,6 ± 31,9	2,1	2593,6 ± 55,3	2,1	3843,5 ± 84,7	2,2
$\hat{Y} = -213,0 + 0,34X_2$	1433,9 ± 25,2	1,8	2374,4 ± 40,6	1,7	3504,5 ± 60,7	1,7

Przyjęto oznaczenia:

- $\hat{Y}$  — liczba rozmów telefonicznych pozamiejscowych w mln sztuk;
- $X_1$  — liczba abonentów telefonicznych w tys.;
- $X_2$  — liczba aparatów telefonicznych w tys. szt.

względnie nieduże. Model regresji ruchu telefonicznego pozamiejscowego względem liczby aparatów telefonicznych cechuje nieco niższy błąd prognozy. Po głębszej analizie obu modeli, ich wszechstronnej weryfikacji oraz próbie wykorzystania modeli do prognozowania okazało się, że oba modele są pod względem formalnym poprawne i cechują je nieduże błędy prognozy. Z tych też względów oba zaprezentowane tu modele regresji pozamiejscowego ruchu telefonicznego można uznać za równie dobre dla potrzeb prognozowania.

## 6. WNIOSKI

Przedstawione dwa modele regresji prostej, w których ruch telefoniczny uzależniono od liczby abonentów telefonicznych i od liczby aparatów telefonicznych okazały się najlepszymi z grupy dziewiętnastu modeli wzrostu pozamiejscowego ruchu telefonicznego.

Trzeba jednak zaznaczyć, że modele te nie są pozbawione pewnych niedokładności. Jest to związane z rzetelnością wykorzystywanych danych statystycznych w omawianych badaniach. Dotyczy to szczególnie danych obrazujących wielkość pozamiejscowego ruchu telefonicznego. Zdajemy sobie sprawę, że są one obciążone pewnym błędem, lecz resort łączności nie dysponuje obecnie dokładniejszymi danymi.

Wielkość ruchu telefonicznego pozamiejscowego odbywającego się w systemach połączeń ręcznym i półautomatycznym jest ustalana dość dokładnie i dane te można uznać za wystarczająco rzetelne. Niedokładność danych dotyczy ruchu realizowanego w systemie automatycznym. Wielkość tego ruchu jest ustalana jedynie szacunkowo, na podstawie odczytów z odpowiednich tablic obliczeniowych lub szacowana na podstawie odczytów z urządzeń rejestrujących, które podają tylko liczbę



jednostek licznikowych będących podstawą do obliczania opłat. Zainstalowanie w przyszłości odpowiednich urządzeń rejestrujących, zdolnych rozróżniać rozmowy miejscowe od automatycznych rozmów międzymiastowych, pozwoli na poprawienie rzetelności danych statystycznych.

#### WYKAZ LITERATURY

1. *Ayres R.U.*: Prognozowanie rozwoju techniki i planowanie długookresowe. PWE, Warszawa 1973.
2. *Bartosiewicz S.*: Ekonometria. Technologia ekonometrycznego przetwarzania informacji. PWE, Warszawa 1976.
3. *Cuddy J.D.A.*: Quantitative methods in economics. Rotterdam University Press, 1974.
4. *Goldberger A.S.*: Teoria ekonometrii. PWE, Warszawa 1975.
5. *Pawłowski Z.*: Modele ekonometryczne równań opisowych. PWN, Warszawa 1971.
6. *Pawłowski Z.*: Prognozy ekonometryczne. PWN Warszawa 1973.
7. Prognoza ilościowa rozwoju poczty i telekomunikacji w ramach działalności podstawowej PPTiT do 2000 roku. Oprac. COPiOZ, Warszawa 1977.
8. Projekt polskiej normy PN/T-01003.
9. *Szymerska Urszula.*: Poszukiwanie modelu wzrostu telefonicznego ruchu pozamiejscowego. COPiOZ, Warszawa 1978.

*Уршуля Шимерска*

#### ЭКОНОМЕТРИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ РОСТА ВНЕМЕСТНОГО ТЕЛЕФОННОГО ТРАФИКА В ПОЛЬШЕ

##### Резюме

В статье представлены усилия, сделанные для подбора модели роста внеместного телефонного трафика в Польше.

Исследования моделей трафика основаны на статистическом материале. Для этой цели использовано методы, применяемые в математической статистике и в эконометрии. По случаю моделирования роста трафика широко применено здесь теорию корреляции и регрессии. В статье рассмотрены две модели простой регрессии внеместного телефонного трафика. В первой модели сочетается внеместный трафик с числом телефонных абонентов. Во второй модели, в виде добавочной пояснительной переменной телефонного внеместного трафика, является число телефонных аппаратов.

Модели подвергаются тщательному всестороннему рассмотрению. В статье представлено тоже результаты испытания используемых моделей для прогнозирования будущего внеместного телефонного трафика.

*Urszula Szymerska*

#### ECONOMETRICAL MODELS OF GROWTH OF NON-LOCAL TELEPHONE TRAFFIC IN POLAND

##### Summary

In the paper the end results of investigations on selecting the right growth model of the non-local telephone traffic in Poland have been presented. The traffic modeling tests have been

based on statistical materials and the methods of mathematical statistics and of econometry have been utilized.

In the researches for determining the model of traffic growth, the theories of correlation and of regression have been broadly applied. The paper presents two models of simple regression of the non-local telephone traffic.

In the first model the non-local traffic is related to the number of telephone subscribers. In the second model, the explaining variable is the number of telephone sets.

In both cases the models have been thoroughly discussed. The results of tests of utilizing both models for forecasting the non-local telephone traffic have also been presented in the paper.

*Urszula Szymerska*

### MODELES ÉCONOMÉTRIQUES DE L'ACCROISSEMENT DU TRAFIC TÉLÉPHONIQUE TRANSLOCAL EN POLOGNE

#### Résumé

On présente les résultats finals des études concernant le choix du modèle d'accroissement du trafic téléphonique translocal en Pologne. Les travaux de recherches du modèle convenable du trafic ont été basés sur des matériaux statistiques.

Les méthodes de statistique mathématique et d'économétrie ont été utilisées. A l'occasion du modelage de l'accroissement du trafic on a appliqué amplement la théorie de corrélation et celle de regression.

L'article présente deux modèles de la régression simple du trafic téléphonique. Dans le premier modèle on prend en consideration le trafic translocal et le nombre d'abonnés téléphoniques. Dans le second modèle du trafic translocal on utilise une variable additionnelle précisant le nombre d'appareils téléphoniques. Les deux modèles ont été soumis à un examen méticuleux à tous les points de vue. Dans l'article on présente aussi les résultats d'utilisation de ces modèles afin d'élaborer la prognose du futur trafic translocal.

*Urszula Szymerska*

### EKONOMETRISCHE MODELLE DER ZUNAHME DES AUSSERÖRTLICHEN FERNSPRECHVERKEHRS FÜR POLEN

#### Zusammenfassung

In dem Artikel wurden die Schlußresultate der Arbeiten an dem Problem der Auswahl des Zunahmemodells des außerörtlichen Fernsprechverkehrs in Polen dargestellt.

Die Prüfungen des Verkehrsmodells wurden auf dem statistischen Material gestützt.

Es wurden dabei die Methoden der mathematischen Statistik und der Econometrie ausgenutzt.

In den Arbeiten an der Modellierung der Verkehrszunahme wurde auch die Korrelations- und Regressionstheorie angewendet. In dem Artikel wurden zwei Modelle der direkten Regression des außerörtlichen Fernsprechverkehrs dargestellt.

Das erste Modell bindet den außerörtlichen Fernsprechverkehr mit der Zahl der Fernsprechabonnenten. In dem zweiten Modell ist die Zahl der Telefonapparate die erläuternde Variable. Die Modelle wurden allseitig verifiziert.

In dem Artikel wurden auch die Resultate des Versuchs der Ausnutzung der Modelle für Prognosierung des außerörtlichen Fernsprechverkehrs dargestellt.

## AUTORZY



Doc. dr inż. *Arnold Kawecki*, urodzony w 1927 r., ukończył studia w 1951 r. na Wydziale Elektrycznym Politechniki Gdańskiej, specjalność: radiotechnika. Do 1964 r. pracował w Przemysłowym Instytucie Telekomunikacji w dziedzinie radiolokacji (projektowanie i konstrukcja urządzeń radiolokacyjnych), a następnie w Instytucie Meteorologii i Gospodarki Wodnej – w zakresie wykorzystania radiolokacji do badań zjawisk atmosferycznych, a w szczególności do pomiaru opadów na wielkich terytoriach i do ostrzegania służb lotniczych przed niebezpiecznymi zjawiskami. Ostatnio opracował projekt systemu radarowego dla gospodarki wodnej i lotnictwa. W Instytucie Łączności pracuje od 1978 r. zajmując się problematyką rozproszenia i pochłaniania fal zakresu centymetrowego w opadach. Stopień doktora nauk technicznych uzyskał w 1968 r. na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej. Jest autorem blisko 30 publikacji, kilkunastu projektów urządzeń oraz konstruktorem urządzeń radarowych.



Mgr *Alicja Dera*, urodzona w 1948 r., ukończyła Wydział Fizyki Uniwersytetu Warszawskiego w 1973 r. Pracowała w Instytucie Geofizyki PAN, gdzie zajmowała się badaniem zawartości pracy wodnej w atmosferze. Następnie jako pracownik Centralnego Laboratorium Ochrony Radiologicznej prowadziła badania nad rozprzestrzenieniem się skażeń w atmosferze. Od 1977 r. w Instytucie Łączności zajmuje się problematyką propagacji fal metrowych i decymetrowych, między innymi metodyką projektowania sieci stacji TV i algorytmizacją tej metodyki.



Doc. dr inż. *Marian Ligmanowski*, urodzony w 1935 r., ukończył studia w 1959 r. na Wydziale Łączności Politechniki Gdańskiej, specjalność: telekomutacja. Stopień doktora nauk technicznych uzyskał w r. 1968 na podstawie pracy z zakresu teorii automatów cyfrowych. Był pracownikiem naukowo-dydaktycznym Politechniki Gdańskiej, a od 1966 r. pracuje w Instytucie Łączności w Gdańsku. W roku 1971 został powołany na stanowisko samodzielnego pracownika naukowo-badawczego, a w 1973 r. – na stanowisko docenta. Jest autorem ponad 40 artykułów opublikowanych w wydawnictwach naukowych i technicznych i wielu opracowań wewnętrznych oraz ponad 20 patentów.



Mgr *Urszula Szymerska* studiowała w latach 1972-1977 na Uniwersytecie Warszawskim w Instytucie Nauk Ekonomicznych. Ukończyła studia ekonomiczne o specjalności ekonometria. Od sierpnia 1977 r. jest pracownikiem Centralnego Ośrodka Planowania i Organizacji Zarządzania PPTF. Pracuje w Zakładzie Planowania Perspektywicznego Łączności. Obecnie prowadzi badania w zakresie metodologii prognozowania.

Dr inż. *Lucjan Gęborys* – notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności Nr 83, 1978 r.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI, WARSZAWA 1980

---

Wydanie 1. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 5. Ark. druk. 4,75 (6,32 A1.) Oddano do składu w czerwcu 1980. Podpisano do druku i druk ukończono w listopadzie 1980. Papier druk. sat. V kl. 70 g 70×100 cm. Zam. P/82/80. K/8784.

---

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — Zlec. nr 1139/80

