

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr _____

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

NR 96

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. Elżbieta Andrukiewicz, Jan Mieszczanek, Mirosław Żurawski – Transmisja danych w systemie PCM pierwszego rzędu (tekst w języku angielskim)	3
2. Zbigniew Jasica – Przetwornik analogowo-cyfrowy linearnej modulacji impulsowo-kodowej sygnału wizyjnego	17
3. Andrzej Karwowski, Paweł Scharoch – Podstawy numerycznych technik rozwiązywania zagadnień dyfrakcji fal elektromagnetycznych na cienkich przewodach.	29
4. Ryszard Floryński – Zakłócenia elektromagnetyczne w zakresie częstotliwości 0,5–50 kHz	53
5. Arnold Kawecki – Statystyczne charakterystyki gradientu wskaźnika refrakcji przygruntowej warstwy atmosfery na podstawie sondowań w Płocku	67
6. Arnold Kawecki – Optymalna długość przęsla cyfrowej linii radiowej w zakresie częstotliwości powyżej 10 GHz	93
7. Arnold Kawecki, Dinh vãn Thõng – Niektóre charakterystyki propagacyjne linii radiowych, pracujących w pasmie 6 GHz o różnej długości skoku.	111

СОДЕРЖАНИЕ

1. Элжбета Андрукевич, Ян Мещанэк, Мирослав Журавски – Передача данных в системе ИКМ первого порядка	3
2. Збигнев Ясица – Аналого – цифровой преобразователь линейной импульсно-кодовой модуляции видео-сигнала	17
3. Анджей Карвовски, Павел Шарох – Основы численных техник решения дифракции электромагнитных волн на тонких проводах	29
4. Рышард Флёрыйски – Радиопомехи в диапазоне частот 0,5-50 КГц	53
5. Арнольд Кавецки – Статистические характеристики градента преломления приземного слоя атмосферы на основании зондирований в районе города Плоцк	67
6. Арнольд Кавецки – Оптимальная длина отрезка цифровой РРЛ в диапазонах частот выше 10 ГГц	93
7. Арнольд Кавецки, Динх Ван Тхонг – Некоторые характеристики распространения радиоволн в горизонтальных 6 ГГц радиоперелиниях различной длины	111

CONTENS

1. Elżbieta Andrukiewicz, Jan Mieszczanek, Mirosław Żurawski – Data transmission in the PCM primary system	3
2. Zbigniew Jasica – Analogue-to-digital converter of video signal linear pulse-mode modulation	17
3. Andrzej Karwowski, Paweł Scharoch – Fundamentals of numerical techniques of solving the problems of electromagnetic waves diffraction on thin conductors	29
4. Ryszard Floryński – Electromagnetic interference in the frequency range of 0,5–50 kHz	53
5. Arnold Kawecki – Statistical characteristics of refractive index gradient in near ground atmospheric layer derived from soundings near Plock	67
6. Arnold Kawecki – Optimum hop length of the digital radio link in the frequency range above 10 GHz.	93
7. Arnold Kawecki, Dinh vãn Thõng – Propagation characteristics of terrestrial 6 GHz line-of-sight radio-relay links with different pathlengths	111

SOMMAIRE

1. Elżbieta Andrukiewicz, Jan Mieszczanek, Mirosław Żurawski – Transmission de données dans le système MIC du première ordre	3
2. Zbigniew Jasica – Convertisseur analogique digital d'une modulation lineaire par impulsion et codage du signal de vision	17
3. Andrzej Karwowski, Paweł Scharoch – Principes de base des techniques de solutions des problemes de diffraction des ondes electromagnetiques sur des conducteurs fins.	29
4. Ryszard Floryński – Perturbations electromagnetiques dans la bande 0,5–50 kHz.	53
5. Arnold Kawecki – Caractéristiques statiques d'un gradient du taux de réfraction de la couche superficielle de l'atmosphère d'après le sondage fait à Plock	67

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

NR 96

WARSZAWA 1989
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny
Redaktor Naczelny – dr inż. *Krystyn Plewko*
Z-ca Redaktora Naczelnego – doc. dr inż. *Stanisław Sońta*

Redaktorzy działów:
doc. dr inż. *Alina Karwowska-Lamparska*,
mgr inż. *Mirosław Żurawski*

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

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1989

ISSN 0020-451X

Wydawnictwo nieperiodyczne

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności
Redaktor IŁ – mgr *Krystyna Juszkiewicz*
Redaktor WKŁ – mgr inż. *Zofia Wodzyńska*

Elżbieta Andrukiewicz

Jan Mieszczanek

Mirosław Żurawski

621.394.9:621.395.452:621.376.56

DATA TRANSMISSION IN THE PCM PRIMARY SYSTEM

Manuscript received 1988.05.02

The principles and additional equipment of the new PCM digital system ACK-30 for transmitting data instead of speech signal transmission have been presented. The system includes interfacing boards, which make possible to connect a data terminal equipment to the group part of the PCM equipment.

The following subjects:

- the interface board for synchronous data stream with bit rate 64 kbits/s;
 - the frame organization in the case of transmitting of asynchronous data stream with bit rate 64 kbits/s;
 - the interface board for asynchronous digital channel
- have been described.

1. INTRODUCTION

A new version of the PCM system for transmission of 30 speech channels has been developed jointly by the Institute of Telecommunications and WZT „Telkom-Teletra”. In the ACK-30 System, by means of the PCM codec chip, the telephone signal is converted into the PCM 64 kbit/s stream, then multiplexed in the group part and transmitted. Fig 1a shows the transmission path of the speech signal in the AKU-30 system.

However, it is possible to use the same group equipment for data transmission. In order to perform that task, the interface equipment connecting DTE to the ACK-30 system should replace the speech channel equipment. Thus the digital channel with the bit rate 64 kbits/s can be formed (Fig 1b). After replacing all speech channel equipment, it is possible to use the PCM primary system only for data transmission.

2. THE INTERFACE BETWEEN DTE AND ACK-30 SYSTEM

The interface implemented in ACK-30 system forms the digital channel for data transmission.

A variety of line codes (see CCITT Rec. G. 703) suggested to use have several disadvantages. The most important one is using different codes in different kinds

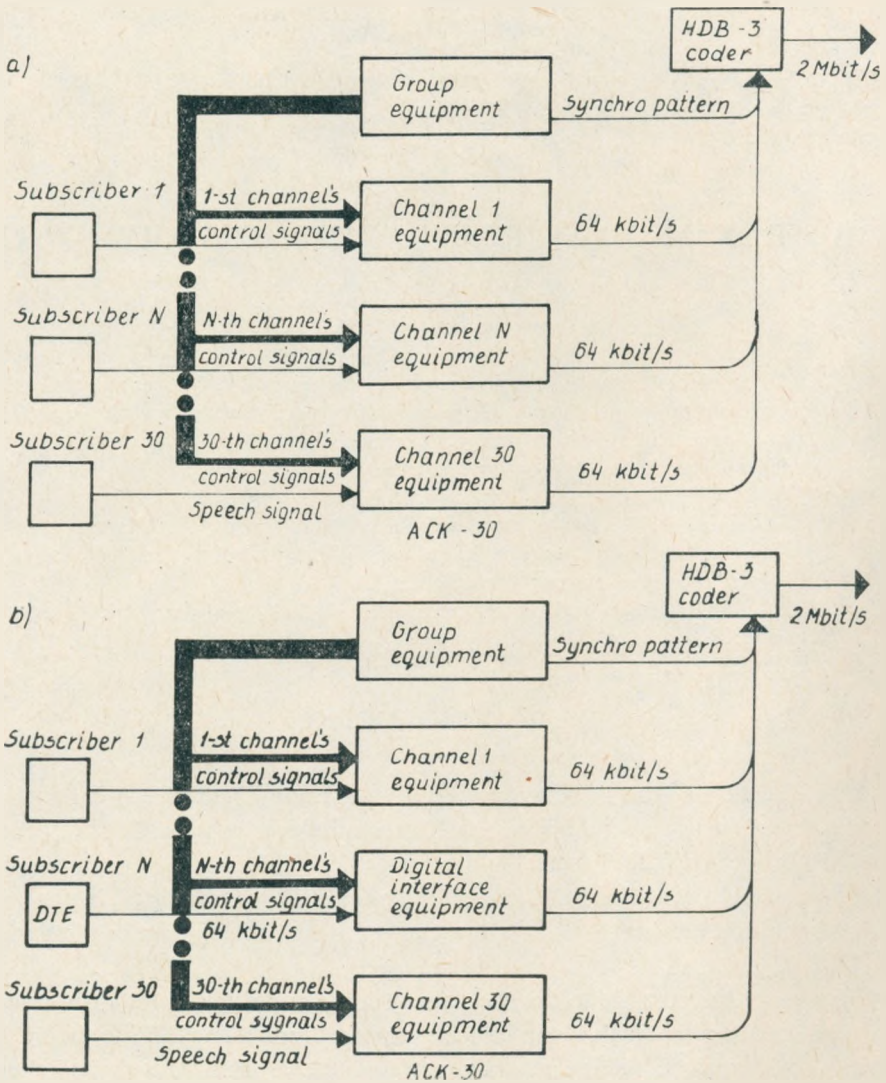


Fig. 1. The PCM Primary System ACK-30 for Transmission of
 a) speech channels; b) speech channels and digital channels

of interfaces (codirectional, contradirectional and with central clock). However, it is possible to implement the same code for all kinds of interfaces. Thus the same interface equipment can be used for various types of digital joints.

The USSR Telecommunication Administration has submitted to CCITT a contribution [1] proposing the relative bipulse signal (RBS) for setting-up three types of interfaces.

3. DESCRIPTION OF THE RBS

The presence of two pulses of opposite polarities in each time interval T when transmitting digits of the NRZ*) signal is a main feature of a bipulse signal. In the RBS, however, there is a transition between signal levels at the start of the unit time interval when transmitting binary zero, and there is no transition at the beginning of twodigit sequence of pulses when transmitting binary one. The transition between signal levels at the midpoint of each unit time interval may be regarded as a symptom of a timing signal. A special signal for data applications, marking the beginning of a sequence of eight digits (named the octet signal) should be generated and detected in the interface. Octet signal occurs as a violation of bipulsing within each eighth unit time interval.

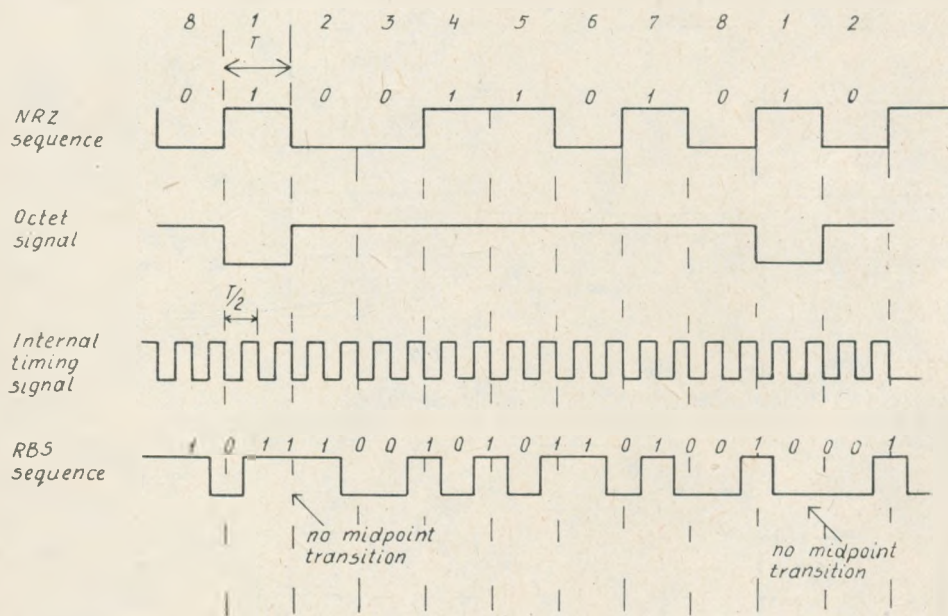


Fig. 2. An example of the RBS generation

Concluding, by means of the RBS, three in-phase signals can be transmitted together: a digital signal, a timing signal and an octet signal. In this case, $T/2$ is the minimum pulse duration.

Fig. 2 gives an example of the RBS generation.

*) NRZ — ang. Non Return to Zero

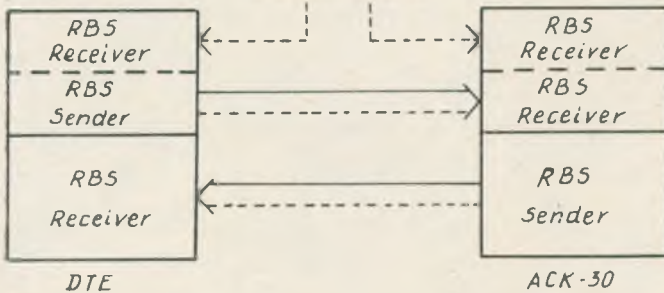
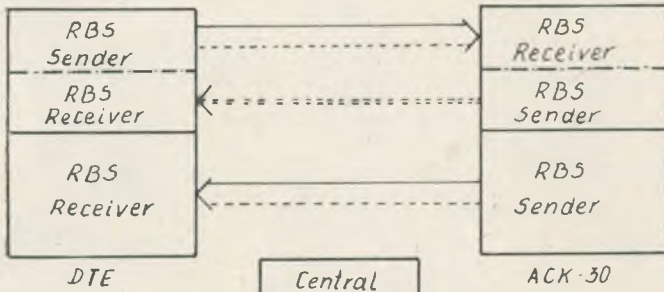
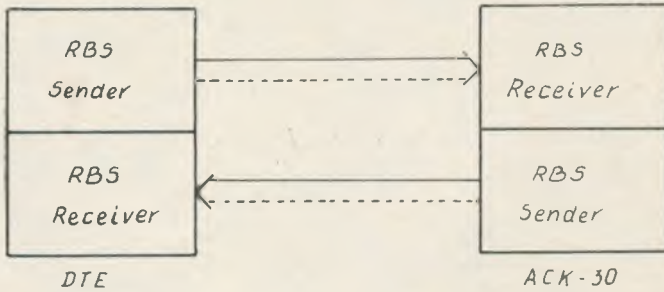
4. A MULTI-PURPOSE INTERFACE BASED ON THE RBS

Taking into account of the USSR contribution, interface equipments for synchronous and asynchronous data transmission have been designed in Institute of Telecommunications.

The first one makes possible to implement three types of interfaces (Fig. 3), the second one (because of its complexity) forms only codirectional joint.

Advantages of the interface based on the RBS can be summarized as follows:

a) the same equipment can be used for all applications,



Timing signal + octet signal

Digital signal

Fig. 3. Digital interfaces
a) codirectional; b) contradirectional; c) with central clock

- b) it is easier to form the RBS than Rec. G. 703 codes because:
- the RBS equipment does not require a circuit providing the timing signal of the $T/4$ unit time interval duration (for codirectional joint),
 - it does not require a circuit forming the non-zero threshold (necessary for tree-level signals),
 - the same circuit is used to form a timing and data signal,
- c) our equipment has smaller size than Rec. G. 703 interfaces,
- d) the RBS equipment is fully implemented in CMOS technique, so it is possible to build the integrated RBS codec,
- e) line characteristics of interfaces based on the RBS are improved [2].

5. A SYNCHRONOUS DIGITAL CHANNEL

The data stream with the bit rate 64 kbit/s can be transmitted in the ACK-30 system using a time-slot of the chosen speech channel.

According to Technical and Performance Requirements [3] one board replacing the speech channel equipment consists of two digital interfaces forming codirectional, contradirectional and with central clock joints, all of them for each channel

Fig. 4 shows a block diagram of the synchronous channel.

5.1. Line characteristics of the digital channel with the bit rate 64 kbits/s

bit rate	64000 ($1 \pm 50 \cdot 10^{-6}$) bits/s
line code	RBS
output pulse shape	square wave
output pulse amplitude	$3.0 V_{p-p} \pm 5\%$
nominal line impedance	120 Ω balanced

5.2. The interface board – sending part

The incoming RBS stream is decoded into the NRZ signal. The binary data sequence enters the SIPO*¹⁾ register. Using recovered octet signal, eight bits of data are transferred from the SIPO register to the three-state output PIPO register.

Outputs of this register are connected to the 8-bit PISO register as well as outputs of similar register which contains second channel data.

In that moment phases of the octet signal and the timeslot are compared (in-

*¹⁾ S-Serial; I-Input; P-parallel; O-Output

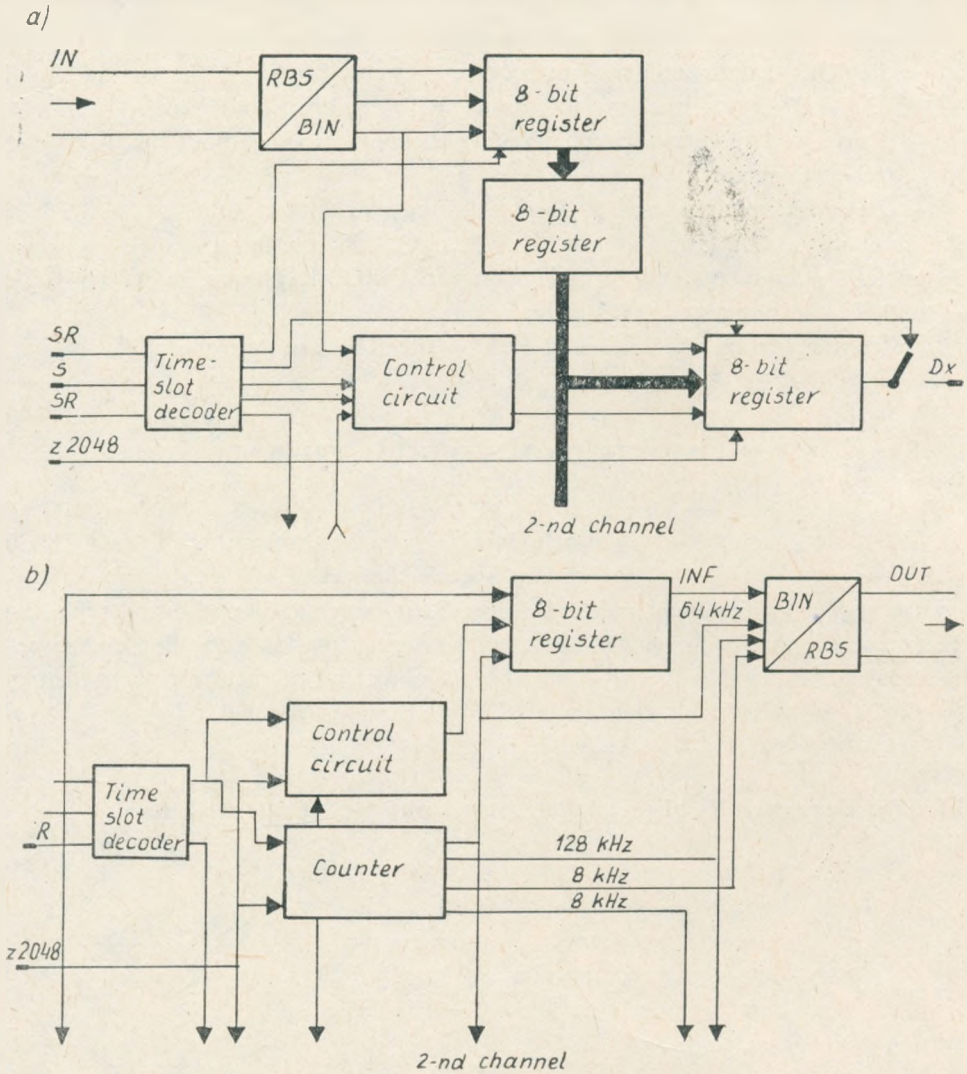


Fig. 4. A synchronous digital channel
a) sending part; b) receiving part

dependently for each channel). When phases differ one from the other, data is written to the output PISO register. Otherwise the writing circuit waits a half of a frame (62.5µs) and then writes data to the output register.

Thanks to the waiting state, the whole octet (eight bits of data) is transmitted in one time-slot.

The PISO register three-state buffer is connected directly to the system data bus.

5.3. The interface board – receiving part

When the proper time-slot occurs, information is read from the system data bus into the 8-bit SISO register. Then the contents of the register enters the NRZ → → RBS transcoder which forms the 64 kbits/s RBS stream. PCM system receiving part clock signals control the whole operation.

6. An asynchronous digital channel

The interface designed in Institute of Telecommunications makes possible to form an asynchronous digital channel. One board consists of two interfaces and replaces the speech channel board with 14 th and 29 th channel's codecs. Bit B6 in the slot S0 of odd frames is used for transmission of stuffing information. The codirectional joint is based on the RBS.

6.1. The stuffing method

It is known, that in the case of asynchronous transmission the frequency of the input signals can differ from the frequency of superior systems.

In order not to loose any information, the two-command positive-negative stuffing method has been introduced.

This method requires the auxiliary channel transmitting stuffing information. The channel based on bit B6 of one odd frame time-slot S0 is suitable for this purpose.

6.1.1. Multiframe organization

Table 1 shows multiframe organization for transmission of stuffing information.

6.1.2. A synchronization pattern

Bit sequence 1010 is used to synchronize the multiframe.

6.1.3. Stuffing commands

In the case of normal transmission, bit sequences 000 and 111 are put alternately in the command place.

When stuffing operation is necessary, double command is transmitted in two successive multiframe. Stuffing operation is performed in second multiframe after one with repeated command.

Table 1

The Multiframe organization

Group	No. of PCM system frame	Normal transmission	“+”	“−”	Stuffing “−”
G0	F1	1st bit of multiframe synchro pattern			
	F3	2nd “	“	“	“
	F5	3rd “	“	“	“
	F7	4th “	“	“	“
G1 (channel K1)	F9	C1	×		1st bit D ₋
	F11	C2	×		2nd bit D ₋
	F13	C3	×		3rd bit D ₋
	F15	Stuffing Sign	×		4th bit D ₋
G2	F17	Octet (K1)	×		×
	F19	Phase (K1)	×		×
	F21	Octet (K2)	×		×
	F23	Phase (K2)	×		×
G3 (channel K2)	F25	C1	×		1st bit D ₋
	F27	C2	×		2nd bit D ₋
	F29	C3	×		3rd bit D ₋
	F31	Stuffing Sign	×		4th bit D ₋

C1-C3 – bits of stuffing commands
D₋ -- information bit when “−” stuffing occurs
× – don't care

Taking into account of stuffing sign (Table 1), the receiver decides whether negative or positive stuffing has to be done.

6.1.4. Transmission of octet information

There is a need to send information of the octet phase in relation to the channel time-slot (F17(K1) and F21(K2)). When the octet phase is in accordance with the time-slot, bit B6 from 17th PCM system frame (or 21st) is set. When difference between the octet phase and time-slot amounts to 4 bits, binary zero is transmitted.

6.1.5. Jitter reduction

For our stuffing method jitter amounts to 400 per cent. In order to reduce that problem, it is useful to keep track of the clock phase exact to one sixteenth of time unit interval. This method decreases jitter value to 6 per cent.

Multiframe bits F19(K1) and F23(K2) contain information of intermediate changes of the input signal phase. When the phase is constant, binary units and

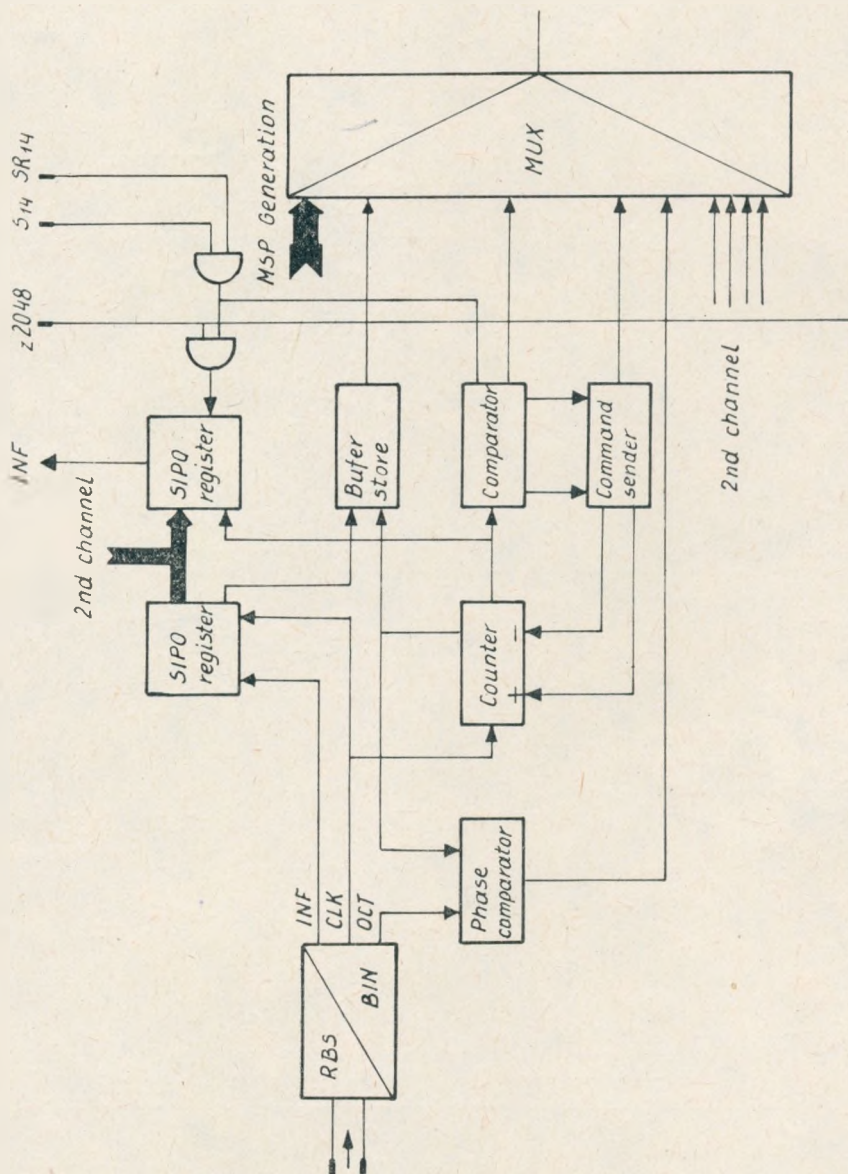


Fig. 5. An asynchronous digital channel — sending part

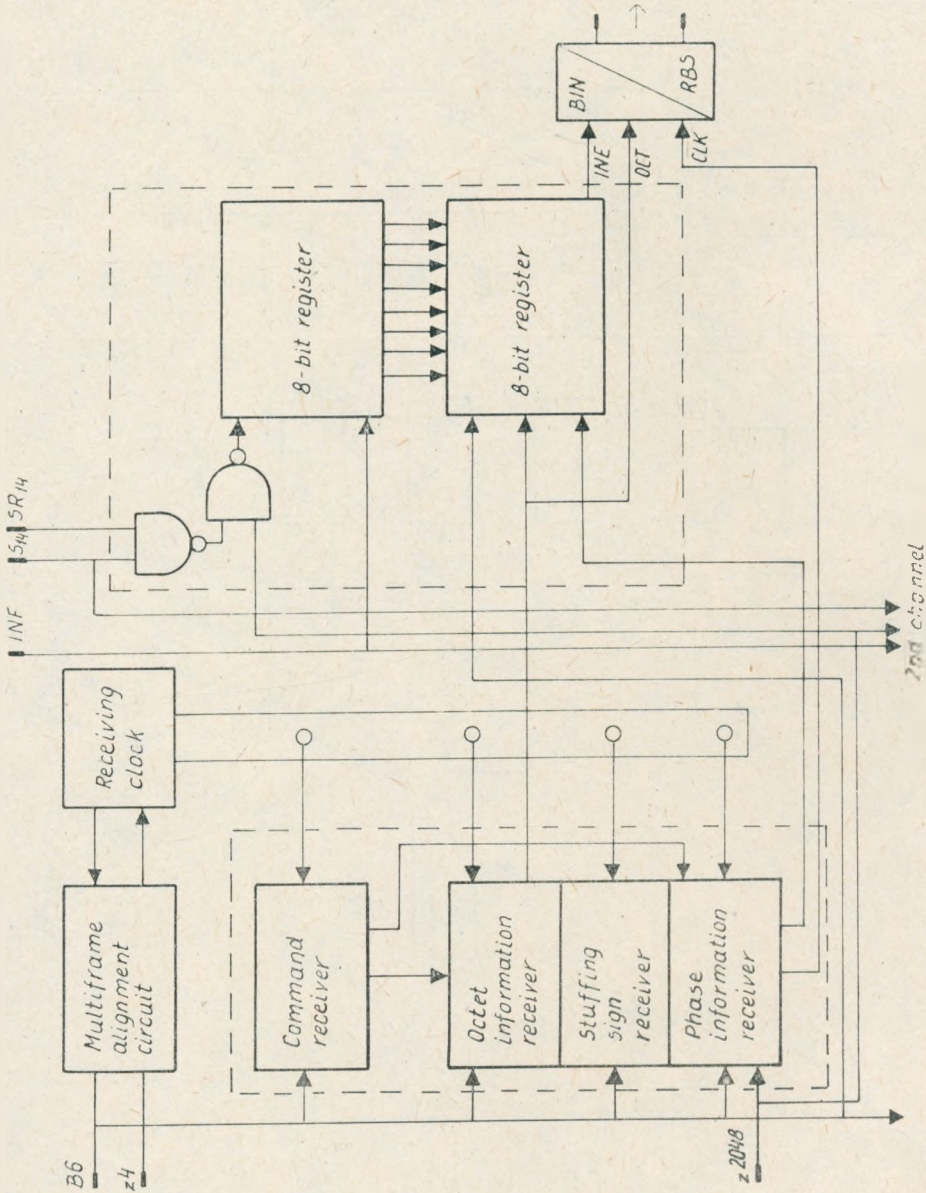


Fig. 6. An asynchronous digital channel — receiving part

zeroes alternate in successive multiframe. If the phase changes by one sixteenth of the time unit interval, two bits of the same value are transmitted: 11 or 00 for phase changes towards positive or negative stuffing, respectively.

6.1.6. Command error correction

3-bit commands form an error correction code which prevents from one-bit errors.

Additionally, it is possible to correct the whole command. When there is no stuffing operation (the most often situation), commands alternate in successive multiframe. In the case of incorrectly received command there are three successive ones of the same type. The command receiver can simply reverse the middle one. When stuffing occurs, the reversing circuit is turned off in order not to change active commands.

6.2. The interface board

As mentioned above, two channels form the asynchronous channel: the synchronous one with the bit rate 64 kbits/s and the auxiliary one with the bit rate 4 kbits/s for transmission of stuffing information.

The synchronous digital channel is described in Section 5.

Section 6.1 contains general outline of the auxiliary channel.

Fig. 5 and Fig. 6 show block diagrams of sending and receiving equipment, respectively.

7. CONCLUSIONS

By means of digital interfaces it is possible to use the PCM primary system directly for data transmission. Thus the AKC-30 system is a good solution for user access to ISDN. Digital interfaces have been designed in Institute of Telecommunications and are being manufactured in WZT „Telkom-Teletra”.

REFERENCES

1. The USSR Telecommunication Administration: Usage of the Relative Bipulse Signal at ISDN digital interfaces, Study Group XVIII – Contribution No. LI.
2. *Porokhov O. N.*: Digital joint on the base of the relative bipulse signal, *Elektrosvjaz*, 1981, No 12.
3. Technical & Performance Requirements and Preliminary Data of the Synchronous Channel and the Asynchronous Channel, Institute of Telecommunications, Warsaw, Dec. 1984.

*Elżbieta Andrukiewicz
Jan Mieszczanek
Miroslaw Żurawski*

TRANSMISJA DANYCH W SYSTEMIE PCM PIERWSZEGO RZĘDU

Streszczenie

Opisano zasady oraz dodatkowe wyposażenie nowego systemu PCM ACK-30 umożliwiającego przesyłanie danych zamiast sygnału mowy. System zawiera płyty interfejsów niezbędne do dołączenia stacji transmisji danych do części zwielokrotniającej systemu PCM. Artykuł zawiera opis:

- płyty interfejsu dla synchronicznego kanału cyfrowego o przepływności binarnej 64 kbit/s,
- sposobu organizacji wieloramki w przypadku transmisji w asynchronicznym kanale cyfrowym o przepływności 64 kbit/s,
- płyty interfejsu dla asynchronicznego kanału cyfrowego.

*Элжбета Андрукевич
Ян Мещанек
Мирослав Журавски*

ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ В СИСТЕМЕ ИКМ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

Резюме

Описаны принципы и дополнительное оборудование новой системы ИКМ АЦК-30 для передачи данных в место сигнала речи. Эта система содержит платы интерфейсов, которые делают возможным соединение между дискретном оконечном оборудовании и объединенной частью системы ИКМ. Описаны следующие темы:

- плата интерфейса для синхронной передачи данных со скоростью 64 кбит/с.
- организация сверхцикла для асинхронной передачи данных со скоростью 64 кбит/с.
- плата интерфейса для асинхронного дискретного канала.

*Elżbieta Andrukiewicz
Jan Mieszczanek
Miroslaw Żurawski*

TRANSMISSION DE DONNÉES DANS LE SYSTÈME MIC DU PREMIERE ORDRE

Résumé

Les principes et l'équipement supplémentaire du nouvel système MIC ACK-30 qui permet de la transmission de données au lieu de la transmission téléphonique sont décrits. Le système comprend les cartes de la jonction pour la transmission de données à 64 kbit/s dans le cadre de la frame MIC.

Sont décrits ensuite:

- une carte de la jonction de la voie de transmission synchrone à 64 kbit/s,
- l'organisation de la multiframe dans le cas de la transmission asynchrone à 64 kbit/s,
- une carte de la jonction de la voie de transmission asynchrone à 64 kbit/s.

Elżbieta Andrukiewicz

Jan Mieszczanek

Miroslaw Żurawski

DATENTRANSMISSION ÜBER PCM-EINRICHTUNGEN VON ERSTE ORDNUNG

Zusammenfassung

Es wird das Prinzip und zusätzliche Ausrüstung von System PCM ACK-30, der anstatt von Sprachsignalentransmission – Datentransmission ermöglicht. Der System enthält die Interface die für Verbindung von Datenendstation mit PCM-Multiplexer nötig sind. Der Artikel enthält Beschreibung:

- von Interface für synchronischen Digitalkanal 64 kbit/s,
- von Methode von Multirahmenorganisation in asynchronischen Digitalkanaltransmission 64 kbit/s,
- von Interface für asynchronischen Digitalkanal.

PRZETWORNIK ANALOGOWO-CYFROWY LINEARNEJ MODULACJI IMPULSOWO-KODOWEJ SYGNAŁU WIZYJNEGO

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1987.03.12

W artykule dokonano przeglądu układów kodujących służących do przetwarzania sygnałów wizyjnych. Omówiono trzy podstawowe metody bezpośredniego porównywania: porównywanie równoległe, szeregowe i szeregowo-równoległe. Na podstawie przeprowadzonych rozważań dokonano wyboru 8-bitowego przetwornika a/c do układu transmisyjnego sygnałów wizyjnych. Zrealizowany układ opisano opierając się na szczegółowym schemacie blokowym. Podano także rozwiązanie elektryczne i sposób pracy wybranych fragmentów przetwornika oraz przeprowadzono analizę użytych parametrów urządzenia. Zrealizowany układ znalazł zastosowanie w telewizyjnych systemach cyfrowych dla transmisji naziemnych i satelitarnych.

1. WPROWADZENIE

Dynamiczny rozwój elektroniki w świecie stworzył nowe możliwości w dziedzinie telewizyjnych systemów przetwarzania informacji. W wielu krajach są prowadzone prace dotyczące systemów telewizji cyfrowej. Szczególnie ważną rolę w rozwoju tych systemów odgrywają przetworniki analogowo-cyfrowe, których zadaniem jest przetwarzanie analogowego sygnału wizyjnego na postać cyfrową. Z uwagi na złożoną budowę przetworniki a/c stosunkowo późno zaczęto produkować w postaci monolitycznej.

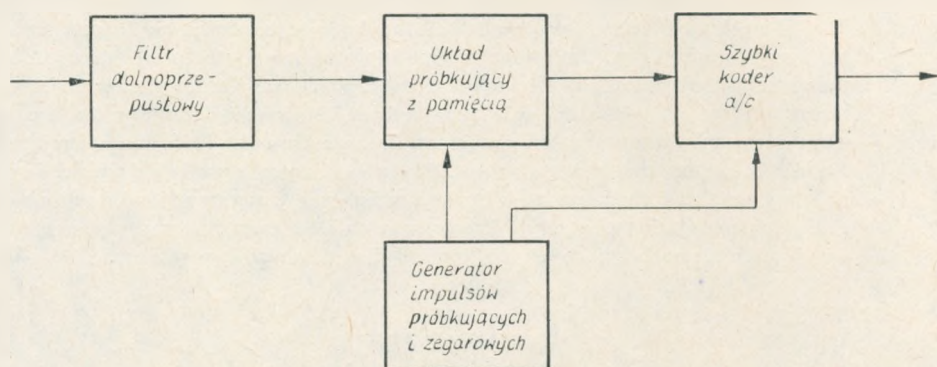
W ostatnich latach przodujące firmy światowe opracowały układy bardzo szybkich przetworników a/c o wielkiej skali integracji, które można zastosować do przetwarzania sygnałów wizyjnych.

Mimo to często, ze względów ekonomicznych i technicznych, buduje się przetworniki a/c z zastosowaniem układów scalonych małej i średniej skali integracji. Realizacja telewizyjnych systemów cyfrowych u nas w kraju spowodowała potrzebę opracowania przetwornika a/c dla układu transmisyjnego.

2. PRZETWORNIKI ANALOGOWO-CYFROWE – OMÓWIENIE OGÓLNE

W przetworniku analogowo-cyfrowym proces przetwarzania sygnału analogowego na cyfrowy polega na:

- próbkowaniu sygnału analogowego w określonych równych odstępach czasu;
- kwantyzacji sygnału, tzn. podziale całego zakresu amplitud wejściowego sygnału analogowego na określoną liczbę przedziałów i przyporządkowaniu każdej wartości próbki poziomu kwantowania położonego najbliżej przedziału, do którego sięga jej amplituda;
- kodowaniu sygnału, czyli przyporządkowaniu przedziałom kwantowym określonych numerów wyrażonych cyframi binarnymi.



Rys. 1. Układ blokowy przetwornika a/c

Podstawowy układ przetwornika analogowo-cyfrowego zawiera (rys. 1):

1. Filtr dolnoprzepustowy, ograniczający pasmo częstotliwości wejściowego sygnału analogowego do pasma podstawowego o częstotliwości granicznej f_g . Zapobiega to zniekształceniom w procesie próbkowania i przetwarzania (efekt przeplatania).
2. Układ próbkujący, w którym zachodzi próbkowanie wejściowego sygnału analogowego oraz zapamiętanie wartości próbki na czas równy okresowi próbkowania, uzyskując w ten sposób zmniejszenie błędów dynamicznych przy przetwarzaniu napięć szybkozmiennych.
3. Generator impulsów próbkujących i zegarowych, który wytwarza:
 - a) Wąskie impulsy próbkujące, powtarzające się z częstotliwością próbkowania f_p i zsynchronizowane z częstotliwością linii wybierania obrazu. Zgodnie z prawem Shannona częstotliwość ta powinna spełniać warunek:

$$f_p \geq 2f_g$$

tzn. częstotliwość próbkowania jest równa lub większa od podwojonej górnej częstotliwości granicznej wejściowego sygnału analogowego. Dla sygnałów wizyjnych istotny jest wybór nie tylko odpowiedniej wartości częstotliwości, lecz

również odpowiedniej struktury próbkowania. Wyniki eksperymentalne wskazują, że ortogonalna struktura próbkowania pozwala na uzyskanie najlepszej jakości odtwarzanego sygnału. W strukturze tej próbki umieszczono wzdłuż linii pionowych na kolejnych liniach wybierania i w kolejnych polach obrazu.

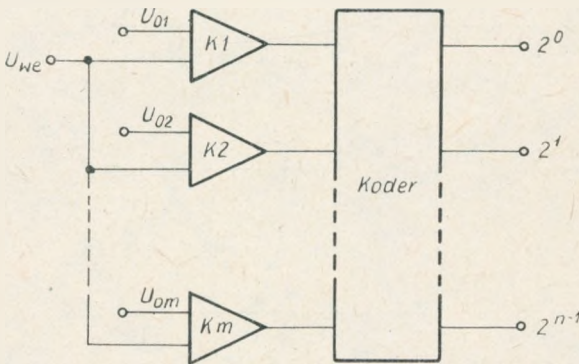
b) Impulsy zegarowe, które służą do synchronizacji procesów zachodzących w przetworniku analogowo-cyfrowym i są zsynchronizowane z impulsami próbkującymi.

4. Szybki układ kodujący, pracujący w układzie szeregowym, równoległym lub szeregowo-równoległym. W układzie tym następuje przekształcenie sygnału dyskretnego w sygnał cyfrowy; każdej wartości próbki przyporządkowuje się odpowiednią jej liczbę binarną.

W przypadku linearnej modulacji kodowo-impulsowej strumień przetwarzanych informacji dla sygnałów wizyjnych często znacznie przekracza 100 Mbit/s, stąd przetworniki analogowo-cyfrowe muszą charakteryzować się dużą szybkością przetwarzania. Najszybszą ze znanych obecnie metod przetwarzania jest tzw. metoda bezpośredniego porównywania. Istnieją trzy zasadnicze metody realizacji bezpośredniego porównywania:

- porównywanie równoległe,
- porównywanie szeregowo,
- porównywanie szeregowo-równoległe.

Schemat blokowy przetwornika a/c z porównywaniem równoległym podano na rys. 2.

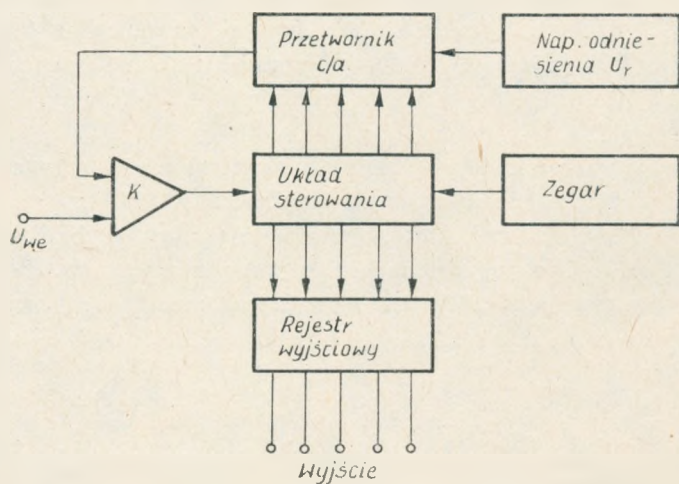


Rys. 2. Schemat blokowy przetwornika a/c z porównywaniem równoległym

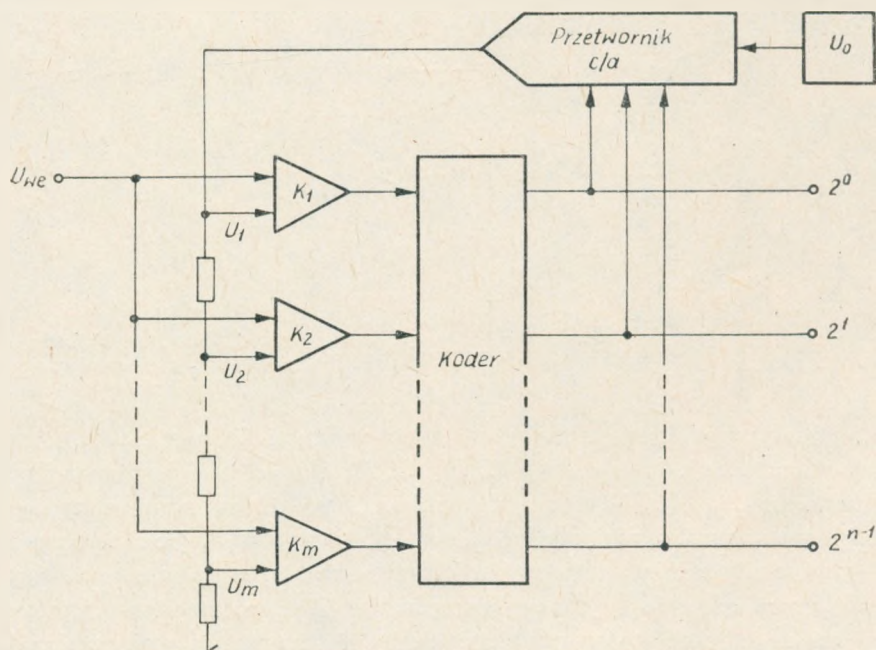
Amplitudy próbek wejściowych w przetworniku n -bitowym są jednocześnie porównywane w m komparatorach K_1, K_2, \dots, K_m z $m = 2^n - 1$ poziomami odniesienia $U_{01}, U_{02}, \dots, U_{0m}$. Wyniki tych porównań po odpowiednim zakodowaniu są podawane w postaci równoległego słowa n -bitowego na wyjściu przetwornika. Zaletą tej metody stanowi duża szybkość przetwarzania, gdzie czas przetwarzania to suma czasu odpowiedzi jednego komparatora i czasu kodowania. Natomiast wadą jest konieczność stosowania dużej liczby komparatorów w przetwornikach wielobitowych, co jest nieekonomiczne i prowadzi do znacznej rozbudowy układów.

Schemat blokowy przetwornika a/c z porównywaniem szeregowym pokazano na rys. 3.

Przetwarzanie polega na kolejnym porównywaniu napięcia przetwarzanego próbki U_i z napięciem odniesienia $U_n \dots U_o$, wytwarzanym w przetworniku cyfrowo-analogowym, tak aby kolejne wartości różnicy $U_{wy} = U_i - U_n$ doprowadzić do zera, a w praktyce do minimum wynikającego ze zdolności rozdzielczej przetwornika.



Rys. 3. Schemat blokowy przetwornika a/c z porównywaniem szeregowym



Rys. 4. Schemat blokowy przetwornika a/c szeregowo-równoległego

Opisana metoda zwana jest też metodą kompensacji wagowej, ponieważ przypomina ważenie nieznanego ciężaru na wadze szalkowej za pomocą odważników o kolejnym ciężarze $U_0/2$, $U_0/4$, $U_0/8$ itd. Przetworniki szeregowe są zaliczane do układów średnio szybkich o średnio wysokim stopniu złożoności układowej. Zaletą ich jest stosunkowo duża dokładność (od $\pm 0,05\%$ do $0,005\%$).

Przetwarzanie metodą bezpośredniego porównywania szeregowo-równoległego ilustruje rys. 4. W metodzie tej wykorzystuje się jednocześnie zalety porównywania równoległego – dużą szybkość działania oraz kompensacji wagowej – dużą rozdzielczość. W pierwszej fazie przetwarzania porównuje się wejściowe napięcie próbki z kilkoma (np. połową) napięciami odniesienia. Wynik tego porównania w postaci pierwszych najbardziej znaczących bitów, po zakodowaniu i zapamiętaniu w rejestrze buforowym, steruje wejście przetwornika cyfrowo-analogowego, powodując zmianę wartości napięć odniesienia komparatorów. W drugiej fazie przetwarzania następuje drugie porównanie. Jego wynik daje kolejne (mniej znaczące) bity, które pozwalają dokładniej określić amplitudę próbki. Metoda ta pozwala uzyskać dwukrotnie większą rozdzielczość niż w przetworniku równoległym o takiej samej liczbie komparatorów, przy dwukrotnie wydłużonym czasie przetwarzania.

3. WYBÓR KONCEPCJI REALIZACJI PRZETWORNIKA ANALOGOWO-CYFROWEGO

W układach koderów wizyjnych wykorzystuje się wszystkie trzy powyższe rodzaje przetwarzania.

W metodzie szeregowej (kompensacji wagowej) wszystkie cyfry danego słowa są tworzone kolejno i czas niezbędny na wytworzenie jednej cyfry jest równy ilorazowi próbkowania T przez liczbę n bitów w jednym słowie (przy częstotliwości próbkowania ok. 13 MHz i słowie 8-bitowym ok. 9 ns). W tym czasie muszą być przeprowadzone trzy operacje: wytworzenie napięcia odniesienia, porównanie i wytworzenie odpowiedniej cyfry słowa. Jest to możliwe jedynie w przypadku ograniczenia do minimum czasu przejścia w pętli sprzężenia zwrotnego, a więc wymaga zastosowania szybkich elementów o dużej skali integracji.

W metodzie równoległej wszystkie cyfry słowa reprezentującego próbkę są tworzone jednocześnie i czas przeznaczony na generację jednej cyfry jest n razy dłuższy. Zmniejsza to znacznie wymagania stawiane stosowanym obwodom scalonym i elementom półprzewodnikowym. Wadą tej metody jest konieczność stosowania dużej liczby obwodów scalonych (komparatorów i przerzutników). Na wyjściu kodera wszystkie cyfry danego słowa pojawiają się równoległe. Dla dalszej transmisji należy zamienić je na słowa szeregowe, co pociąga za sobą dalsze rozbudowanie układu, lub zastosować n równoległych torów transmisyjnych. Z powyższych względów układy równoległe nie są zbyt często stosowane.

Metoda szeregowo-równoległa jest najmłodszą z dotychczas znanych, a jednocześnie dającą ciekawe wyniki. Realizację przetwornika analogowo-cyfrowego oparto na tej metodzie. Jest to rozwiązanie kompromisowe między prostym i dokładnym układem szeregowym a szybkim i złożonym układem równoległym.

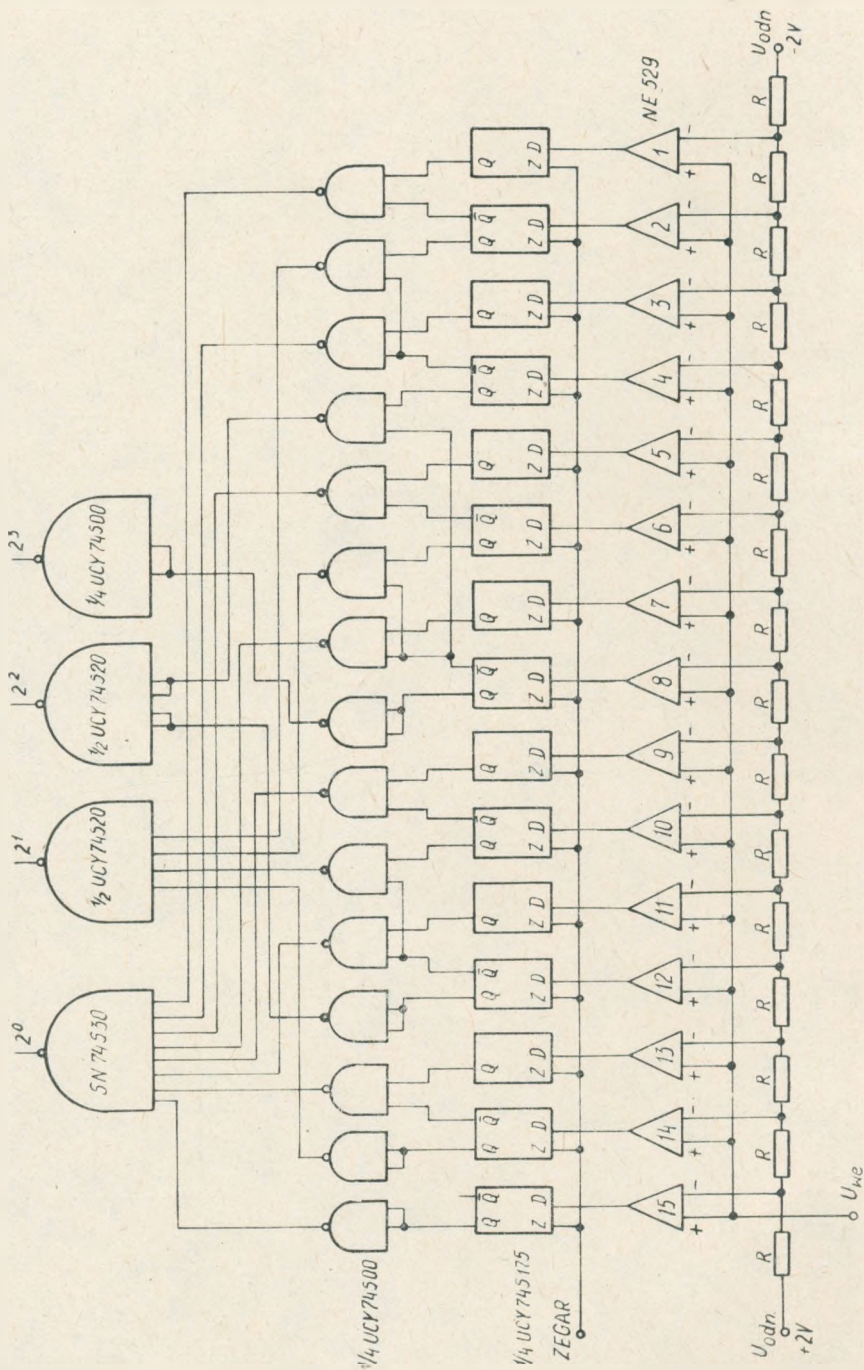
4. PRAKTYCZNE ROZWIĄZANIE PRZETWORNIKA ANALOGOWO-CYFROWEGO

W metodzie szeregowo-równoległej spotykane są różne warianty jej rozwiązań układowych.

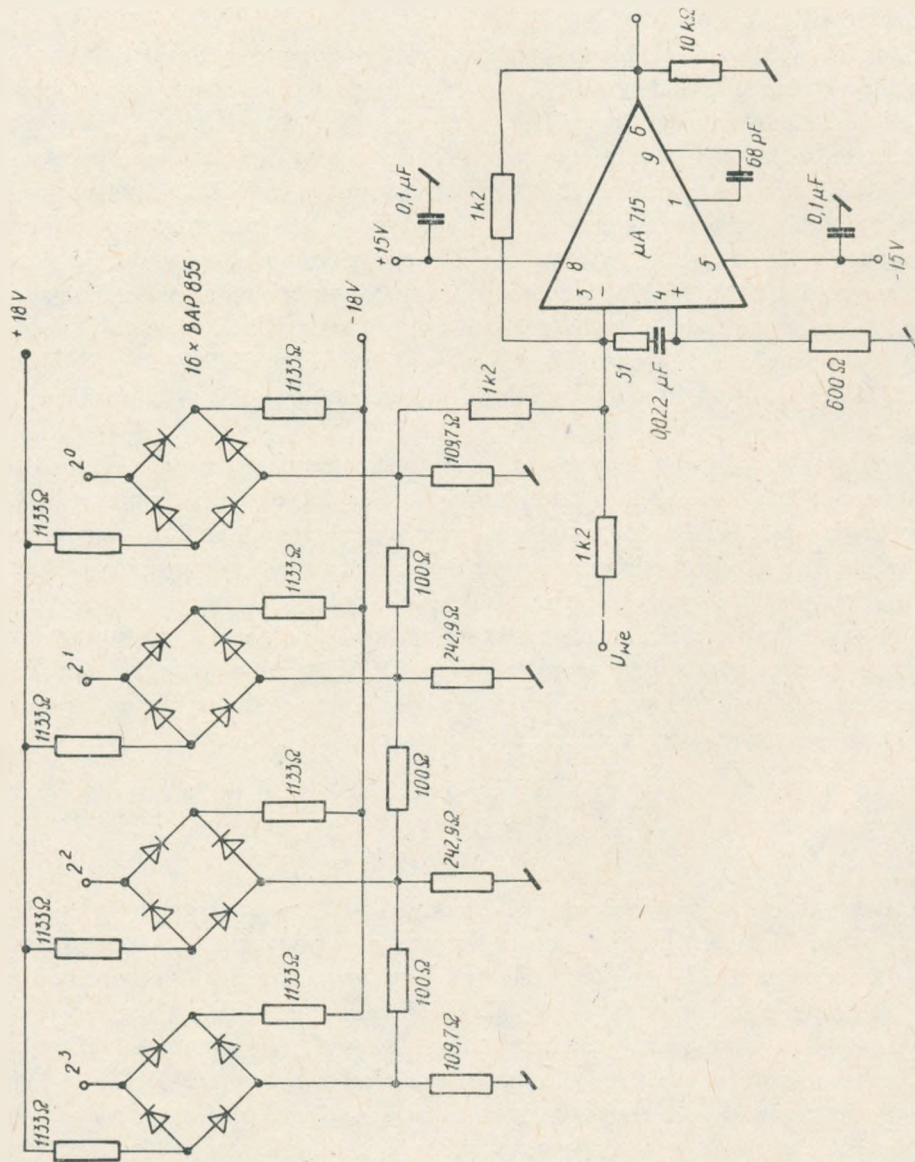
Ostateczne rozwiązanie, jakie przyjęto do realizacji przetwornika analogowo-cyfrowego sygnału wizyjnego, przedstawiono na rys. 5. Układ ten zamienia sygnał wizyjny o pasmie 6 MHz na 8-bitowy sygnał cyfrowy. Powyższe rozwiązanie zawiera dwa pracujące kolejno, równoległe przetworniki 4-bitowe. Pierwszy z nich określa stan czterech bardziej znaczących bitów, drugi natomiast stan czterech mniej znaczących bitów. Proces przetwarzania zachodzi techniką „linii produkcyjnej” – gdy w pierwszym stopniu pojawia się nowa próbka, poprzednia próbka jest jeszcze przetwarzana w drugim koderze. Uzyskuje się to dzięki wprowadzeniu odpowiedniego, stopniowo rosnącego opóźnienia impulsów zegarowych. Dzięki temu całkowity czas przetwarzania może być dłuższy niż okres próbkowania. Rozwiązanie takie znacznie zmniejsza szybkość pracy układu i pozwala na zastosowanie w znacznej części wolniejszych elementów półprzewodnikowych.

Podstawowe bloki przetwornika analogowo-cyfrowego mają następujące zadania:

- 1) filtr dolnoprzepustowy – ogranicza pasmo wejściowego sygnału wizyjnego do 6 MHz,
- 2) wzmacniacz sygnału wizyjnego – wzmacnia wejściowy sygnał wizyjny do poziomu koniecznego dla wysterowania układu próbkującego,
- 3) układ próbkujący z pamięcią – zrealizowany na czterodiodowym przełączniku impulsowym – zapewnia ładowanie kondensatora pamięciowego do wartości równej chwilowej amplitudzie sygnału wizyjnego w czasie trwania impulsów próbkujących,
- 4) generator impulsów zegarowych (pracujący z częstotliwością 13,5 MHz) wraz z układem opóźniającym, na wyjściu którego powstają przesunięte w czasie impulsy próbkujące – wytwarzają wąskie impulsy służące do próbkowania i synchronizacji procesów zachodzących w przetworniku,
- 5) dwa podobne, równoległe przetworniki analogowo-cyfrowe – pierwszy z nich określa stan czterech bitów bardziej znaczących, drugi natomiast stan czterech bitów mniej znaczących,
- 6) przetwornik cyfrowo-analogowy – przetwarza cztery najbardziej znaczące bity na ich analogowy odpowiednik w postaci sygnału próbkowanego,



Rys. 6. Schemat elektryczny 4-bitowego przetwornika analogowo-cyfrowego



Rys. 7. Schemat elektryczny przetwornika c/a i układu odejmującego

- 7) układ odejmujący – porównuje sygnał z wyjścia przetwornika cyfrowo-analogowego z odpowiednio opóźnionym próbkowanym sygnałem wejściowym i ich różnicę przesyła do dalszej obróbki w przetworniku a/c małych bitów,
- 8) układ synchronizacji cyfr – zrównuje w czasie występowanie bardziej i mniej znaczących cyfr.

Spośród podstawowych bloków przetwornika analogowo-cyfrowego na uwagę zasługuje przetwornik analogowo-cyfrowy (rys. 6) oraz przetwornik cyfrowo-analogowy i układ odejmujący (rys. 7).

Schemat elektryczny 4-bitowego przetwornika analogowo-cyfrowego przedstawia rys. 6. Koder zawiera układ 15 komparatorów poziomu (NE 529) połączonych równolegle, których wyjścia zmieniają stan, gdy sygnał wizyjny przekroczy poziom odpowiednio $4/16 \cdot 1, 2, \dots, 15$ V. Wyjście każdego z komparatorów steruje przelutnikiem typu D (UCY 74S175) synchronizowany odpowiednimi impulsami zegarowymi, który ustala stan sygnału wyjściowego dla wszystkich sygnałów pośrednich. Następnie układ logiczny zbudowany na bramkach UCY74S00, SN74S30 i UCY74S20 zamienia sygnały wyjściowe z komparatorów na 4-bitowy sygnał wyjściowy.

Przetwornik cyfrowo-analogowy (rys. 7) zrealizowano w postaci układu drabinkowego $R-2R$, zawierającego cztery człony o stałej impedancji i tłumieniu 6 dB. Do każdego węzła układu doprowadzono z dwóch źródeł stałoprądowych napięcia ± 18 V poprzez mostki diodowe, sterowane czterema najbardziej znaczącymi bitami z wyjścia układu logicznego przetwornika a/c. Sygnał wyjściowy z przetwornika c/a jest podawany na wzmacniacz różnicowy, do którego jest doprowadzony również sygnał wizyjny z układu próbkującego. Uzyskany na wyjściu wzmacniacza sygnał różnicowy jest podawany do drugiego równoległego przetwornika analogowo-cyfrowego, ustalającego stan czterech mniej znaczących bitów.

5. WNIOSKI

Układ laboratoryjny przetwornika analogowo-cyfrowego sygnału wizyjnego poddano badaniom w celu sprawdzenia koncepcji rozwiązania układowego oraz prawidłowości pracy. Do wejścia układu doprowadzono sygnał piłkoksztalny o częstotliwości linii i o amplitudzie 1 V. Jednocześnie na wyjściu mierzono przebiegi impulsowe, odpowiadające ośmiobitowym równoległym sygnałom cyfrowym oraz przesunięcia czasowe pomiędzy poszczególnymi impulsami. Przebiegi te były prawidłowe, zarówno pod względem kształtu impulsów, jak i przesunięć czasowych.

Następnie zbadano w powyższych warunkach stabilność pracy układu kodującego. Kontrolowano amplitudy, stałość przebiegów sygnałów wejściowych i wyjściowych oraz przesunięć czasowych pomiędzy nimi. Zaobserwowano brak stałości w czasie impulsów odpowiadających czterem mniej znaczącym bitom, wywołany wpływem zmian temperatury na pracę układu.

W wyniku szczegółowej analizy pracy układu stwierdzono, że zmiany sygnału wywołane zmianami temperatury powstają w układzie odejmującym, do którego są doprowadzane: opóźniony sygnał analogowy i sygnał analogowy odtworzony z czterech bardziej znaczących bitów. Amplituda sygnału wyjściowego układu odejmującego jest rzędu 400 mV. Wartość ta jest niestabilna wskutek temperaturowych zmian źródeł odniesienia, wywołanych zmianami wartości rezystorów i punktów pracy komparatorów.

W celu poprawy stabilności pracy przetwornika analogowo-cyfrowego zastosowano inne układy źródeł odniesienia, wykazujące większą stabilność pracy w funkcji temperatury. Użyto w nich stabilnych i dokładnych rezystorów. Powyższe zmiany, a także dokładny dobór wartości rezystancji ($0,1\% \div 0,2\%$) w dekodującym układzie drabinkowym i lepsza filtracja napięć zasilających, stanowiących zakłócenia okresowe małej częstotliwości, spowodowały poprawę stałości i dokładności cyfrowych przebiegów wejściowych.

Koncepcja realizacji przetwornika okazała się słuszna i znalazł on zastosowanie w modelach urządzeń analogowo-cyfrowych systemu transmisji sygnałów składowych telewizji kolorowej wykonanych zarówno dla potrzeb radiodiffuzji satelitarnej, jak i telewizji kablowej.

WYKAZ LITERATURY

1. *Baranowski I.*: Półprzewodnikowe układy impulsowe i cyfrowe. WNT, Warszawa 1976.
2. *Karwowska-Lamparska A.*: Optymalna częstotliwość próbkowania sygnału telewizji kolorowej systemu SECAM. Prace Instytutu Łączności, nr 89, 1982.
3. *Karwowska-Lamparska A.*: Telewizyjne systemy cyfrowe. WKŁ, Warszawa 1984.
4. *Libura A. L., Nadachowski M.*: Przetworniki analogowo-cyfrowe. WNT, Warszawa 1973.
5. *Nadachowski M., Kulka Z.*: Analogowe układy scalone. WKŁ, Warszawa 1985.

Збигнев Ясица

АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЛИНЕИНОЙ ИМПУЛЬСНО-КОДОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ВИДЕО-СИГНАЛА

Резюме

В статье дается обзор схем кодирования для преобразования видеосигналов. Рассмотрено три основных метода непосредственного сравнения: параллельный, последовательный и последовательно-параллельный. В результате выбрано 8-ми битовый А/Ц преобразователь для цепи передачи видеосигнала. Приведено описание подробной блок-схемы построенного преобразователя, а также электрические схемы и принципы работы его выбранных подблоков. Приводятся результаты анализа полученных параметров устройства. Построенная схема нашла применение в телевизионных земных и спутниковых системах цифрового телевидения.

Zbigniew Jasica

ANALOGUE-TO-DIGITAL CONVERTER OF VIDEO SIGNAL LINEAR PULSE-MODE MODULATION

Summary

In the paper a survey was made of coding systems used for converting video signals. Three fundamental methods of direct comparison were discussed: parallel, series and series-parallel comparison. On the base of the carried out considerations adoption was made of the 8-bit a/d converter for the video signals transmission system. The realized system was described basing at the detailed block diagram. Electrical solution and operation procedure of the selected fragments of the converter were presented and the analysis of the obtained system parameters were carried out. The realized system was applied in the digital television systems for the ground and satellite transmission.

Zbigniew Jasica

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE DIGITAL D'UNE MODULATION LINEAIRE PAR IMPULSION ET CODAGE DU SIGNAL DE VISION

Résumé

On a fait la revue de circuits de codage qui servent à traitement des signaux de vision. On a discuté trois méthodes de base de comparaison directe: parallèle, sérielle et mixte (parallèle -- sérielle). D'après cette présentation on a fait le choix d'un convertisseur analogique digital de 8-bits prévu au circuit de transmission des signaux de vision. On a décrit in circuit réel à partir d'un schéma -- bloc détaillé. La réalisation électrique et mode de fonctionnement des fragments choisis du convertisseur ont été présentés ainsi que l'analyse des caractéristiques techniques obtenus. Le circuit en question a trouvé l'usage dans les systèmes de transmission numérique de télévision sur liaisons terriennes et terre-satellite.

Zbigniew Jasica

ANALOG-DIGITAL-UMSETZER DER LINEAREN PULS-KODE-MODULATION DES VIDEOSIGNALS

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde die Übersicht der kodierender Schaltungen für Umsetzung eines Videosignals durchgeführt. Es wurden drei Grundmethoden der direkten Vergleichung besprochen: Parallel-, Serien- und Serien-parallelvergleichung. Auf Grund der Betrachtungen wurde für Übertragungsschaltung der Videosignale ein 8-bit -Analog-Digital-Umsetzer gewählt. Die realisierte Schaltung wurde auf Grund der genauen Blockschema beschrieben. Es wurde die elektrische Lösung und Arbeitsweise der gewählten Elemente des Umsetzers gegeben und Analyse der erhaltenen Parameter der Einrichtung durchgeführt. Die realisierte Schaltung ist in digitalen Fernsehsystemen für Erd- und Satellitenübertragungen verwendet.

Andrzej Karwowski
Paweł Scharoch

621.396.67

PODSTAWY NUMERYCZNYCH TECHNIK ROZWIĄZYWANIA ZAGADNIEŃ DYFRAKCJI FAL ELEKTROMAGNETYCZNYCH NA CIENKICH PRZEWODACH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1987.08.16

Opracowanie dotyczy wybranych, podstawowych aspektów tzw. metody momentów rozwiązywania zagadnień dyfrakcji fal elektromagnetycznych na cienkich przewodach. Omówiono najczęściej podawane w literaturze równania całkowe wywodzące się z klasycznych, zaproponowanych przez Pocklingtona i Hallena, podejść do zagadnień antenowego i dyfrakcyjnego, dla cienkiego, prostoliniowego przewodu cylindrycznego. Dużo uwagi poświęcono specyficze przybliżenia cienkoprzewodowego i właściwościom jądra równań całkowych. Omówiono ideę konstrukcji przybliżonych rozwiązań numerycznych tych równań, zwracając uwagę na potencjalną równoważność różnych schematów analizy numerycznej. Zaprezentowano metodę analizy struktur wieloprzewodowych z galwanicznymi połączeniami między przewodami.

1. WPROWADZENIE

Struktury złożone z cienkich przewodów są jednym z podstawowych rodzajów układów promieniujących szeroko wykorzystywanych w praktyce, analiza zaś obwodowych i połowych parametrów tych struktur jest, niemal od chwili narodzin radiotechniki, ważnym zagadnieniem w elektrodynamice technicznej. Pomimo upływu tak długiego czasu, zagadnienie to jest ciągle aktualne, a nawet zyskuje na znaczeniu. Wynika to m.in. z konieczności coraz staranniejszego projektowania anten i ich układów, co jest podyktowane wymogami racjonalnego gospodarowania techniczne dostępnym widmem częstotliwości w warunkach, gdy środków łączności radiowej jest coraz więcej i ciągle zwiększa się moc instalowanych urządzeń nadawczych. Zainteresowanie strukturami cienkoprzewodowymi wynika także z faktu, że stanowią one dogodny do analizy teoretycznej modele zanurzonych w polu elektromagnetycznym obiektów o skomplikowanych kształtach. Technika modelowania polegająca na zastąpieniu interesującego obiektu układem odpowiednio rozmieszczonych w przestrzeni cienkich przewodów okazuje się bardzo skuteczna, m.in. przy rozwiązywaniu zagadnień rozpraszania fal elektromagnetycznych

na metalowych konstrukcjach inżynierskich w rodzaju wysokich masztów, wież, słupów linii wysokiego napięcia, żurawi budowlanych itp. Technikę tę z powodzeniem stosuje się także m.in. w obliczeniach skutecznych przekrojów radarowych samolotów i rakiet.

Za najogólniejszą i najskuteczniejszą metodę analitycznego opisu struktur cienkoprzewodowych uważa się obecnie metodę równań całkowych. Chociaż podstawowy schemat postępowania prowadzącego do równania całkowego dla funkcji rozkładu prądu wzdłuż prostoliniowego przewodu cylindrycznego znany był już 90 lat temu (Pocklington, 1897), to jednak pierwszą uwieńczoną powodzeniem próbę sformułowania i rozwiązywania zagadnienia rozkładu prądu wiąże się z nazwiskiem Hallena, który, w 1938 roku, rozwiązał to zagadnienie dla odosobnionej, prostoliniowej anteny cylindrycznej. Już w kilka lat później podjęto próby zastosowania metody równań całkowych do analizy układów antenowych. Ograniczały się one jednak do prostych układów dwuelementowych złożonych z identycznych przewodów równoległych. Taki stan rzeczy, z grubsza biorąc, utrzymywał się aż do połowy lat sześćdziesiątych. Trudności zastosowania metody równań całkowych do anten sprzężonych, dowolnie względem siebie położonych, nie wynikały bynajmniej z braku odpowiedniej bazy teoretycznej w obrębie elektrodynamiki klasycznej; faktyczną przyczyną ograniczenia stosowalności metody była niezadowolająca efektywność prostych algorytmów konstrukcji rozwiązań równań całkowych, a przede wszystkim brak środków technicznych (szybko liczących maszyn cyfrowych), umożliwiających implementację bardziej zaawansowanych algorytmów. Mówiąc wprost, do czasu pojawienia się maszyn cyfrowych o dużej mocy obliczeniowej metoda równań całkowych miała bardziej akademickie niż praktyczne znaczenie. Rola czynnika technicznego staje się zupełnie zrozumiała, jeśli zważy się, że ściśle rozwiązanie równań całkowych dla funkcji rozkładów prądu wzdłuż cienkich przewodów nie jest znane.

Ogromne zainteresowanie metodą równań całkowych dało się zaobserwować w połowie lat sześćdziesiątych, prawdziwy zaś przełom nastąpił w latach 1967/68, kiedy to ukazały się, dziś już zaliczane do klasyki, prace Harringtona [6, 7], w których wyłożono podstawowe idee tzw. metody momentów rozwiązywania równań całkowych pojawiających się w różnych zagadnieniach elektrodynamiki technicznej. Metoda momentów, oferująca całą gamę efektywnych, dogodnych do implementacji komputerowej algorytmów rozwiązywania tych równań, szybko stała się niemal obowiązująca w rozwiązywaniu zagadnień promieniowania i dyfrakcji fal elektromagnetycznych na cienkich przewodach. Skuteczne połączenie technik numerycznych z metodami klasycznej elektrodynamiki nie jest jednak sprawą prostą; mariaż ten zrodził wiele jakościowo nowych problemów i dał początek nowej, dynamicznie rozwijającej się specjalności naukowej. Warto wszakże podkreślić, że umiejętności nowoczesnego podejścia do rozwiązywania zagadnień elektromagnetyzmu stosowanego oczekuje się dzisiaj nie tylko od profesjonalistów, do których adresowane są specjalistyczne monografie [12, 13]; w krajach o wysokiej kulturze technicznej

elementy takiego właśnie podejścia są wprowadzane do standardowych podręczników akademickich dla studentów inżynierii elektrycznej [2, 16].

Celem niniejszego opracowania jest zaznajomienie Czytelnika z podstawami nowoczesnych, wspomaganych maszyną cyfrową, metod analizy struktur promieniujących złożonych z cienkich przewodów. W opracowaniu przedstawiono najczęściej podawane w literaturze równania całkowe, stanowiące bazę analitycznego opisu struktur cienkoprzewodowych, a także omówiono niektóre zagadnienia dotyczące zastosowania metody momentów do rozwiązywania tych równań.

Przede wszystkim przedyskutowano ogólne przesłanki wyboru typu równania wyjściowego oraz funkcji wagowych (testujących) i bazowych. Dużo miejsca poświęcono omówieniu specyfiki tzw. przybliżenia cienkoprzewodowego i właściwości jądra bazowych równań całkowych. Zwrócono uwagę na właściwości uogólnionej macierzy impedancyjnej opisującej strukturę, co ma bezpośredni związek z zagadnieniem potencjalnie równoważnych schematów analizy numerycznej. Zarekomendowano wreszcie skuteczne podejście do analizy struktur wieloprzewodowych z galwanicznymi połączeniami między przewodami.

Kończąc uwagi wprowadzające wypada uprzedzić Czytelnika, że w opracowaniu nie przedstawiono szczegółowych algorytmów, gotowych programów, ani przykładowych wyników obliczeń numerycznych. Intencją autorów była bowiem — jak to podkreślono wyżej — prezentacja tylko podstawowych koncepcji podejścia do problemu. Przykłady zastosowania omawianych metod do rozwiązywania konkretnych zagadnień Czytelnik znajdzie m.in. w pracach [8, 9, 10].

2. PODSTAWOWE RÓWNANIA TEORII CIENKICH ANTEN

2.1. Równania dwupotencjałowe

Rozważmy dowolną strukturę cienkoprzewodową umieszczoną w jednorodnym ośrodku o parametrach ϵ i μ , zanurzoną w polu monochromatycznej fali elektromagnetycznej o częstotliwości kątovej ω . Przez strukturę cienkoprzewodową rozumiemy układ złożony z przewodów cylindrycznych spełniających następujące warunki:

- promień każdego przewodu jest znacznie mniejszy od jego długości,
- promień każdego przewodu jest znacznie mniejszy od długości fali elektromagnetycznej „oświetlającej” układ,
- prąd indukowany w przewodach przyjmuje wartość równą zeru na swobodnych końcach przewodów.

Trzy wymienione wyżej warunki składają się na tzw. przybliżenie cienkoprzewodowe, powszechnie akceptowane w teorii anten liniowych. Ograniczenia zakresu stosowalności i błędy wynikające z tego przybliżenia omówiono szczegółowo w pkt. 3.5.

Struktura, o której mowa wyżej, może składać się z przewodów prosto- i (lub) krzywoliniowych o różnych promieniach; dopuszczalne są przy tym galwaniczne połączenia między przewodami. W celu uproszczenia analizy zakładamy, że przewody tworzące strukturę są wykonane z materiału doskonale przewodzącego.

Potencjały elektrodynamiczne (magnetyczny wektorowy \bar{A} i skalarny Φ) pola elektromagnetycznego wytworzonego przez prąd indukowany w przewodach dane są wzorami

$$\bar{A} = -\frac{\mu}{4\pi} \int_{\mathcal{C}} I(s') \bar{s}(s') K(s, s') ds' \quad (1)$$

$$\Phi = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_{\mathcal{C}} q(s') K(s, s') ds'. \quad (2)$$

w których

$$K(s, s') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [\exp(-jkR)/R] d\varphi, \quad (3a)$$

gdzie (patrz rys. 1)

$$R = \left[|r(s) - r(s')|^2 + 4a^2(s') \sin^2 \frac{\varphi}{2} \right]^{1/2} \quad (3b)$$

We wzorach (1)÷(3) k oznacza liczbę falową ośrodka, w którym znajdują się przewody, \bar{s} jest wektorem jednostkowym lokalnie stycznym do osi przewodu, a całkowanie w (1), (2) rozciąga się na całą strukturę.

Występująca we wzorze (2) liniowa gęstość ładunku $q(s')$ jest związana równaniem ciągłości z funkcją $I(s')$, opisującą rozkład tzw. prądu całkowitego indukowanego w przewodach, tj.

$$q(s') = -\frac{1}{j\omega} \frac{dI(s')}{ds'}. \quad (4)$$

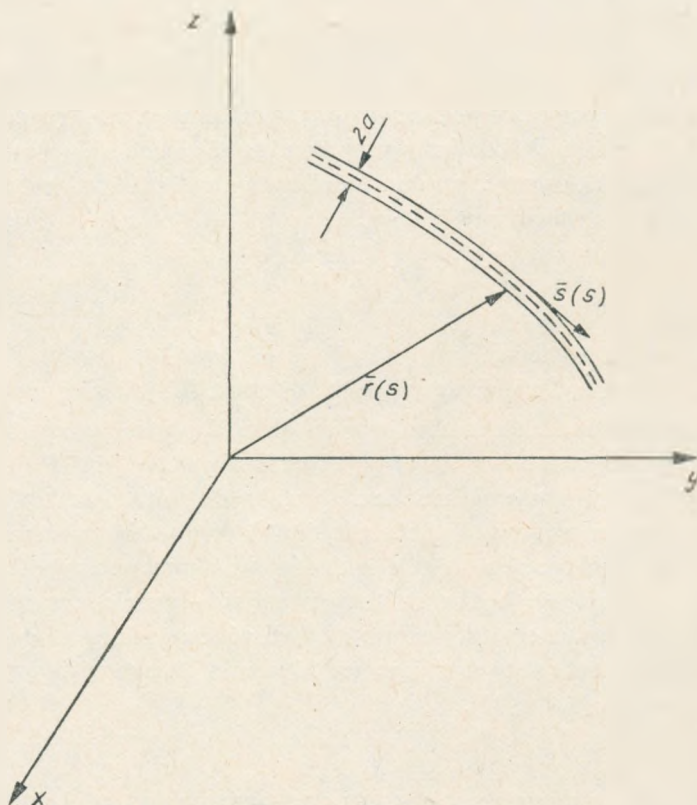
Wyrażając przez potencjały elektrodynamiczne natężenie pola elektrycznego \bar{E} rozpromieniowanej przez strukturę fali elektromagnetycznej

$$\bar{E} = -j\omega\bar{A} - \text{grad } \Phi, \quad (5)$$

a następnie żądając spełnienia warunku brzegowego dla składowej stycznej (lokalnie równoległej do osi przewodu) wektora natężenia wypadkowego pola elektrycznego na poboczniczy przewodów dochodzimy do równania

$$\bar{E}^t \cdot \bar{s} = j\omega\bar{A} \cdot \bar{s} + \bar{s} \cdot \nabla \Phi, \quad (6)$$

w którym \bar{E}^t jest wektorem natężenia pola elektrycznego fali pochodzącej ze źródeł zewnętrznych.



Rys. 1. Fragment struktury cienkoprzewodowej – przewód krzywoliniowy

s – współrzędna bieżąca mierzona wzdłuż osi przewodu
 $\vec{r}(s)$ – wektor wodzący punktu o współrzędnej s , $\vec{s}(s)$ – wektor jednostkowy wzdłuż osi przewodu, a – promień przewodu

Równanie (6) jest – wobec związków (1), (2) i (4) – zapisanym w zwartej formie równaniem całkowym dla funkcji $I(s)$; w literaturze jest ono nazwane równaniem dwupotencjałowym lub wektorowo-skalarnym równaniem potencjałowym [3, 12].

2.2. Równanie typu Pocklingtona

Wykorzystując warunek Lorentza, tzn.

$$\nabla \cdot \vec{A} = -j\omega\epsilon\mu\Phi, \quad (7)$$

możemy przekształcić równanie dwupotencjałowe (6) do postaci

$$\vec{E}^t \cdot \vec{s} = j \frac{\omega}{k^2} (k^2 \vec{A} \cdot \vec{s} + \vec{s} \cdot \nabla \nabla \cdot \vec{A}), \quad (8)$$

w której \vec{A} dane jest, jak poprzednio, wzorem (1).

Równanie (8) jest nazywane równaniem typu Pocklingtona – od nazwiska badacza, który jako pierwszy wyprowadził równanie analogiczne do (8) dla odosobnionego prostoliniowego przewodu cylindrycznego.

2.3. Równanie typu Hallena

Równanie (8) jest równaniem różniczkowym drugiego rzędu o pochodnych cząstkowych ze względu na potencjał wektorowy A . Oznaczamy przez $\bar{A}(s)$ całkę ogólną tego równania (oczywiście zakładamy przy tym, że równanie daje się rozwiązać). Wiążąc potencjał wektorowy z prądem indukowanym w przewodach tworzących analizowany układ dochodzimy do równania

$$\bar{A}(s) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\mathcal{C}} I(s') \bar{s}(s') K(s, s') ds' \quad (9)$$

nazwanego równaniem typu Hallena.

Wypada w tym miejscu podkreślić, że prostota równania (9) jest złudna; dla dowolnej struktury cienkoprzewodowej trudno bowiem określić postać funkcji $\bar{A}(s)$. W związku z tym, w praktyce obliczeniowej pojedyncze równanie typu Hallena opisujące strukturę zwykle zastępuje się układem sprzężonych równań całkowych Hallena dla funkcji rozkładów prądu wzdłuż poszczególnych przewodów tworzących strukturę. Problematyki analitycznego opisu układów wieloprzewodowych na gruncie równań typu Hallena nie będziemy tutaj rozwijać – przede wszystkim dlatego, że schematy analizy numerycznej oparte na tych równaniach są zdecydowanie mniej skuteczne niż schematy bazujące na równaniu dwupotencjałowym i równaniu typu Poclingtona [3, 11, 13].¹

3. MODEL BAZOWY – ODOSOBNIONY, PROSTOLINIOWY PRZEWÓD CYLINDRYCZNY

Weźmy pod uwagę cienki, odosobniony, prostoliniowy przewód cylindryczny o długości $2h$ i promieniu a , wykonany z materiału doskonale przewodzącego. Niech oś przewodu pokrywa się z osią z kartezjańskiego układu współrzędnych. Załóżmy, że przewód jest umieszczony w polu fali elektromagnetycznej pochodzącej ze źródeł zewnętrznych.

Niżej podamy trzy alternatywne, bezpośrednio nawiązujące do omówionych w pkt. 2, postacie równań dla funkcji $I(z)$ opisującej rozkład prądu wzdłuż przewodu.

3.1. Równanie dwupotencjałowe

Dla pojedynczego przewodu, o którym mowa wyżej, równanie (6) upraszcza się do postaci

$$E_z'(z) = j\omega A_z(z) + \frac{\partial \Phi(z)}{\partial z} \quad z \in (-h, h), \quad (10)$$

w której

$$A_z(z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-h}^h I(z') K(z-z') dz' \quad (11)$$

$$\Phi(z) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_{-h}^h q(z') K(z-z') dz', \quad (12)$$

gdzie

$$q(z') = -\frac{1}{j\omega} \frac{dI(z')}{dz'} \quad (13)$$

$$K(z-z') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\exp(-jkR)}{R} d\varphi \quad (14a)$$

$$R = [(z-z')^2 + 4a^2 \sin^2(\varphi/2)]^{1/2}, \quad (14b)$$

gdzie: $E_z^i(z)$ oznacza składową wzdłużną (wzdłuż osi przewodu) wektora natężenia zewnętrznego przyłożonego pola elektrycznego na pobocznicy przewodu.

3.2. Równanie Pocklingtona

Równanie Pocklingtona dla odosobnionego przewodu prostoliniowego przyjmuje postać.

$$E_z^i(z) = j \frac{\omega}{k^2} \left[\frac{\partial^2 A_z(z)}{\partial z^2} + k^2 A_z(z) \right], \quad (15)$$

czyli (patrz (11))

$$E_z^i(z) = j \frac{\eta}{4\pi k} \int_{-h}^h \left(\frac{\partial^2}{\partial z'^2} + k^2 \right) I(z') K(z-z') dz', \quad (16)$$

gdzie: $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ oznacza impedancję właściwą ośrodka, w którym znajduje się przewód.

3.3. Równanie Hallena

Rozwiązując równanie (15) ze względu na potencjał wektorowy $A_z(z)$, a następnie wiążąc ten potencjał z prądem indukowanym w przewodzie, dochodzimy do równania Hallena

$$C_1 \cos kz + C_2 \sin kz - j \frac{4\pi}{\eta} \int_{-h}^h E_z^i(z') \sin k(z-z') dz' = \int_{-h}^h I(z') K(z-z') dz' \quad (17)$$

Występujące w tym równaniu stałe całkowania C_1 i C_2 wyznacza się z warunku znikania prądu na końcach przewodu, tzn. $I(\pm h) = 0$.

3.4. Właściwości jądra równań. Jądro zredukowane

We wszystkich podanych wyżej równaniach, opisujących odosobniony prostoliniowy przewód cylindryczny, występuje – jako czynnik podcałkowy – funkcja $K(z-z')$, nazywana jądrem równania. Szczegółowe rozpoznanie właściwości jądra ma zasadnicze znaczenie dla opracowania skutecznych algorytmów numerycznego rozwiązywania równań opisujących zarówno pojedynczy przewód, jak i dowolną strukturę wieloprzewodową. Wynika to stąd, że konstrukcja przybliżonych rozwiązań numerycznych tych równań wymaga wielokrotnego obliczania wartości samego jądra, a także wartości całek z funkcji zawierających jądro.

Przede wszystkim zauważmy, że jądro $K(z-z')$ dane wzorami (14a) i (14b) jest całką z funkcji mającej osobliwość dla $z' = z$. Obliczanie całek z funkcji osobliwych metodą „brutalnej siły”, tj. drogą mechanicznego zastosowania którejkolwiek z typowych kwadratur numerycznych, zwykle okazuje się nieskuteczne. Pojawiające się tutaj trudności można zazwyczaj ominąć, jeśli z funkcji podcałkowej wydzieli się jej część osobliwą, która często okazuje się funkcją całkowalną analitycznie. Pozostały, ograniczony składnik funkcji podcałkowej można już bez trudu całkować numerycznie.

Część osobliwą funkcji podcałkowej w jądrze $K(z-z')$ można wydzielić przepisując jądro w postaci

$$K(z-z') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{d\varphi}{R} + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\exp(-jkR) - 1}{R} d\varphi \quad (18)$$

gdzie: R jest określone wzorem (14b).

Pierwszy, zawierający osobliwą część funkcji podcałkowej, składnik jądra daje się wyrazić przez całkę eliptyczną zupełną pierwszego rodzaju $F\left(\frac{\pi}{2}, \beta\right)$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{d\varphi}{R} = \frac{\beta}{\pi a} F\left(\frac{\pi}{2}, \beta\right) \quad (19a)$$

o module β określonym wzorem

$$\beta = \frac{2a}{[(z-z')^2 + 4a^2]^{1/2}} \quad (19b)$$

Podstawową korzyścią wynikającą z przedstawienia pierwszego składnika jądra w postaci (19a) jest to, że całkę eliptyczną zupełną $F\left(\frac{\pi}{2}, \beta\right)$ można łatwo obliczyć numerycznie korzystając z aproksymacji wielomianowej [1] lub przekształcenia Landena [4]. Z kolei drugi składnik jądra, z ograniczoną funkcją podcałkową, można również bez kłopotu obliczyć numerycznie za pomocą kwadratur Gaussa niskiego rzędu.

Opisany sposób obliczania wartości całki określającej jądro nie eliminuje, oczywiście, trudności, jakie sprawia osobliwy charakter samego jądra ($F\left(\frac{\pi}{2}, \beta\right)$ ma osobliwość w punkcie $z' = z$). Trudności te pojawiają się przy numerycznym obliczaniu całek funkcji zawierających jądro; charakteryzując rzecz dokładniej – idzie tutaj o całki iloczynów jądra i funkcji bazowych zastosowanych do aproksymacji poszukiwanego rozkładu prądu (patrz pkt 4). Skutecznym sposobem postępowania jest tutaj powtórzenie zabiegu polegającego na wydzieleniu osobliwego składnika całkowanej funkcji [3, 15].

Jak już wspomniano wyżej, całka eliptyczna zupełna pierwszego rodzaju ma osobliwość (logarytmiczną) w punkcie $z' = z$, tzn.

$$\frac{\beta}{\pi a} F\left(\frac{\pi}{2}, \beta\right) \xrightarrow{z' \rightarrow z} -\frac{1}{\pi a} \ln \frac{|z-z'|}{8a} \quad (20)$$

Wydzielając osobliwy składnik jądra $K(z-z')$ mamy

$$K(z-z') = -\frac{1}{\pi a} \ln \frac{|z-z'|}{8a} + \left\{ \frac{1}{\pi a} \left[\beta F\left(\frac{\pi}{2}, \beta\right) + \ln \frac{|z-z'|}{8a} \right] + \right. \\ \left. + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\exp(-jkR) - 1}{R} d\varphi \right\} \quad (21)$$

gdzie składniki ujęte w nawiasie klamrowym reprezentują ograniczoną (nieosobliwą) część funkcji $K(z-z')$. Pomimo swej złożoności reprezentacja jądra w postaci (21) daje ewidentną korzyść. Okazuje się bowiem, że dla najczęściej stosowanych funkcji bazowych iloczyn osobliwego składnika jądra i odpowiedniej funkcji bazowej daje się scałkować analitycznie, co zostanie zilustrowane na przykładzie konkretnego schematu analizy numerycznej, omówionego w pkt. 4.3.

Niedogodnością reprezentacji (21) jest to, że jeden ze składników wyrażenia określającego ograniczoną część jądra ma postać całkową. W związku z tym obliczanie wartości całek iloczynowych, o których mowa wyżej, oznacza w istocie konieczność obliczania całek podwójnych. Tymczasem procedury numerycznego obliczania całek podwójnych są raczej powszechnie uważane za niewygodny, czasochłonny element algorytmów konstrukcji rozwiązań przybliżonych [12, 13]. Niedogodność tę można wyeliminować przyjmując dla R (patrz wzór (14b))¹ przybliżenie

$$R \approx R_r = [(z-z')^2 + a^2]^{1/2} \quad (22)$$

Zastąpienie R przez R_r oznacza przeniesienie punktu obserwacji z pobocznicy przewodu na jego oś. Popełniany przy tym błąd jest niewielki pod warunkiem, że promień przewodu jest znacznie mniejszy od długości fali roboczej.

Z uwzględnieniem przybliżenia (22) otrzymujemy

$$K(z-z') = -\frac{1}{\pi a} \ln \frac{|z-z'|}{8a} + \left\{ \frac{1}{\pi a} \left[\beta F\left(\frac{\pi}{2}, \beta\right) + \ln \frac{|z-z'|}{8a} \right] + \frac{\exp(-jkR_r) - 1}{R_r} \right\} \quad (23)$$

Do radykalnego uproszczenia obliczeń prowadzi zastąpienie pełnego jądra, danego wzorami (14), jego tzw. zredukowanym odpowiednikiem

$$K_r(z-z') = \frac{\exp(-jkR_r)}{R_r} \quad (24)$$

Warto przede wszystkim zauważyć, że zabieg ten eliminuje wszystkie sygnalizowane wyżej trudności związane z osobliwym charakterem jądra pełnego. Należy jednak postępować tutaj z dużą ostrożnością, ponieważ rozwiązania konstruowane na bazie jądra zredukowanego nie są zbieżne, co ujawnia się w schematach analizy numerycznej wykorzystujących tzw. segmentowe funkcje bazowe przy subtelnej segmentacji przewodów [13].

3.5. Specyfika przybliżenia cienkoprzewodowego

Jak zaznaczono w pkt. 2.1, punktem wyjścia przy formułowaniu równań opisujących struktury złożone z cienkich przewodów jest tzw. przybliżenie cienkoprzewodowe. Obecnie omówimy nieco obszerniej specyfikę przybliżenia cienkoprzewodowego i naturę błędów, jakie mogą powstać w wyniku jego stosowania.

Rozważmy dowolną bryłę doskonałego przewodnika zanurzoną w polu fali elektromagnetycznej. Obliczenie potencjałów elektrodynamicznych repromieniowanego przez bryłę pola elektromagnetycznego (patrz wzory (1) i (2)) wymaga sumowania potencjałów cząstkowych pochodzących ze źródeł prądów i ładunków rozłożonych na całej powierzchni bryły. Tymczasem w przybliżeniu cienkoprzewodowym bierze się pod uwagę tylko źródła rozłożone na pobocznicach przewodu-bryły, a we wzorach całkowych operuje się całkowitym prądem i całkowitym ładunkiem, jako funkcjami współrzędnej mierzonej wzdłuż osi przewodu. Błędy wynikające z przybliżenia cienkoprzewodowego mają zatem trzy źródła:

- 1) nieuwzględnienie innych niż osiowa składowych prądu oraz ewentualnej, azymutalnej nierównomierności rozkładu prądu w poprzecznym przekroju przewodu;
- 2) nieuwzględnienie warunku zerowania się składowej stycznej całkowitego pola elektrycznego na powierzchniach kończących przewody;
- 3) niezgodne ze stanem faktycznym założenie znikania prądu na swobodnych końcach przewodów oraz nieuwzględnienie prądów występujących na powierzchniach kończących przy obliczaniu pola elektrycznego pochodzącego od struktury.

Zaniedbanie wymienionych wyżej efektów sprawia, że wzory (1) i (2), a więc i równania, w których pojawiają się obliczane według tych wzorów potencjały,

dokładnie opisują tylko nieskończenie długi przewód cylindryczny zanurzony w polu o symetrii osiowej (względem osi przewodu). Naturalne jest więc pytanie: jakie racjonalne przesłanki usprawiedliwiają stosowanie przybliżenia cienkoprzewodowego w analitycznym opisie przewodów o skończonej długości, zanurzonych w polu o dowolnej morfologii? Posługując się klasycznymi metodami obliczeniowymi można obliczyć prąd indukowany na powierzchni doskonale przewodzącego cylindra o nieskończonej długości, zanurzonego w polu fali płaskiej padającej prostopadle do jego osi. W przypadku podłużnego modu fali (wektor natężenia pola elektrycznego skierowany wzdłuż osi przewodu) prąd indukowany w przewodzie ma tylko składową równoległą do jego osi, natomiast w przypadku modu poprzecznego tylko składową azymutalną.

Przy jednakowej w obydwu przypadkach gęstości mocy fali oświetlającej przewód prąd o składowej osiowej ma znacznie większą wartość niż prąd o składowej azymutalnej. W ogólnym przypadku falę oświetlającą można traktować jako superpozycję modów podłużnego i poprzecznego. W przybliżeniu cienkoprzewodowym pomija się efekty związane z istnieniem indukowanych przez mod poprzeczny prądów azymutalnych, ponieważ mają one znikomą wpływ na pole repromieniowane przez strukturę (w zagadnieniu dyfrakcyjnym), jak również na pole promieniowane i parametry elektryczne anteny (w zagadnieniu antenowym). Błąd pojawiający się na skutek nieuwzględnienia warunku brzegowego na powierzchniach kończących przewodów jest pomijalnie mały, co wiąże się z faktem, że powierzchnie te są znacznie mniejsze od powierzchni bocznych i kwadratu długości fali roboczej. Również założenie dotyczące zerowania się prądu na swobodnych końcach przewodu nie jest zgodne z realną sytuacją fizyczną; na powierzchniach kończących występuje bowiem prąd radialny, malejący do zera w miarę zbliżania się do środka powierzchni. Na krawędzi łączącej powierzchnię boczną z powierzchnią kończącą musi być zachowana ciągłość prądu, a zatem prąd na pobocznicy jest równy prądowi radialnemu. Jeśli promień przewodu jest znacznie mniejszy od długości fali, zmiany prądu wzdłuż promienia powierzchni kończącej nie mogą być duże, a więc prąd na krawędzi jest bliski zera. Wynika stąd zasadność założenia o zerowaniu się prądu na swobodnych końcach przewodów.

4. KONSTRUKCJA ROZWIĄZAŃ NUMERYCZNYCH

4.1. Metoda momentów

Każde z równań przedstawionych w poprzednich rozdziałach można zapisać symbolicznie w postaci

$$LI(z) = F(z), \quad (25)$$

gdzie L oznacza odpowiedni operator liniowy, $I(z)$ poszukiwany rozkład prądu, a $F(z)$ jest znaną funkcją niosącą informacje o sposobie pobudzenia przewodu.

Przybliżone rozwiązanie równania (25) postulujemy w postaci kombinacji liniowej

$$I(z) = \sum_n I_n i_n(z), \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (26)$$

gdzie: $i_n(z)$ oznacza funkcje bazowe (liniowo niezależne) w dziedzinie operatora L , a I_n – poszukiwane współczynniki rozwinięcia funkcji – rozkładu prądu.

Po podstawieniu rozwiązania w postulowanej postaci do równania wyjściowego (25) otrzymamy funkcję błędu

$$\varepsilon(z) = \sum_n L [I_n i_n(z)] - F(z) \quad (27)$$

Wybermy teraz M -elementowy ($M \geq N$) zbiór tzw. funkcji próbnych (wagowych, testujących) $\{w_m(z)\}$ w zbiorze wartości operatora L . Poszukiwane współczynniki rozwinięcia (26) wyznaczamy z warunku znikania projekcji funkcji błędu na przestrzeń rozpiętą na funkcjach próbnych; warunek ten prowadzi do układu liniowych równań algebraicznych

$$\sum_n I_n \langle L i_n(z), w_m(z) \rangle = \langle F(z), w_m(z) \rangle \quad (m = 1, 2, \dots, M) \quad (28)$$

w których $\langle \dots \rangle$ oznacza iloczyn skalarny zdefiniowany – stosownie do zagadnień rozpatrywanych w niniejszej pracy – w następujący sposób:

$$\langle f, g \rangle = \int_a^b f(z) g^*(z) dz, \quad (28a)$$

a gwiazdka sygnalizuje wielkość zespoloną sprzężoną.

Układ równań (28) można zapisać w formie macierzowej

$$[L][I] = [F], \quad (28b)$$

gdzie: $[I]$ oznacza kolumnową, N -elementową macierz poszukiwanych współczynników I_n , a elementy macierzy $[L]_{M \times N}$ i $[F]_{M \times 1}$ są określone następująco:

$$\begin{aligned} L_{mn} &= \langle L i_n(z), w_m(z) \rangle \\ F_m &= \langle F(z), w_m(z) \rangle \end{aligned} \quad (28c)$$

Jeśli liczebność zbioru funkcji bazowych i próbnych jest taka sama ($M = N$), to rozwiązaniem równania macierzowego (28b) jest zależność:

$$[I] = [L]^{-1} [F]. \quad (28d)$$

Po podstawieniu obliczonych współczynników liczbowych I_n do (26) otrzymujemy przybliżony rozkład prądu, na podstawie którego wyznaczamy, w konwencjonalny sposób, wszystkie interesujące parametry wtórne charakteryzujące przewód, na przykład impedancję wejściową, charakterystykę promieniowania, skuteczny przekrój radarowy itp. [2, 8, 16].

4.2. Przesłanki wyboru schematu analizy numerycznej

Jedną z podstawowych kwestii wymagających rozstrzygnięcia w fazie formułowania zadania analizy numerycznej jest wybór funkcji bazowych i próbnych (wagowych); wybór ten przesądza bowiem o efektywności całego schematu analizy. Wyboru funkcji bazowych i wagowych należy dokonywać w taki sposób, by zapewniły one szybką zbieżność rozwiązania, jego stabilność i dokładność, prosty, a przy tym możliwie ogólny, algorytm konstrukcji rozwiązania oraz mały koszt obliczeń maszynowych. Ponieważ na ogół są to wymagania sprzeczne, więc wybór funkcji bazowych i próbnych z reguły musi być kompromisowy. Najczęściej stosuje się dwa zasadniczo odmienne typy funkcji [8, 12]:

- funkcje określone w dziedzinie operatorów i przyjmujące wartość równą zeru co najwyżej w skończonej liczbie punktów;
- funkcje tożsamościowo równe zeru w części dziedziny operatorów, tzw. funkcje segmentowe.

W pierwszym przypadku najczęściej stosuje się wielomiany algebraiczne i funkcje trygonometryczne, w drugim zaś najczęściej stosowanymi funkcjami są:

1) funkcja prostokątna

$$\Pi_n(s) = \begin{cases} 1 & s \in \left(s_n - \frac{\Delta}{2}, s_n + \frac{\Delta}{2} \right) \\ 0 & s \notin \left(s_n - \frac{\Delta}{2}, s_n + \frac{\Delta}{2} \right) \end{cases} \quad (29)$$

2) funkcja odcinkami liniowa

$$A_n(s) = \begin{cases} 1 - \frac{|s - s_n|}{\Delta} & s \in (s_n - \Delta, s_n + \Delta) \\ 0 & s \notin (s_n - \Delta, s_n + \Delta) \end{cases} \quad (30)$$

3) funkcja odcinkami sinusoidalna

$$A_n^*(s) = \frac{\sin(k\Delta A_n(s))}{\sin k\Delta}, \quad (31)$$

gdzie: $\Delta = s_{n+1} - s_n$, s_n jest punktem podziału struktury, a k oznacza liczbę falową ośrodka. Jak widać, stosowanie funkcji bazowych segmentowych implikuje podział przewodu na odcinki (segmenty).

Omówimy teraz pokrótce przesłanki wyboru funkcji bazowych. Stosowanie funkcji trygonometrycznych oraz wielomianów jako funkcji bazowych nastęrcza wiele trudności, zwłaszcza jeśli analizowane są struktury obciążone i (lub) zasilane w wielu punktach. Wiąże się to z faktem, że w przypadku takich struktur funkcja opisująca rozkład prądu ma skomplikowany przebieg, a zatem jej rozwinięcie w szereg funkcyjny wymaga zastosowania dużej liczby funkcji bazowych bądź podziału struktury na odcinki nie zawierające punktów szczególnych (obciążenie,

zasilanie) i zastosowania oddzielnej aproksymacji rozkładu prądu na każdym z tych odcinków. Wiąże się to jednak z koniecznością sformułowania dodatkowych równań, wynikających z warunku ciągłości prądu w punktach szczególnych. Z tego powodu większość autorów wyraźnie preferuje funkcje bazowe drugiego typu, tzn. funkcje segmentowe. Korzyści wynikające z zastosowania funkcji segmentowych są następujące:

- względna łatwość obliczania macierzy $[L]$ w równaniu (28a);
- rozwiązania oparte na funkcjach konstruowanych „na zakładkę” ((30 i 31)) są ciągłe, podobnie jak przy aproksymacji wielomianowej lub trygonometrycznej;
- możliwość stosowania stosunkowo niewielkiej liczby funkcji;
- specyficzne własności macierzy impedancyjnej znacznie ułatwiające i przyspieszające obliczenia (pod warunkiem podziału struktury na segmenty o jednakowej długości);
- łatwość analizy struktur obciążonych i (lub) zasilających w wielu punktach;
- łatwość analizy przewodów połączonych ze sobą.

Przesłanek wyboru funkcji próbnych jest, niestety, znacznie mniej niż wyboru funkcji bazowych i do tej pory nie sformułowano ogólnych zasad postępowania w tym zakresie. Wiadomo, że należy tutaj postępować ostrożnie, gdyż znane są kombinacje funkcji wagowych i bazowych prowadzące do rozwiązań słabo zbieżnych [13]. Należy jeszcze wspomnieć, że często stosowanym wariantem metody momentów jest tzw. kolokacja, do której dochodzi się po formalnym przyjęciu dystrybucji delta Diraca jako funkcji wagowych. Zaletą kolokacji, wynikającą z własności dystrybucji delta Diraca, jest to, że testowanie wymagające całkowania iloczynów obydwu stron równania wyjściowego (25) z odpowiednimi funkcjami wagowymi sprowadza się tutaj do nadania dyskretnej wartości argumentowi z ; dla N punktów próbnych otrzymuje się zatem N równań o postaci:

$$LI(z_m) = F(z_m) \quad (m = 1, 2, \dots, N).$$

4.3. Schemat P-PWL-PWC (Pocklington – Piecewise linear – Piecewise constant)

Omówioną ogólnie w poprzednich rozdziałach metodykę konstrukcji przybliżonych, numerycznych rozwiązań równań teorii cienkich anten zilustrujemy teraz konkretnym przykładem. Przedstawimy mianowicie sposób rozwiązania równania Pocklingtona dla odosobnionego, prostoliniowego przewodu cylindrycznego przy zastosowaniu odcinkami liniowych funkcji testujących i „schodkowej” aproksymacji poszukiwanego rozkładu prądu, tj. przy użyciu funkcji bazowych zdefiniowanych wzorem (29).

Pomnóżmy obie strony równania (16) przez m -tą funkcję testującą A_m i scałkujmy otrzymane równanie w granicach $-h, h$

$$j \frac{\omega}{k^2} \int_{-h}^h \left[\left(\frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right) A_z(z) \right] A_m(z) dz = \int_{-h}^h E_z^i(z) A_m(z) dz. \quad (32)$$

Wykonując dwukrotnie całkowanie przez części nietrudno wykazać, że

$$\int_{-h}^h A_m(z) \frac{d^2 A_z(z)}{dz^2} dz = \frac{1}{\Delta} [A_z(z_{m+1}) - 2A_z(z_m) + A_z(z_{m-1})]. \quad (33)$$

Wychodząc z kolei z przesłanek fizycznych można przyjąć, że potencjał wektorowy jest funkcją wolnozmienną na odcinku (z_{m-1}, z_{m+1}) , w związku z czym

$$\int_{-h}^h A_z(z) A_m(z) dz \approx \Delta A_z(z_m). \quad (34)$$

Wprowadzając (33) i (34) do równania (32) otrzymujemy

$$j \frac{\omega}{k^2 \Delta} [A_z(z_{m-1}) - (2 - k^2 \Delta^2) A_z(z_m) + A_z(z_{m+1})] = \int_{-h}^h E_z^I(z) A_m(z) dz. \quad (35)$$

Przyjmijmy teraz dla funkcji rozkładu prądu $I(z)$ aproksymację „schodkową”, to znaczy

$$I(z) = \sum_{n=1}^N I_n \Pi_n(z), \quad (36)$$

gdzie: I_n oznacza poszukiwane współczynniki rozwinięcia funkcji $I(z)$ w bazie $\{\Pi_n(z)\}$ ($n = 1, 2, \dots, N$). Wiążąc potencjał wektorowy $A_z(z)$ z prądem $I(z)$ przekształćmy równanie (35) do postaci

$$\sum_{n=1}^N I_n \left\{ \frac{j\eta}{4\pi k \Delta} [K_{m+1, n} - (2 - k^2 \Delta^2) K_{mn} + K_{m-1, n}] \right\} = \int_{-h}^h E_z^I(z) A_m(z) dz, \quad (37)$$

w której

$$K_{mn} = \int_{z_n - \frac{\Delta}{2}}^{z_n + \frac{\Delta}{2}} K(z_m - z) dz'. \quad (37a)$$

Równanie (37) zawiera N niewiadomych – poszukiwanych współczynników I_n rozwinięcia (36). Układając analogicznie do (37) równania dla N funkcji testujących $A_m(z)$ dochodzimy do układu N liniowych równań algebraicznych ze względu na współczynniki I_n . W notacji macierzowej układ ten można zapisać jako

$$[Z] [I] = [U], \quad (38)$$

gdzie: $[Z]$ oznacza tak zwaną uogólnioną macierz impedancyjną struktury, $[I]$ jest kolumnową macierzą współczynników I_n , a $[U]$ – kolumnowym wektorem niosącym informację o sposobie pobudzania struktury. Elementy macierzy impedancyjnej i wektora wymuszeń dane są następującymi wzorami: ‘

$$Z_{mn} = \frac{j\eta}{4\pi k \Delta} [K_{m+1, n} - (2 - k^2 \Delta^2) K_{mn} + K_{m-1, n}] \quad (39)$$

$$U_m = \int_{z_m - \Delta}^{z_m + \Delta} E_z^I(z) A_m(z) dz \quad (m, n = 1, 2, \dots, N) \quad (39a)$$

Występujące w tych wzorach całki oblicza się za pomocą kwadratur numerycznych. Warto w tym miejscu zauważyć, że przy obliczaniu elementów macierzy impedancyjnej pojawiają się sygnalizowane w pkt. 3.4 trudności rachunkowe związane z osobliwym charakterem jądra równania Pocklingtona. Jednakże opisana w pkt. 3.4 technika separacji osobliwego składnika jądra stwarza możliwość obejścia tych trudności i skonstruowania następujących efektywnych obliczeniowo wzorów dla całek K_{mn} (patrz (37a)):

$$K_{mn} = \begin{cases} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \left[\frac{1}{\pi a} \beta_{mn} F\left(\frac{\pi}{2}, \beta_{mn}\right) + K_b(z_m - z_n - z) \right] dz & (m \neq n) \\ \frac{\Delta}{\pi a} \left[1 - \ln \frac{\Delta}{16a} \right] + 2 \int_0^{\Delta/2} \left[\frac{1}{\pi a} \left(\alpha F\left(\frac{\pi}{2}, \alpha\right) + \ln \frac{z}{8a} \right) + K_b(z) \right] dz & (m = n) \end{cases} \quad (40)$$

(40a)

w których

$$\beta_{mn} = \left[1 + \left(\frac{z_m - z_n - z}{2a} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}; \quad \alpha = \beta_{mn} = \left[\frac{z^2 + 4a^2}{4a^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (41)$$

a $K_b(z)$ oznacza nieosobliwy (ograniczony) składnik jądra, który łatwo zidentyfikować na podstawie wzorów podanych w pkt. 3.4.

Równanie macierzowe (38) rozwiązuje się standardowymi, numerycznymi metodami algebry liniowej. Na podstawie wyznaczonego w ten sposób, przybliżonego rozkładu prądu można wyznaczyć wszystkie interesujące – obwodowe i polowe – parametry analizowanej struktury.

W przypadku pojedynczego przewodu podzielonego na segmenty o równej długości macierz $[Z]$ wykazuje dogodną w obliczeniach własność (niezależnie od wyboru funkcji bazowych i wagowych), a mianowicie element macierzowy jest funkcją modułu różnicy wskaźników $Z_{mn} = Z_{|m-n|}$. Macierze o takiej własności noszą nazwę toeplitzowskich. Wypełnienie macierzy toeplitzowskiej sprowadza się do obliczenia elementów pierwszego wiersza lub pierwszej kolumny (ewentualnie ostatniego wiersza lub ostatniej kolumny) oraz odpowiedniego ich rozmieszczenia.

4.4. Równoważność schematów analizy numerycznej

Wobec trzech równań wyjściowych opisujących struktury cienkoprzewodowe oraz różnych dopuszczalnych postaci funkcji bazowych i wagowych istnieje wiele możliwości konstrukcji schematów analizy numerycznej. Na przykład, tylko dla równań Pocklingtona i dwupotencjałowego oraz dla trzech zdefiniowanych w pkt. 4.2 funkcji można utworzyć aż osiemnaście takich schematów. Interesujące jest

w związku z tym, w praktyce obliczeniowej, zagadnienie wyboru schematu rozwiązania oraz oceny jego skuteczności. Ocena jednoznaczna jest trudna, ponieważ skuteczność schematu zależy od specyfiki konkretnego problemu. I tak na przykład do analizy struktur wieloprzewodowych wygodniej stosować równanie dwupotencjałowe niż równanie Pocklingtona; w tym ostatnim występują bowiem, ogólnie, pochodne mieszane, co znacznie komplikuje obliczenia. Z kolei zastosowanie schodkowej aproksymacji prądu pozwala, przy obliczaniu pola repromieniowanego przez strukturę, na bezpośrednie wykorzystanie wyrażeń analitycznych na pole promieniowane przez dipol Hertza. Podobną korzyść daje zastosowanie – jako funkcji bazowych – funkcji odcinkami sinusoidalnych (istnieją zamknięte wyrażenia na pole promieniowane przez prostoliniowy przewód z sinusoidalnym rozkładem prądu). Z drugiej jednak strony, zastosowanie funkcji odcinkami sinusoidalnych jest niewygodne ze względów rachunkowych w przypadku struktur znajdujących się w ośrodku stratnym, ponieważ liczba falowa występująca w argumencie funkcji sinus jest wtedy liczbą zespoloną.

Dokonując wyboru schematu analizy numerycznej należy pamiętać, że istnieją schematy równoważne. Analizując na przykład postać funkcji odcinkami liniowej oraz odcinkami sinusoidalnej nietrudno dojść do wniosku, że przy subtelnej segmentacji struktury ($\Delta \rightarrow 0$) funkcje te stają się równoważne, co pociąga za sobą równoważność schematów konstruowanych na podstawie tych funkcji. Z zasady wzajemności wynika, że zmiana funkcji bazowej i wagowej nie zmienia wartości elementu macierzowego, co dla zdefiniowanych w pkt. 4.2 funkcji można symbolicznie zapisać jako [3]:

$$\begin{aligned} Z[\Pi_n, A_m] &= Z[A_m, \Pi_n] & Z[A_n, A_m] &= Z[A_m, A_n] \\ Z[\Pi_n, A_m^s] &= Z[A_m^s, \Pi_n] & Z[A_n, A_m^s] &= Z[A_m^s, A_n] \\ Z[A_n^s, A_m^s] &= Z[A_m^s, A_n^s], \end{aligned} \quad (42)$$

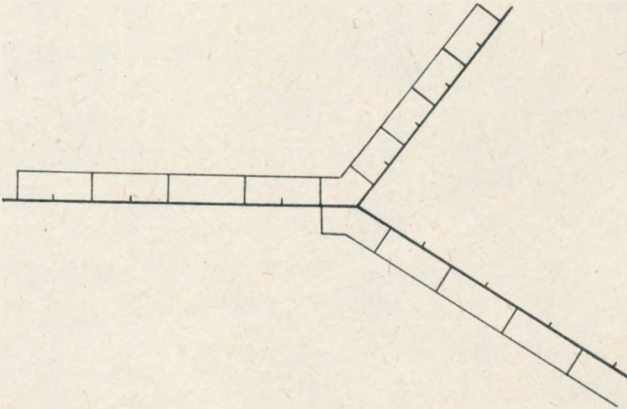
gdzie $Z[f_n, g_m]$ oznacza element macierzowy Z_{nm} dla funkcji wagowej f_n oraz bazowej g_m .

Dla pojedynczego przewodu, przy jednakowej długości segmentów, macierz impedancyjna $[Z]$ jest symetryczna, a więc $Z[f_n, g_m] = Z[g_m, f_n]$, co prowadzi do wniosku, że zmiana funkcji bazowych i wagowych nie zmienia macierzy impedancyjnej.

W sumie, przy subtelnej segmentacji przewodów, wszystkie schematy konstrukcji przybliżonego rozwiązania równania Pocklingtona, oparte na funkcjach segmentowych Π , A i A^s zdefiniowanych wzorami (29), (30) i (31), prowadzą do praktycznie identycznych wyników. Warto również zauważyć, że testowanie równania dwupotencjałowego funkcjami prostokątnymi jest, praktycznie biorąc, równoważne testowaniu równania Pocklingtona funkcjami odcinkami liniowymi. Źródło tej równoważności tkwi w warunku Lorentza i możliwości zastąpienia, przy subtelnej segmentacji przewodów, operatorów różniczkowych operatorami różnicowymi.

5. Analiza struktur wieloprzewodowych

Jak wspomniano w pkt. 4.4, równaniem szczególnie dogodnym do analizy struktur wieloprzewodowych jest równanie dwupotencjałowe. Niżej przedstawimy przykładowy schemat analizy struktur wieloprzewodowych oparty na funkcjach prostokątnych (29) jako funkcjach wagowych i bazowych [5, 14]. Zaletą stosowania funkcji prostokątnych jest jednakowa postać funkcji podcałkowych we wszystkich składnikach elementu macierzy impedancyjnej, co znacznie upraszcza obliczenia numeryczne. W ogólnym przypadku w strukturze złożonej z wielu przewodów mogą występować połączenia galwaniczne. Konieczność ich uwzględnienia stanowi istotne utrudnienie w stosunku do analizy pojedynczego przewodu. Przykładowy fragment analizowanej struktury pokazano na rys. 2. Przewody dzielone są,



Rys. 2. Szkic wyjaśniający sposób konstrukcji funkcji segmentowych na złączu

podobnie jak przewód pojedynczy, na segmenty. Prostokątne funkcje próbne i bazowe tworzone są według definicji (29) z pkt. 4.2. W punktach połączeń galwanicznych funkcja prostokątna obejmuje połowę segmentu należącego do jednego przewodu oraz połowę segmentu należącego do drugiego przewodu. Jeśli w jednym punkcie styka się $n > 2$ przewodów, tworzy się na złączu $n - 1$ funkcji prostokątnych. Nietrudno wykazać, że przy takiej konstrukcji funkcji bazowych automatycznie spełnione jest prawo Kirchhoffa dla węzła.

Punktem wyjścia analizy jest równanie dwupotencjałowe (1). Po testowaniu funkcją prostokątną równanie to przyjmuje następującą postać:

$$\begin{aligned} j\omega \bar{A}(s_m) \cdot \left[\bar{s}_m - \frac{\Delta_{m-}}{2} + \bar{s}_{m+} \frac{\Delta_{m+}}{2} \right] + \Phi(s_{m+}) - \Phi(s_{m-}) = \\ = E^t(s_m) \cdot \left[\bar{s}_m - \frac{\Delta_{m-}}{2} + \bar{s}_{m+} \frac{\Delta_{m+}}{2} \right], \end{aligned} \quad (43)$$

gdzie

$$\begin{aligned} \Delta_{m\pm} &= |\bar{r}_m - \bar{r}_{m\pm 1}| \\ \bar{s}_{m\pm} &= \frac{1}{\Delta_{m\pm}} (\bar{r}_m - \bar{r}_{m\pm 1}) \end{aligned} \quad (43a)$$

a \bar{r}_m – wektor wodzący punktu s_m podziału struktury.

Rozwinięcia prądu oraz ładunku w bazie funkcji prostokątnych mają postać:

$$\begin{aligned} I(s) &= \sum_{n=1}^N I_n \Pi_n(s) \\ q(s) &= -\frac{1}{j\omega} \sum_{n=1}^N I_n Q_n(s), \end{aligned} \quad (44)$$

gdzie

$$Q_n(s) = \begin{cases} 1/\Delta_{n-} & s_{n-1} < s < s_n \\ -1/\Delta_{n+} & s_n < s < s_{n+1} \\ 0 & \text{dla pozostałych wartości } s \end{cases} \quad (44a)$$

Podstawienie rozwinięć (44) do równania (43) prowadzi do układu równań algebraicznych. Element Z_{mn} macierzy impedancyjnej określa wzór:

$$\begin{aligned} Z_{mn} &= \frac{j\eta}{4\pi k} \left\{ k^2 \left[\bar{s}_{n-} \cdot \bar{s}_{mp} \int_{s_n - \frac{\Delta_{n-}}{2}}^{s_n} K(s_m - s') ds' + \bar{s}_{n+} \cdot \bar{s}_{mp} \int_{s_n}^{s_n + \frac{\Delta_{n+}}{2}} K(s_m - s') ds' \right] + \right. \\ &+ \frac{1}{\Delta_{n-}} \int_{s_n - \Delta_{n-}}^{s_n} K(s_{m+1/2} - s') ds' - \frac{1}{\Delta_{n-}} \int_{s_n - \Delta_{n-}}^{s_n} K(s_{m-1/2} - s') ds' + \\ &\left. + \frac{1}{\Delta_{n+}} \int_{s_n}^{s_n + \Delta_{n+}} K(s_{m-1/2} - s') ds' - \frac{1}{\Delta_{n+}} \int_{s_n}^{s_n + \Delta_{n+}} K(s_{m+1/2} - s') ds' \right\}, \end{aligned} \quad (45)$$

w którym

$$\bar{s}_{mp} = \frac{\Delta_{m-}}{2} \bar{s}_{m-} + \frac{\Delta_{m+}}{2} \bar{s}_{m+}$$

Wzór ten nadaje się bezpośrednio do obliczeń numerycznych. Możliwe jest, zależnie od potrzeb, stosowanie jądra zredukowanego bądź pełnego z uwzględnieniem procedury obliczeniowej zaprezentowanej w pkt. 3.4.

Implementacja omówionego wyżej schematu analizy numerycznej nie następuje większych trudności pod warunkiem, że dysponuje się szybkim komputerem z pamięcią operacyjną o dużej pojemności. Natomiast przy skromnych reśursach komputerowych sprawa staje się dość trudna. W związku z tym celowe wydaje się zwró-

cenie uwagi Czytelnika na kilka okoliczności o dużym znaczeniu dla praktyki obliczeniowej.

Konstrukcja przybliżonego rozwiązania numerycznego według opisanego schematu wymaga, po pierwsze, wyznaczenia macierzy impedancyjnej struktury, a następnie, rozwiązania układu liniowych równań algebraicznych ze stałymi współczynnikami. Aproksymacja poszukiwanego rozkładu prądu za pomocą N prostokątnych funkcji bazowych pociąga za sobą konieczność obliczenia sześciu całek (patrz wzór (45)) dla każdego z N^2 elementów macierzy impedancyjnej. Starannejsza analiza prowadzi jednak do wniosku, że wśród $6N^2$ niezbędnych do obliczenia całek jest tylko $3N^2 + N + 2$ całek różnych. Ponadto – przy podziale każdego z prostoliniowych (z założenia) przewodów tworzących analizowaną strukturę na segmenty o jednakowej długości – macierz impedancyjna ma lokalnie toeplitzowskie własności. Mówiąc inaczej, podmacierze z elementami odpowiadającymi segmentom przynależnym danemu przewodowi są toeplitzowskie. Oznacza to, że w podmacierzy o wymiarach, powiedzmy, $M \times M$ występuje tylko M różnych elementów. Uwzględnienie tego faktu przy konstruowaniu algorytmu obliczeń przyczynia się do wydatnego skrócenia czasu wypełniania macierzy impedancyjnej struktury. Układ liniowych równań algebraicznych ze względu na poszukiwane współczynniki rozwinięcia funkcji – rozkładu prądu można rozwiązać metodą odwracania macierzy. Nie jest to, co prawda, metoda jedyna, ale znajomość macierzy odwrotnej jest konieczna w wielu zagadnieniach. Czas odwracania macierzy jest w przybliżeniu wprost proporcjonalny do trzeciej potęgi jej wymiaru. Wynika stąd, że wszystkie zabiegi prowadzące do zredukowania wymiaru macierzy impedancyjnej są bardzo skutecznym sposobem zminimalizowania czasu obliczeń. Oczywiście, redukcja wymiaru nie zawsze jest możliwa. Jeśli jednak macierz impedancyjna jest – co się często zdarza – symetryczna, to niewykorzystanie tej własności wypada uznać za rozrzutną gospodarkę przydzielonymi zasobami komputera.

Analizując ewentualną symetrię macierzy impedancyjnej, warto zwrócić tutaj uwagę na jeszcze jeden problem, a mianowicie dowolność konstrukcji segmentowych funkcji bazowych w punktach, w których łączą się ze sobą więcej niż dwa przewody. W takiej sytuacji istnieje wiele możliwości wyboru par przewodów, dla których konstruuje się wspólną funkcję. W rezultacie określony wybór sposobu tworzenia tych funkcji w punktach galwanicznego połączenia kilku przewodów może zaburzyć naturalną symetrię analizowanego układu.

6. ZAKOŃCZENIE

W artykule omówiono podstawowe koncepcje nowoczesnych metod rozwiązywania zagadnień dyfrakcji fal elektromagnetycznych na cienkich przewodach. Charakterystyczną cechą opisanego podejścia jest połączenie metod klasycznej elektrodynamiki z technikami analizy numerycznej, dzięki czemu można skutecznie

rozwiązywać zagadnienia „niedostępne” dla metod czysto analitycznych. Komputerowa implementacja metod omówionych w artykule nie jest jednak łatwa, a wiążące się z tym problemy cząstkowe z powodzeniem kwalifikują się do odrębnego, obszernego opracowania.

WYKAZ LITERATURY

1. *Abramowitz M., Stegun I. A.*: Handbook of mathematical functions. NBS, AMS 55, US Dept. of Commerce, Washington 1964.
2. *Balanis C. A.*: Antenna theory. Analysis and design. Harper and Row, New York 1982.
3. *Butler C. M., Wilton D. R., Glisson A. W.*: Fundamentals of numerical solution methods in electromagnetics, Short course notes. Department of Electrical Engineering, University of Mississippi, 1984.
4. *Fichtenholtz G. M.*: Rachunek różniczkowy i całkowy. T. II, PWN, Warszawa 1964.
5. *Glisson A. W., Wilton D. R.*: Simple and efficient numerical methods for problems of electromagnetic radiation and scattering from surfaces. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-28, 1980, pp. 593–603.
6. *Harrington R. F.*: Field computation by moment methods, Macmillan, New York 1968.
7. *Harrington R. F.*: Matrix methods for field problems. Proceedings IEEE, vol. 55, 1967, pp. 136–139.
8. *Karwowski A.*: Analiza struktur promieniujących złożonych z cienkich przewodów. Prace Naukowe IPEiE Politechniki Wrocławskiej, s. Monografie nr 8, Wrocław 1984.
9. *Karwowski A.*: Teoria poziomej anteny liniowej nad ziemią stratną. Prace IŁ, nr 95, 1988.
10. *Karwowski A., Buda P.*: Metoda prognozowania zasięgu stref ochronnych wokół długości średniofalowych nadawczych anten radiofonicznych. Prace IŁ, nr 94, 1987.
11. *King R. W. P.*: The theory of linear antennas. Harvard University Press, Cambridge 1956.
12. *Mitra R.* (ed.): Computer techniques for electromagnetics. Pergamon Press, New York 1973.
13. *Mitra R.* (ed.): Numerical and asymptotic techniques for electromagnetics. Springer – Verlag, New York 1975.
14. *Rao S. M., Wilton D. R., Glisson A. W.*: Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-30, 1982, pp. 409–418.
15. *Schelkunoff S. A., Friis H. T.*: Antennas – Theory and Practice. John Wiley, New York 1952.
16. *Stutzman W. L., Thiele G. A.*: Antenna theory and design. John Wiley, New York 1981.

Андрей Карвовски

Павел Шарох

ОСНОВЫ ЧИСЛЕННЫХ ТЕХНИК РЕШЕНИЯ ДИФФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА ТОНКИХ ПРОВОДАХ

Резюме

В статье затрагиваются избранные, основные вопросы решения диффракции электромагнитных волн на тонких проводах методом моментов.

Рассмотрено наиболее часто встречаемые в литературе интегральные уравнения исходящие из классических, предложенных Pocklington-Hallen подходов решения антенной и дифракционной задачи для тонкого, прямолинейного цилиндрического провода. Много внимания уделяется специфике тонкопроводного приближения и свойством ядра интегральных уравнений.

Рассмотрено идею конструирования приближенных цифровых решений этих уравнений, обращая внимание на потенциальную эквивалентность различных схем цифрового анализа. Предложено метод анализа многопроводных структур с гальваническими связями между проводами.

Andrzej Karwowski
Paweł Scharoch

FUNDAMENTALS OF NUMERICAL TECHNIQUES OF SOLVING THE PROBLEMS OF ELECTROMAGNETIC WAVES DIFFRACTION ON THIN CONDUCTORS

Summary

The paper is concerned with the selected fundamental aspects of the so called moment method of solving the problems of the electromagnetic waves diffraction on thin conductors. There were discussed the most frequently presented in the literature integral equations derived from the classical approach, proposed by Pocklington and Hallen, to the problems of antenna and diffraction for the case of a thin rectilinear cylindrical conductor. Much attention has been given to the specificity of the thin conductor approximation and to the attributes of the integral equations kernel. There was discussed the idea of the construction of the approximate numerical solutions of the equations, calling attention to the potential equivalence of different numerical analysis schemes. There was presented the method of multiwire structures analysis with junctions between the conductors.

Andrzej Karwowski
Paweł Scharoch

PRINCIPES DE BASE DES TECHNIQUES DE SOLUTIONS DES PROBLÈMES DE DIFFRACTION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES SUR DES CONDUCTEURS FINS

Résumé

Cet article concerne les aspects fondamentaux choisis de la méthode des moments employée à la solution d'un problème de diffraction des ondes électromagnétiques sur les conducteurs fins. On a discuté les équations intégrales les plus souvent publiées dans la littérature et déduites des solutions classiques proposées par Pocklington et Hallen pour résoudre les problèmes de l'antenne et de la diffraction d'un conducteur fin, rectiligne et cylindrique. On a attaché une importance particulière à la spécificité de l'approximation d'un conducteur fin aux propriétés

du noyau des équations intégrales. On a discuté aussi une idée de construction des résolutions numériques approximatives de ces équations en attirant l'attention sur la possibilité d'une équivalence des différents schémas de l'analyse numérique.

On a présenté une méthode de l'analyse des structures multiconducteurs avec le passage métallique entre eux.

Andrzej Karwowski

Paweł Scharoch

GRUNDLAGEN DER NUMERISCHEN LÖSUNGSMETHODEN DER DIFRAKTIONSPROBLEME DER ELEKTROMAGNETISCHEN WELLEN AUF DÜNNEN LEITERN

Zusammenfassung

Die Bearbeitung betrifft ausgewählte Grundaspekte der sogenannten Momentenmethode der Lösung der Difraktionsprobleme der elektromagnetischen Wellen auf dünnen Leitern. Es wurden die am häufigsten in Literatur gegebenen Integralgleichungen besprochen, die aus klassischen von Pocklington und Hallen vorgeschlagenen Einstellungen zu Antennen- und Difraktionsproblemen für dünne direkte zylindrische Leiter ausgeleitet sind. Es wurde besonders die Annäherungsspezifik der dünnen Leiter und Eigenschaften des Kernes der Integralgleichungen beachtet. Es wurde die Konstruktionsidee der angenäherten numerischen Lösungen der Gleichungen besprochen mit Berücksichtigung der potentialen Gleichwertigkeit der verschiedenen Schemen der numerischen Analyse. Es wurde die Methode der Analyse der Vielleiterstrukturen mit galvanischen Verbindungen zwischen Leitern vorgestellt.

ZAKŁÓCENIA ELEKTROMAGNETYCZNE W ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI 0,5–50 kHz

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1987.11.03

Przedstawiono zestaw pomiarowy do automatycznej rejestracji zakłóceń elektromagnetycznych w zakresie częstotliwości 0,5–50 kHz, wyniki pomiarów oraz sposób ich analizy.

Otrzymane rezultaty porównano z wynikami badań wykonanych w Waszyngtonie oraz z wynikami zawartymi w raporcie CCIR Doc. 1/183 z 1977 r.

1. WPROWADZENIE

W zastosowaniach praktycznych często konieczna jest informacja o poziomie zakłóceń elektromagnetycznych w naszym otoczeniu. Warunkuje on dobór metod odbioru oraz jakość pracy urządzeń odbiorczych. Poziom tych zakłóceń, zwłaszcza w zakresie bardzo małych częstotliwości (do 50 kHz), jest również wykorzystywany do określenia warunków kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń elektronicznych.

Wyniki pomiarów zakłóceń elektromagnetycznych w zakresie częstotliwości do 50 kHz przedstawiono w wielu opracowaniach [1÷6] jako uśrednione wartości oczekiwane dla całej powierzchni Ziemi oraz wszystkich pór roku i doby. Nie podaje się tam jednak innych, ważnych parametrów statystycznych, np. zmiany poziomów zakłóceń w funkcji pory dnia, roku, różnic pomiędzy dniami roboczymi i świątecznymi, charakteru występujących zakłóceń.

W celu uzyskania wielkości tych pomiarów przeprowadzono w Wojskowym Instytucie Łączności badania statystyczne w sierpniu i wrześniu 1985 roku. Wykonano je w cyklu całodobowym, zarówno w dniach roboczych, jak i wolnych od pracy. Miejsce pomiarów traktowane było jako teren podmiejski.

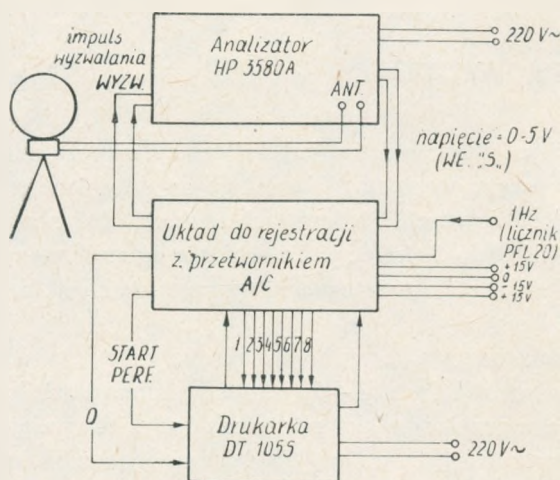
2. BADANIA LABORATORYJNE ZAKŁÓCEŃ ELEKTROMAGNETYCZNYCH W ZAKRESIE 0,5–50 kHz

2.1. Stanowisko pomiarowe

Opracowano własne stanowisko pomiarowe do automatycznej rejestracji poziomów zakłóceń elektromagnetycznych w zakresie częstotliwości 0,5–50 kHz o podanym niżej zestawie:

- antena ramowa o średnicy 76,2 cm, typu 94608, firmy Ailtech;
- układ do rejestracji z przetwornikiem A/C, typu ADC-82AM, firmy Burr-Brown;
- analizator widma, typu HP 3580, firmy Hewlett-Packard;
- dziurkarki DT-105S.

Schemat stanowiska pomiarowego przedstawionego na rys. 1.



Rys. 1. Stanowisko do automatycznej rejestracji poziomów zakłóceń elektromagnetycznych w zakresie 0,5–50 kHz

2.2. Metoda badań

Rejestracji poziomów zakłóceń dokonywano automatycznie podczas przestrajania się analizatora w zakresie częstotliwości 0–50 kHz. Dla pasma analizatora 30 Hz prędkość przestrajania wynosiła 9 s/dz, a czas przestrajania całego zakresu częstotliwości (jeden cykl pomiarowy) trwał 90 s. W jednym cyklu pomiarowym pobierano 90 próbek (co 1 s). Odpowiadało to pomiarom na częstotliwościach $n \cdot 555$ Hz, gdzie $n = 1, 2, \dots, 90$ oznaczało numer pomiaru. Kolejny cykl pomiarowy następował automatycznie co 5 minut. Rejestrację przeprowadzano całodobowo, zarówno podczas dni roboczych, jak i wolnych od pracy (sierpień i wrzesień 1985 roku).

W celu wyrażenia otrzymanych wyników w jednostkach natężenia pola zakłóceń zarejestrowane numery poziomów z przetwornika A/C przyporządkowano odpowiednim poziomom napięcia na wejściu analizatora, a następnie uwzględniono współczynniki kalibracji anteny. Do tego wykorzystano dwie charakterystyki. Pierwsza wyrażała zależność napięcia w dB w odniesieniu do μV (pasmo 30 Hz) na wejściu analizatora widma od numeru poziomu przetwornika A/C. Natomiast druga charakterystyka przedstawiała współczynnik kalibracji anteny ramowej, firmy Ailtech nr 94608–1, w funkcji częstotliwości, opracowanej przez producenta anteny. Operacje przeliczeniowe wykonano w ośrodku obliczeniowym po zakończeniu okresu pomiarowego. W celu obróbki i analizy otrzymanych wyników opracowano dwa programy, zwane NAPO i PAST.

2.3. Wyniki pomiarów

Obliczone wielkości zobrazowano na wykresach (rys. 2÷5). Sporządzono oddzielne wykresy w funkcji częstotliwości dla dni roboczych oraz dla dni świątecznych dla jednogodzinnych okresów pomiarowych w godzinnych odstępach.

Przykładowe wykresy dla godz. 11–12 dla dni roboczych oraz świątecznych przedstawiono odpowiednio na rys. 2 i 3. Na kolejnych rysunkach porównano wartości mediany oraz decyle występujące w dni robocze i świąteczne. Porównanie dla godz. 11–12 obrazuje rys. 4. Dla wybranych częstotliwości wykreślono obliczone wielkości statystyczne w funkcji czasu. Rysunek 5 przedstawia zakłócenia elektromagnetyczne dla dni świątecznych i roboczych w funkcji czasu na częstotliwości 42180 Hz.

2.4. Analiza wyników

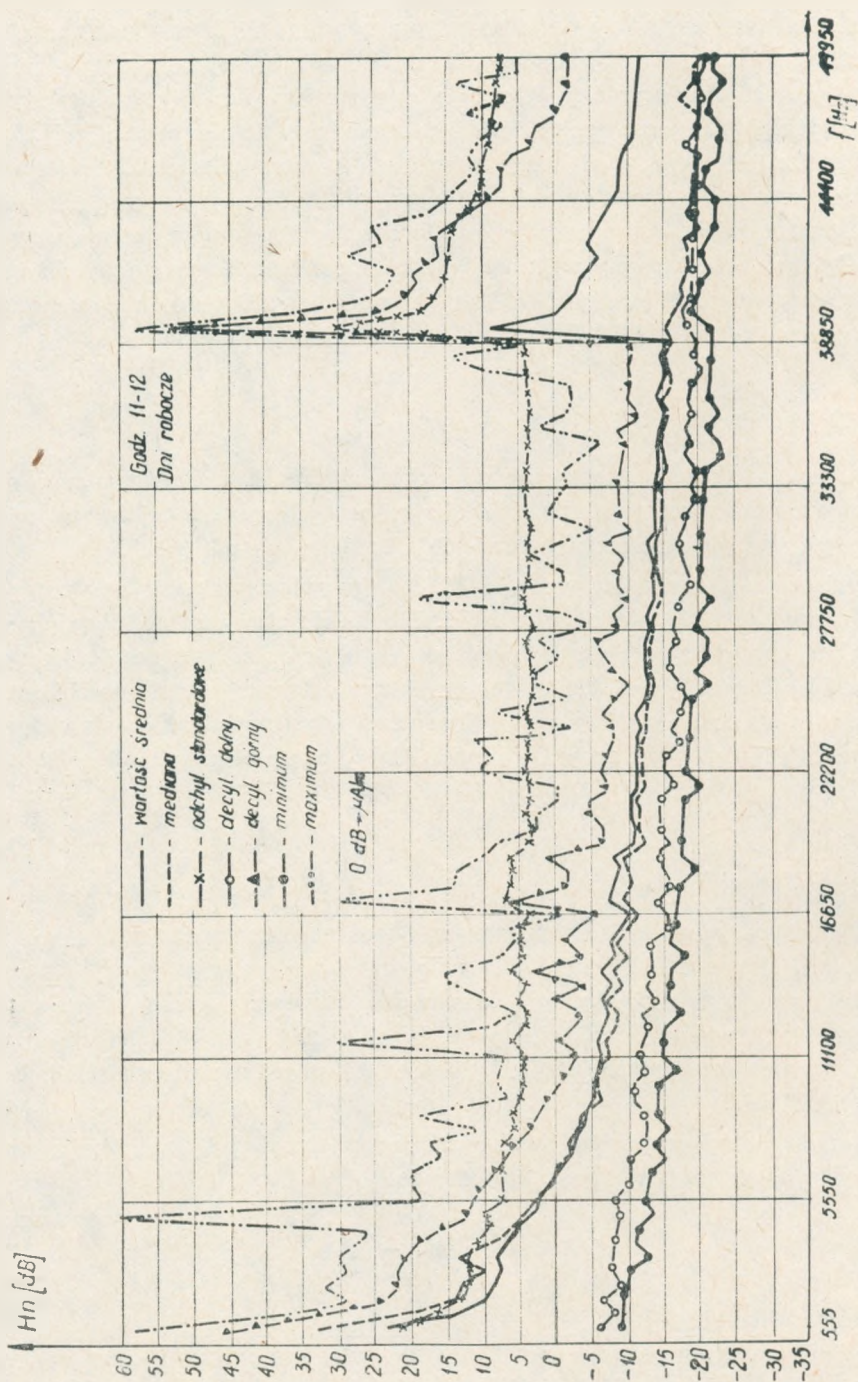
Na podstawie obserwacji przebiegów zakłóceń na ekranie analizatora widma oraz analizy otrzymanych wyników wysunięto hipotezę, że w badanym zakresie częstotliwości występują zakłócenia o charakterze szumowym oraz szumowe z dodatkowymi zakłóceniami interferencyjnymi. W związku z tym obwiednia tych zakłóceń na wyjściu analizatora (po filtrze) powinna mieć odpowiednio rozkład Rayleigha oraz Rice'a.

Funkcje gęstości prawdopodobieństwa zmiennej losowej U podlegającej rozkładowi Rayleigha można zapisać następująco:

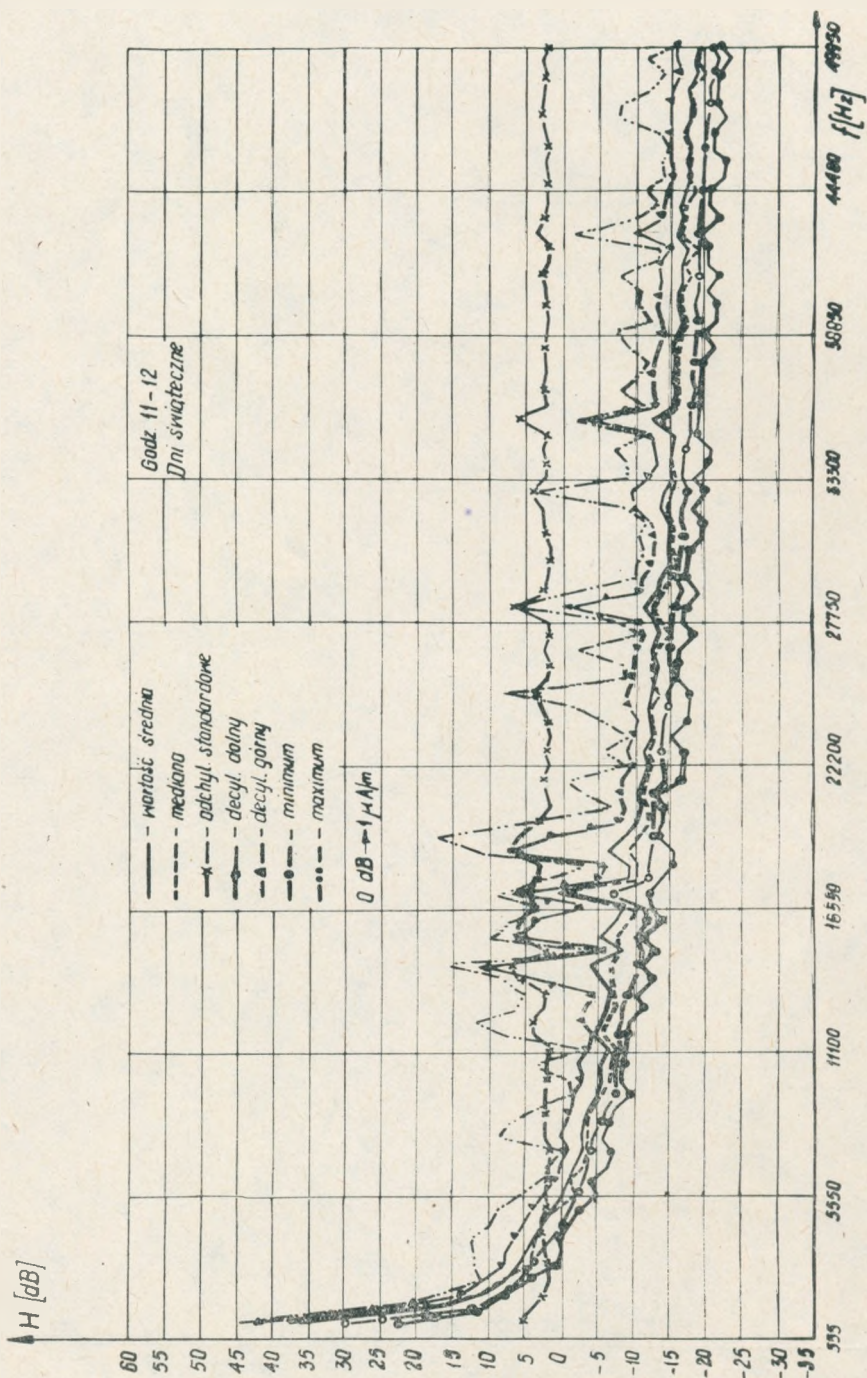
$$p(U) = \frac{U}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{U^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1)$$

gdzie: σ^2 – wariancja rozkładu.

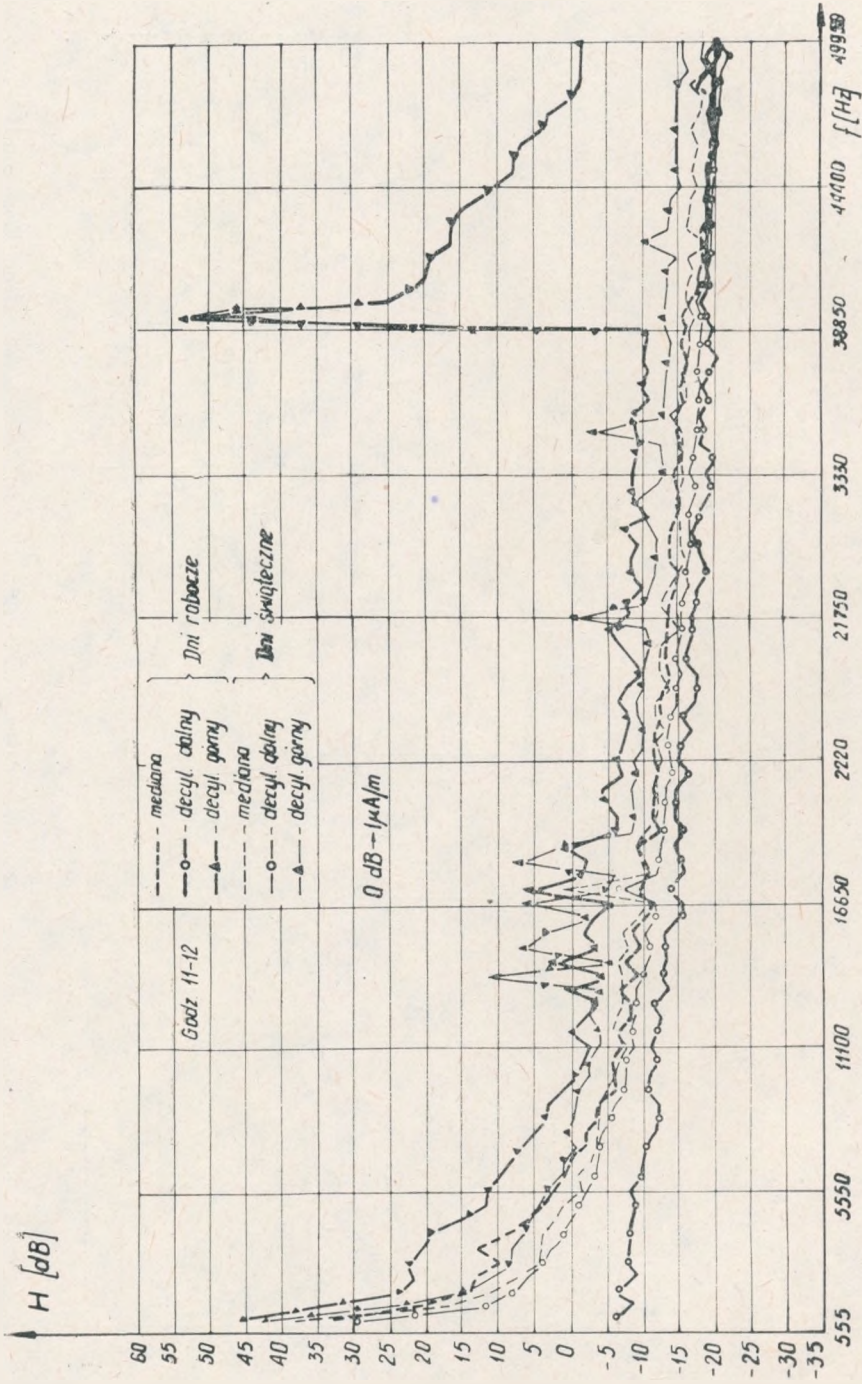
Przyjmując, że zmienna losowa $U = \sqrt{X^2 + Y^2}$, gdzie X i Y mają rozkład normalny o zerowej wartości średniej i jednakowej wariancji σ^2 , wartość średnia



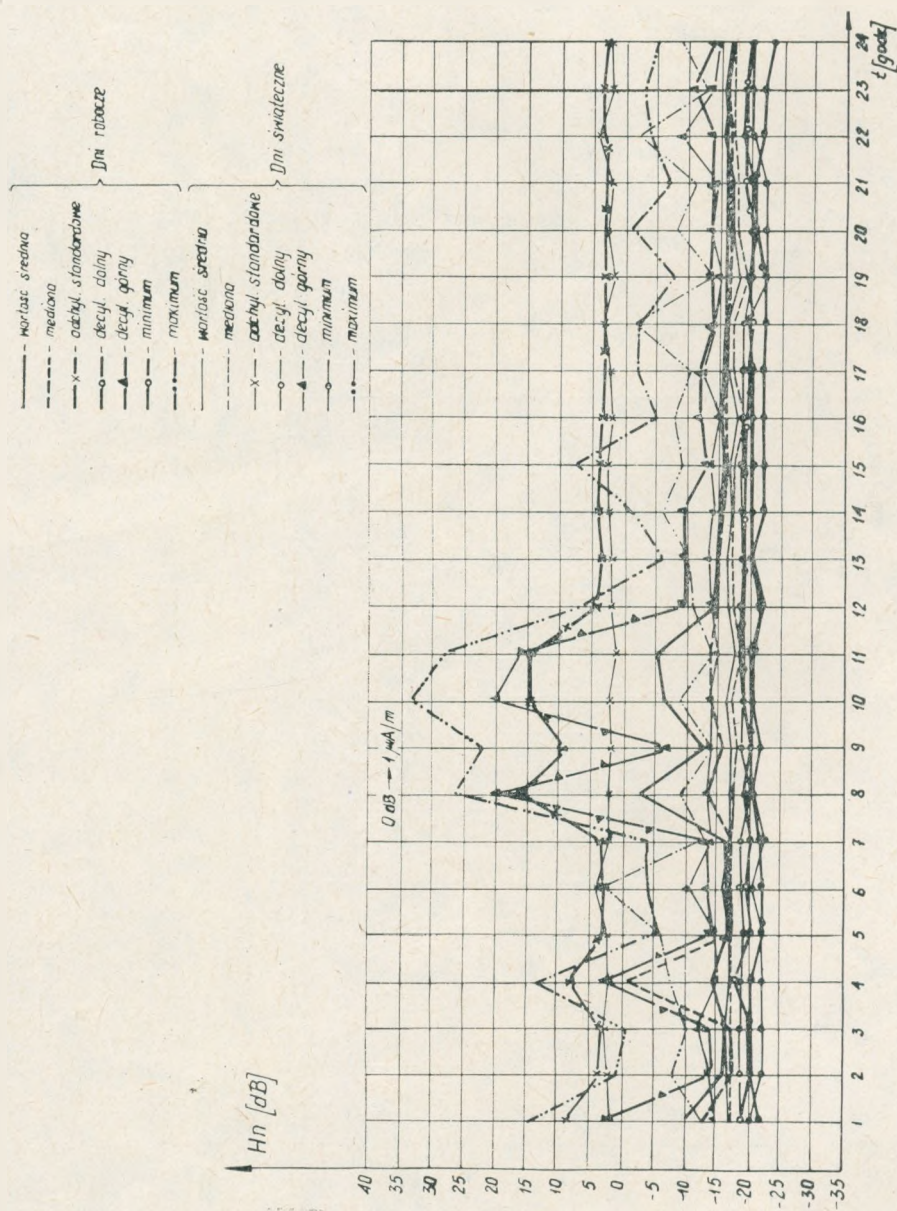
Rys. 2. Zakłócenia elektromagnetyczne w funkcji częstotliwości od 0,5-50 kHz — pomiar w dni robocze



Rys. 3. Zakłócenia elektromagnetyczne w funkcji częstotliwości od 0,5–50 kHz – pomiar w dni świąteczne



Rys. 4. Porównanie zakłóceń elektromagnetycznych dla dni świątecznych i roboczych w funkcji częstotliwości od 0,5-50 kHz



Rys. 5. Zakłócenia elektromagnetyczne dla dni świątecznych i roboczych w funkcji czasu na częstotliwości 42 180 Hz

zmiennej losowej U tego rozkładu wynosi:

$$m_u = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (2)$$

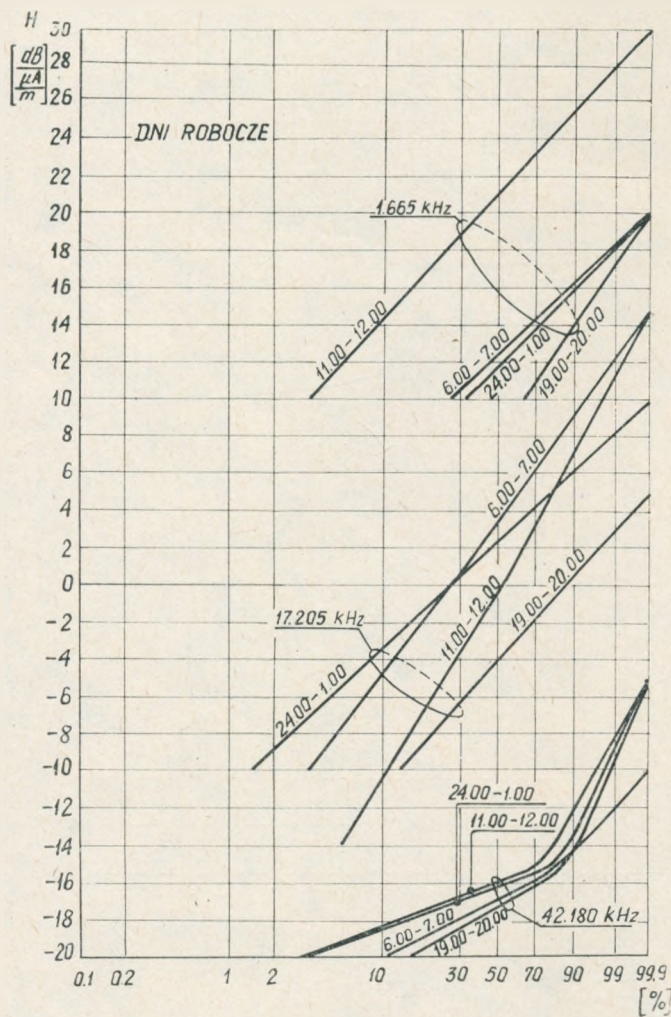
natomiast jej wariancja

$$\sigma_u^2 = 2\sigma^2 \quad (3)$$

skąd

$$m_u = 0,85 \sigma_u \quad (4)$$

Zależność pomiędzy wartością średnią a wariancją oraz odchyleniem standardowym wskazuje na słuszność postawionej hipotezy dotyczącej tych częstotliwości, gdzie nie obserwowano zakłóceń interferencyjnych. Obwiednia zakłócenia na wyjściu



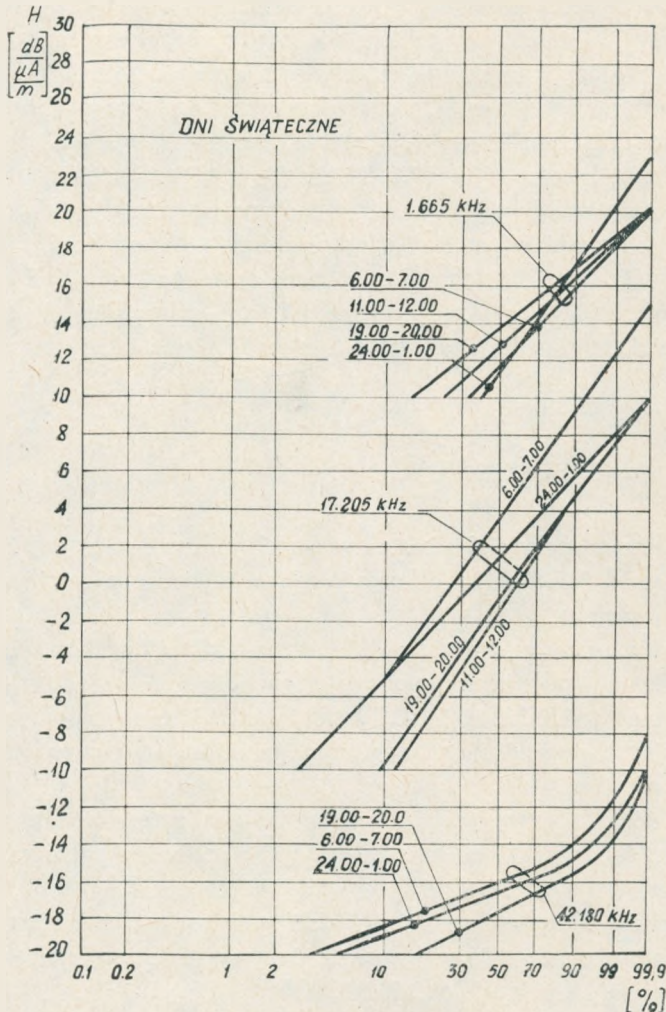
Rys. 6. Skumulowane częstotliwości wyników natężenia pola magnetycznego w dniach roboczych

analizatora widma dla częstotliwości, gdzie obserwowano występowanie zakłóceń interferencyjnych ma rozkład Rice'a. Rozkład ten nazywany jest uogólnionym rozkładem Rayleigha, gdyż opisuje obwiednię przebiegu wąskopasmowego, będącego sumą szumu o wartości skutecznej σ_n i sygnału harmonicznego o amplitudzie S .

Funkcję gęstości prawdopodobieństwa zmiennej losowej, będącą sumą szumu i sygnału harmonicznego, można zapisać:

$$p\left(\frac{U_{s+n}}{\sigma_n}\right) = \frac{U_{s+n}}{\sigma_n} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left[\left(\frac{U_{s+n}}{\sigma_n}\right)^2\right]\right\} I_0\left(\frac{U_{s+n}}{\sigma_n} \frac{S}{\sigma_n}\right) \quad (5)$$

gdzie: I_0 – zmodyfikowana funkcja Bessela pierwszego rodzaju zerowego rzędu oraz $U_{s+n} > 0$.



Rys. 7. Skumulowane częstotliwości wyników natężenia pola magnetycznego w dniach świątecznych

Na poziomie istotności testu $\alpha = 0,05$ otrzymano zgodność testowanych statystyk z rozkładem χ^2 . Potwierdzono słuszność postawionej hipotezy dotyczącej rozkładu Rice'a obwodni zakłóceń, weryfikując tym samym przyjęty rodzaj zakłóceń na wejściu analizatora. Stwierdzono zatem, że na wejściu analizatora występują zakłócenia o charakterze szumowym oraz zakłócenia interferencyjne na tle szumu. Wniosek ten potwierdzają również dane literaturowe [3, 4], gdzie wykazano, że o poziomie zakłóceń elektromagnetycznych w tym zakresie częstotliwości decydują zakłócenia atmosferyczne (naturalne), a na ich tle występują zakłócenia interferencyjne pochodzenia przemysłowego. Występowanie zakłóceń interferencyjnych potwierdzają również wyniki własnych pomiarów, bowiem z rys. 2, 3 i 4 widać, że ich poziomy i wyniki pomiarów statystycznych w dni robocze są znacznie wyższe niż w dni wolne od pracy. Dostrzec to również można na rys. 5, który ukazuje wzrost poziomów zakłóceń w dni robocze pomiędzy godziną 8-12.

Dla zbadania procentowego udziału wyników podlegających założonym rozkładom zilustrowano je w postaci skumulowanych częstości występowania na siatce rozkładu Rayleigha. Przykładowe wykresy dla dni roboczych i wolnych od pracy przedstawiają odpowiednio rys. 6 i 7. Ukazano na nich wyniki dla wybranych przedziałów czasowych dla częstotliwości 1665, 17 205, 42 180 Hz. Dla dwóch pierwszych częstotliwości wykresy mają postać linii prostych, co oznacza zgodność wyników eksperymentalnych z rozkładem Rayleigha. Natomiast dla częstotliwości 42 180 Hz obwiednia wyników ma rozkład Rice'a, przy czym rozkładowi Rayleigha podlega 70-90% wyników — co określa udział zakłóceń szumowych. Pozostałe 10-30% wyników wskazuje na występowanie zakłóceń interferencyjnych na wejściu odbiornika.

3. PODSUMOWANIE

- Na podstawie literatury oraz wyników badań własnych można stwierdzić, że:
- w zakresie częstotliwości 0,5-50 kHz obserwuje się występowanie zakłóceń głównie o charakterze szumu;
 - w przypadku zakłóceń szumowych występują małe zmiany określonych wielkości statystycznych (głównie wartości średnich) w ciągu doby;
 - istotne zmiany poziomów zakłóceń w funkcji czasu wynikają z występowania zakłóceń interferencyjnych pochodzenia przemysłowego, które zaobserwowano głównie w dni robocze;
 - różnice poziomów zakłóceń, występujące pomiędzy dniami roboczymi i wolnymi od pracy, wynikają ze zmian zakłóceń interferencyjnych; natomiast zakłócenia szumowe, których udział wynosi 70-90%, pozostają bez zmian;
 - poziom zakłóceń w zakresie częstotliwości 0,5-50 kHz w miarę wzrostu częstotliwości ulega obniżeniu o ok. 50 dB, przy czym zmiany wartości minimalnych wynoszą ok. 40 dB, a maksymalnych ok. 60 dB.

W celu porównania wyników własnych, przedstawionych w jednostkach natężenia pola magnetycznego (A/m), z wynikami podanymi w dokumencie CCIR jako współczynniki szumów w dB dokonano odpowiednich przeliczeń.

Przyjęto założenie, że stosunek natężenia pola elektrycznego E do natężenia pola magnetycznego H jest rozpatrywany w polu dalekim od źródła i dla powietrza lub wolnej przestrzeni równa się:

$$\frac{E_n}{H_n} = 120 \pi \quad (6)$$

stąd:

$$E_n = 120 \pi \cdot H_n \quad (7)$$

zaś w decybelach:

$$E_n \left[\frac{\text{dB}}{\mu\text{V/m}} \right] = 51,5 + H_n \left[\frac{\text{dB}}{\mu\text{A/m}} \right] \quad (8)$$

$$H_n = E_n - 51,5$$

ponieważ

$$E_n = F_a + B + 20 \lg f - 95,5 \left[\frac{\text{dB}}{\mu\text{V}} \right]$$

gdzie: F_a – współczynnik szumów w dB,

B – zastępcza szerokość pasma w MHz,

f – częstotliwość w MHz,

to

$$H_n = F_a + B + 20 \lg f - 95,5 - 51,5 \left[\frac{\text{dB}}{\mu\text{V/m}} \right] \quad (9)$$

Ostatecznie otrzymano:

$$F_a = H_n - B - 20 \lg f + 147 \text{ [dB]} \quad (10)$$

Po odpowiednim przeliczeniu uzyskanych wyników można stwierdzić, że są one zgodne z danymi literaturowymi.

Otrzymano podobną dynamikę zmian jak w badaniach podanych w dokumencie CCIR. Uzyskane dane eksperymentalne wykazują natomiast mniejszy rozrzut wartości ekstremalnych (średnio o 10 dB). Wynika to z tego, że badania przeprowadzone w WIŁ dotyczyły tylko jednego punktu odbioru, natomiast wyniki ze sprawozdania CCIR określono dla całej powierzchni Ziemi we wszystkich porach roku i doby.

Porównanie wyników własnych z wynikami badań w Waszyngtonie przeprowadzonymi w zakresie częstotliwości 10 Hz–10 GHz [7] pozwala wyciągnąć wniosek dotyczący wartości ekstremalnych zakłóceń pochodzenia przemysłowego (interferencyjnych). Pomiary te wykonano w sposób podobny w 10 miejscowościach,

głównie w portach lotniczych, szpitalach, szkołach, centrach handlowych. Stwierdzono tam o około 15 dB wyższe od naszych poziomy głównie zakłóceń interferencyjnych. Również udział zakłóceń interferencyjnych w porównaniu z szumowymi był 2-3-krotnie wyższy niż według badań WIŁ i wynosił 40-60%. Widać stąd, że cechy jakościowe zakłóceń w obu porównywanych przypadkach są jednakowe. Różnice ilościowe wynikają z różnych charakterystyk miejsc badań: bezpośrednia bliskość dużych obiektów przemysłowych w przypadku danych w pracy [7] i teren podmiejski w przypadku danych WIŁ.

4. ZAKOŃCZENIE

Przedstawione wyniki badań własnych zakłóceń elektromagnetycznych w zakresie częstotliwości 0,5-50 kHz zawierają bogaty materiał informacyjny dotyczący poziomów tych zakłóceń w dotychczas mało zbadanym zakresie częstotliwości. Pomierzone poziomy opisano za pomocą wielkości statystycznych. Wyniki pomiarów dają informację o charakterze zakłóceń, ich intensywności występowania w różnych przedziałach czasowych.

Zebrany i opracowany statystycznie materiał może być wykorzystywany do określenia poziomów zakłóceń w analizowanych pasmach odbioru.

WYKAZ LITERATURY

- 1 CCIR, Draft Report: World wide minimum external noise levels 0,1 Hz to 100 GHz (046)1, APAH(1). Doc. 1/183, 1977.
- 2 CCIR, Report 258-2: Man-made radio noise. 1976.
3. Hagn G. H., Sailors D. B.: Empirical models for probability distributions of short-term mean environmental man-made radio noise levels. EMC Simp. Rec., Rotterdam 1979.
4. Hagn G. H., Shepherd R. A.: Man-made electromagnetic noise from unintentional radiators. Agard conference proceedings, No 159, Londyn 1975.
5. Rotkiewicz W.: Kompatybilność elektromagnetyczna w radiotechnice. WKŁ, Warszawa 1978.
6. Spaulding A. D., Disney R. T.: Final report, noise data and analysis, E55A. Tech. Memo. ERLTM - ITS 184, June 1969.
7. Waclo S., Osburn J. D., McDonald R. R.: Spectrum pollution in metropolitan Washington DC. IEEE Regional Electromagnetic Copmatibility Symp. Rec., San Antonio, Tex., Oct. 1970.

Рышард Флёрыньски

РАДИОПОМЕХИ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 0,5—50 кГц

Резюме

Представлено измерительный комплект для автоматических измерений радиопомех в диапазоне частот 0,5—50 кГц, результаты измерений и способ их анализа.

Полученные результаты сравниваются с результатами измерений выполненных в Вашингтоне и с результатами приведенными в Отчете МККР док. I/183 с 1977 г.

Ryszard Floryński

ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE IN THE FREQUENCY RANGE OF 0,5-50 kHz

Summary

A measuring set for automatic recording of electromagnetic interference in the frequency range of 0,5–50 kHz, measurements results and the method of their analysis were presented.

The obtained results are compared with the results of tests performed in Washington and the results contained in the report of CCIR Doc.1/183 in the year 1977.

Ryszard Floryński

PERTURBATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES DANS LA BANDE 0,5-50 kHz

Résumé

On a démontré l'ensemble de mesure de l'enregistrement automatique: des perturbations électromagnétiques dans la bande 0,5–50 kHz, des résultats des mesures et des méthodes de l'analyse des résultats.

On a comparé des résultats abtenus avec ceux qui avaient été executé à Washington et avec ceux contenus dans le document 1/183 paru en 1987 du CCIR.

Ryszard Floryński

ELEKTROMAGNETISCHE STÖRUNGEN IM FREQUENZBEREICH 0,5-50 kHz

Zusammenfassung

Es wurde Messeinrichtung für automatische Registrierung der elektromagnetischen Störungen im Frequenzbereich 0,5-50 kHz beschrieben, die Messresultate geben und die Methode derer Analyse besprochen.

Die erhaltenen Resultate wurden mit den Resultaten der in Washington durchgeführten Prüfungen mit den in CCIR-Report Dok.1/183 1977 gegeben Resultaten verglichen.

STATYSTYCZNE CHARAKTERYSTYKI GRADIENTU WSKAŹNIKA REFRAKCJI PRZYGRUNTOWEJ WARSTWY ATMOSFERY NA PODSTAWIE SONDOWAŃ W PŁOCKU

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1987.10.02

Na podstawie sondowań przygruntowej warstwy atmosfery w rejonie Płocka, sondą meteorologiczną zawieszoną pod balonem na uwięzi, określono rozkłady prawdopodobieństwa gradientu wskaźnika refrakcji w warstwach 0–10 m, 10–25 m, 25–50 m, 50–100 m, 100–150 m i 150–200 m w kolejnych miesiącach roku dla różnych pór doby. Pozwoliło to ocenić roczny i dobowy cykl zmienności gradientu refrakcji w tych warstwach. Znajomość statystycznych charakterystyk refrakcji w tych warstwach jest istotna, gdyż w nich przebiegają kanały przestrzenne horyzontowych linii radiowych.

1. WPROWADZENIE

W latach 1983–85 przeprowadzono w rejonie Płocka pomiary-parametrów dolnej warstwy atmosfery sondą na uwięzi zawieszoną pod balonem. Sondowania wykonano o wschodzie słońca, następnie w godzinach 7.30 i 13.30, dokonując w tym czasie pomiaru temperatury, ciśnienia i wilgotności względnej sondą meteorologiczną. Pomiary realizowano na poziomach 0 m, 10 m, 25 m, 50 m, 100 m, 150 m, 200 m, 300 m, 400 m i wyżej w zależności od możliwości. Sondowania wykonano w dni bezdeszczowe, gdy prędkość wiatru nie przekraczała 5 m/s.

Celem tych pomiarów było określenie zmienności gradientu wskaźnika refrakcji w warstwach: 0–10 m, 0,25 m 0–50 m, 0–100 m, 0–200 m, a także 10–25 m, 25–50 m, 50–100 m, 100–150 m i 150–200 m. Warstwy te decydują o propagacji fal w horyzontowych liniach radiowych (zjawisko dyfrakcji, zjawisko wielodrogowości i zaników interferencyjnych z niego wyływających).

Istotne jest określenie „najgorszego” pod względem propagacyjnym miesiąca w roku, a także „najgorszej” pory doby. W związku z tym ostatnim celem, oprócz sondowań w porach wymienionych wyżej (wschód słońca, godz. 7.30 i 13.30), przeprowadzono w 1985 roku dodatkowe sondowania w lipcu, sierpniu i wrześniu również w godzinach 11.00, 16.30, a także o zachodzie słońca.

2. METODA WYKONYWANIA POMIARÓW

Wartość wskaźnika refrakcji N w wybranym punkcie atmosfery zależy od temperatury T [K], prężności pary wodnej $e(t)$ [hPa] i ciśnienia atmosferycznego p [hPa], zgodnie ze znanym wzorem:

$$N = \frac{77,6}{T} \left[p + \frac{4810 e(t)}{T} \right] \quad (1)$$

przy czym

$$t = T - 273,15^\circ\text{C}$$

zaś

$$e(t) = \frac{U}{100} 6,109 \exp\left(\frac{17,575t}{241,9+t}\right)$$

gdzie: U – wilgotność względna w procentach [5].

Średni gradient wskaźnika N w warstwie jest ilorazem różnicowym:

$$\text{grad } N = \frac{N_{k-1} - N_k}{h_{k-1} - h_k} \quad (2)$$

gdzie: N_k – wskaźnik refrakcji na wysokości h_k ,

N_0 – wskaźnik refrakcji na poziomie gruntu ($h_0 = 0$).

Odróżnia się „suchy” składnik N_s i składnik „wilgotny” N_w wskaźnika refrakcji, więc:

$$N = N_s + N_w$$

przy czym $N_s = 77,6 \frac{p}{T}$, zaś $N_w = 3,73 \cdot 10^5 \frac{e(t)}{T^2}$. Podobnie jak dla pełnego wskaźnika N , tak i dla jego składników można określić średni gradient w warstwie w postaci zależności (2).

Pomiary prowadzono na wybranych wysokościach sondą typu A-22, zawierającą bimetaliczny czujnik temperatury o stałej czasowej około 10 s, czujnik ciśnienia (puszki Vidiego) o stałej czasowej rzędu sekund i czujnik wilgotności względnej (błona zwierzęca) o stałej czasowej rzędu kilkudziesięciu sekund. Dane z czujników odbierano drogą radiową w postaci zakodowanej z rozróżnialnością temperatury $0,2^\circ\text{C}$, ciśnienia – 2 mb i wilgotności względnej – 2%.

Wysokość sondy nad gruntem określono bądź na podstawie mierzonego ciśnienia, bądź też z rozwinięcia liny i pomiaru kąta liny względem poziomu tak, że błąd określenia wysokości był mniejszy od 10%.

Wyniki pomiarów na sąsiednich poziomach są odseparowane czasowo o około 3 minuty. Czas ten jest potrzebny na zmianę wysokości czujnika nad gruntem i wykonanie pomiaru w ustabilizowanych warunkach. W przypadku występowania wiatru w trakcie pomiarów następuje przesunięcie masy powietrza nad punktem pomiaru. W efekcie, zamiast przekroju pionowego powstaje przekrój pod kątem

ostrym, co nie zmienia w sposób istotny charakterystyk statystycznych odniesionych do punktu „Płock”.

Ponieważ pomiarów nie wykonano dokładnie na wyznaczonych we wstępie wysokościach, więc wartości parametrów p , T , U na tych wysokościach obliczano za pomocą odpowiednich przybliżeń nie wnoszących praktycznie dodatkowego błędu.

3. STATYSTYCZNY OPIS ZMIENNOŚCI GRADIENTU WSKAŹNIKA REFRAKCJI N

Wyniki pomiarów i obliczeń dotyczące punktu w okolicy Płocka można tymczasowo uważać za reprezentatywne dla obszaru kraju od Warszawy do Bydgoszczy, Olsztyna i Białegostoku.

3.1. Miesięczne rozkłady gradientu N (grad N)

Otrzymane zbiory wartości gradientu N , odnoszące się do kolejnych miesięcy i godzin sondowań, posłużyły do obliczenia empirycznych funkcji prawdopodobieństwa przewyższenia wybranych progów gradientu N w postaci:

$$P [\text{Grad } N > (\text{grad } N)_i], \quad i = 1, 2, \dots \quad (3)$$

gdzie: $(\text{grad } N)_i$ oznacza i -ty próg przekraczany przez zmienną losową Grad N , przy czym:

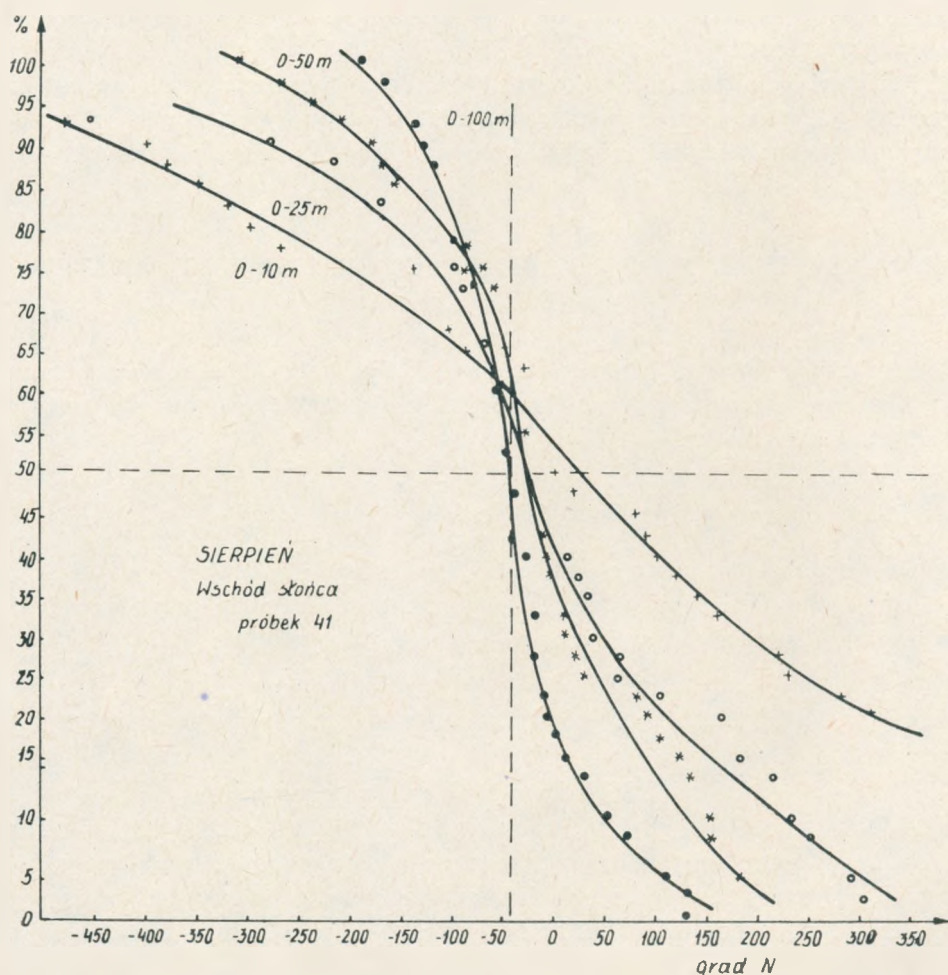
$$(\text{grad } N)_{i+1} = (\text{grad } N)_i + 5$$

zaś przedział zmienności grad N zawiera się od -1500 jednostek N/km do $+2100$ N/km . Prawdopodobieństwa empiryczne przekroczenia progów są wyrażone w procentach. Przykłady tego rodzaju funkcji (rozkładów) dla sierpnia dla godzin sondowań: wschód słońca, 7.30 i 13.30 i dla warstw 0–10 m, 0–25 m, 0–50 m i 0–100 m przedstawiono na rys. 1, 2 i 3. Uzyskane wyniki są interesujące, gdyż ukazują niezwykle wysoki przedział zmienności grad N w warstwach 0–10 m, 0–25 m, 10–25 m i 25–50 m, a także jego cykliczne zmiany roczne i dobowe. Dotychczas w dostępnej literaturze lub oficjalnych dokumentach brak było informacji o charakterystykach tych warstw tak ważnych z punktu widzenia propagacji fal w horyzontalnych liniach radiowych.

3.2. Roczna i dobowa zmienność gradientu N (grad N)

3.2.1. Charakterystyka warstw 0–10 m, 0–25 m, 0–50 m i 0–100 m

Zmienność gradientu N w ciągu roku przedstawiają wykresy na rys. 4, 5 i 6 odnoszące się do wschodu słońca oraz godziny 7.30 i 13.30. Uwidocznione są na nich przebiegi wartości grad N przekraczanych w kolejnych miesiącach w 10% przy-

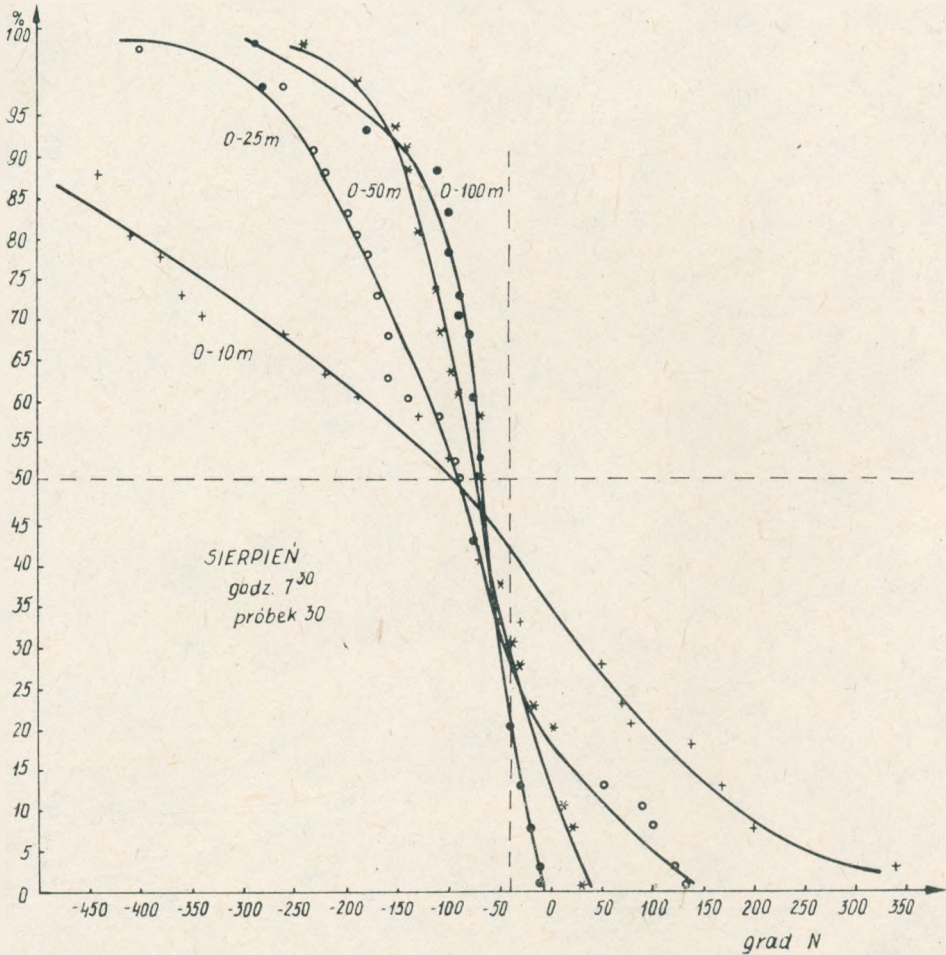


Rys. 1. Rozkłady gradientu wskaźnika refrakcji N w warstwach dla sierpnia o wschodzie słońca

padków lub 90% przypadków w odpowiednich warstwach (decyle 10% i 90%). Przedział grad N pomiędzy tymi progami można uznać za umowny zakres zmienności gradientu.

Jak zaznaczono na rys. 4, 5 i 6, zbiory danych mają różną liczebność. Odpowiednio też do tej liczebności należy traktować wiarygodność przedstawionego przedziału zmienności w danym miesiącu. Liczebność danych w chłodnych miesiącach jest z reguły niższa niż w miesiącach ciepłych, ale i zmienność grad N w tych miesiącach jest także znacznie niższa.

Zmiany dobowe grad N w lipcu, jednym z miesięcy o najwyższej zmienności, w którym wykonano najwięcej pomiarów, pokazano na rys. 7. Widać na nich, jak wartość 50-procentowa grad N przemieszcza się ku ujemnym wartościom w miarę

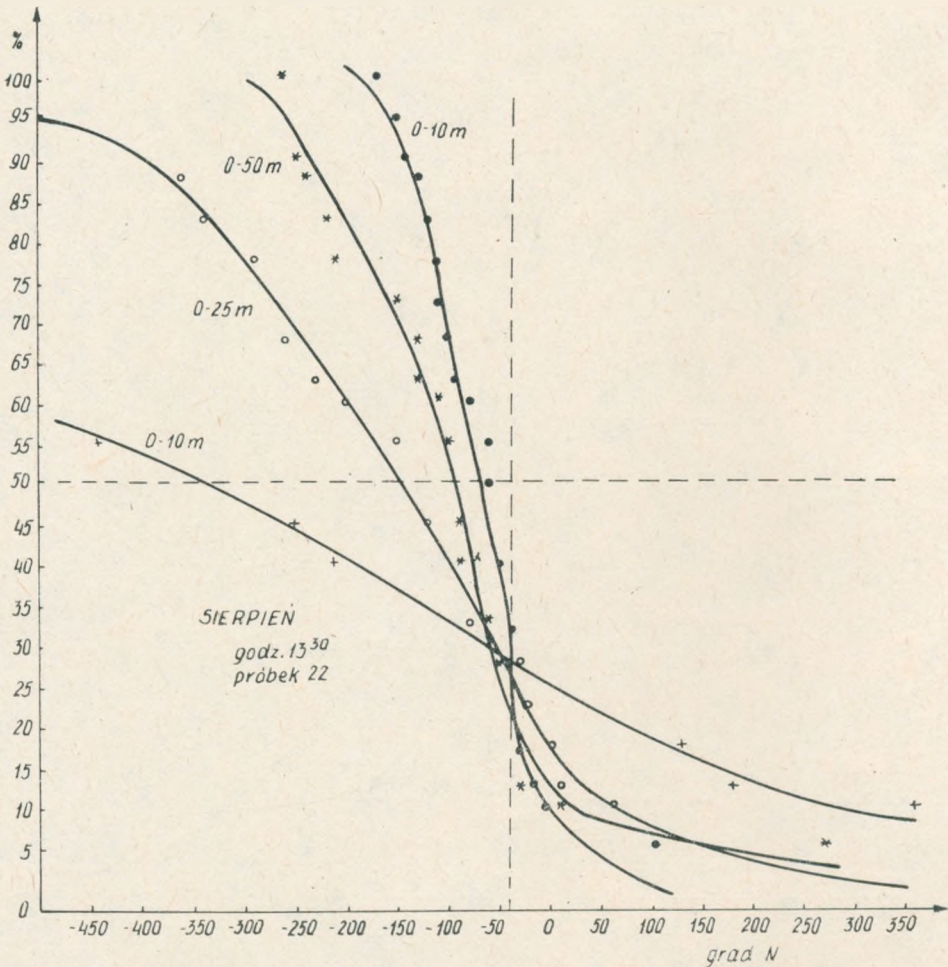


Rys. 2. Rozkłady gradientu wskaźnika refrakcji N w warstwach dla sierpnia o godz. 7.30

nagrzewania się gruntu po wschodzie słońca. W warstwach 0–10 m i 0–25 m wartość $(\text{grad } N)_{50\%}$ obniża się poniżej progu $\text{grad } N = -157 \text{ km}^{-1}$, który jest wartością krytyczną odpowiadającą sytuacji, gdy promień krzywizny toru fali elektromagnetycznej jest równy promieniowi Ziemi. Odpowiada to warunkom powstawania dukatów. Wieczorem i w nocy następuje proces odwrotny, gdy Ziemia oddaje zakumulowane ciepło do atmosfery. Na rysunku 7 przedstawiono także przebieg dobowy decyli 10% i 90% podobnie uzależniony od działania słońca jak przebieg mediany.

3.2. Charakterystyki warstw 0–10 m, 10–25 m, 25–50 m, 50–100 m i 150–200 m

Zmiany gradientu refrakcji wraz ze zmianą wysokości warstwy nad gruntem są zilustrowane przez wybrane przykłady określonych w wyniku sondowań średnich

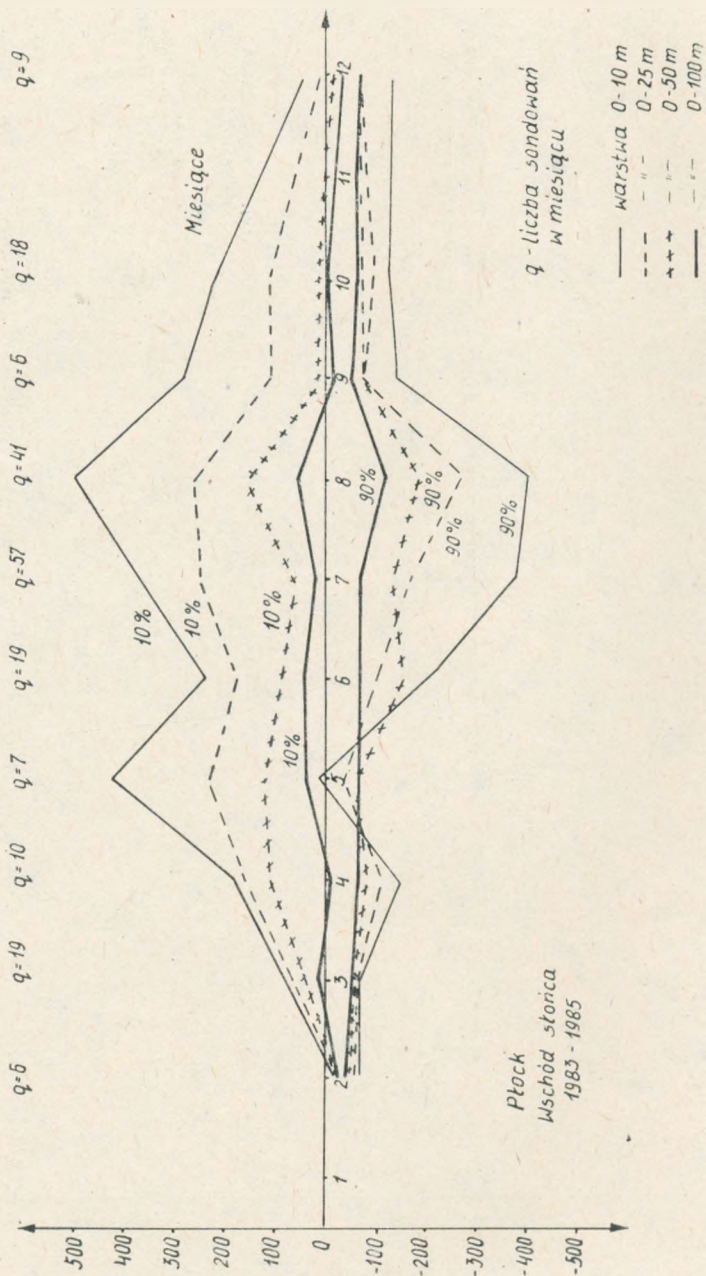


Rys. 3. Rozkłady gradientu wskaźnika refrakcji N w warstwach dla sierpnia o godz. 13.30

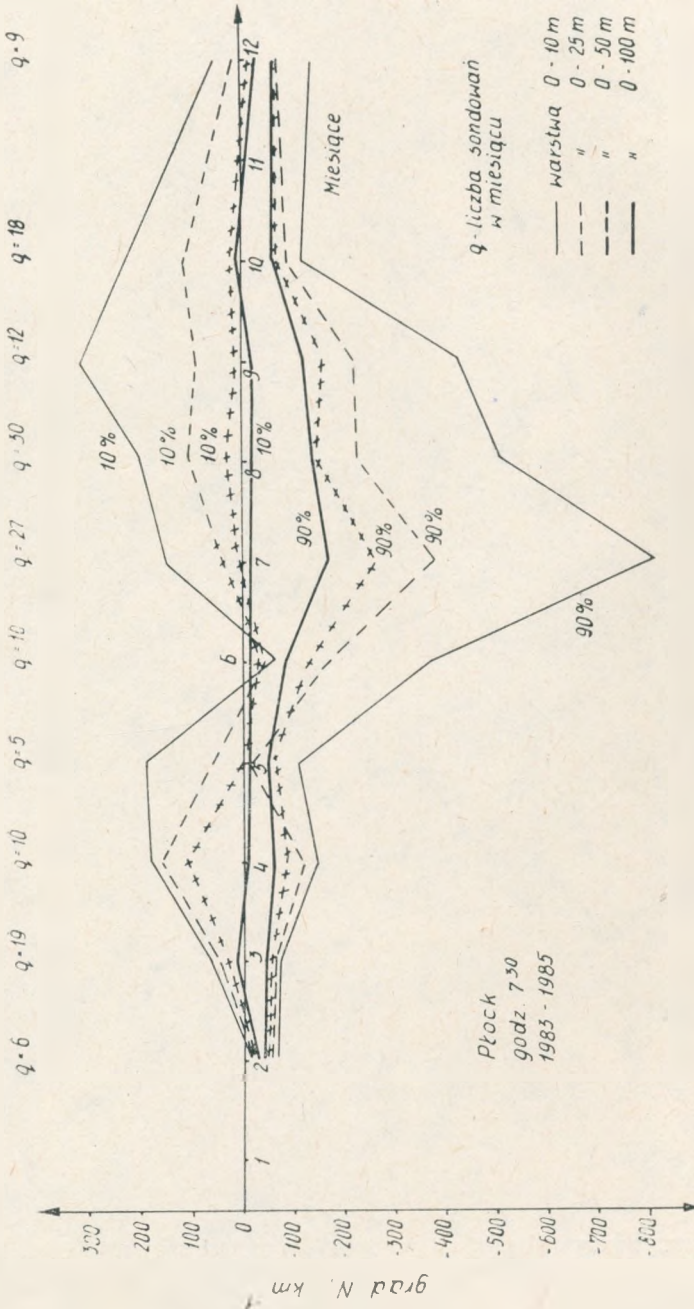
gradientów w warstwach 0–10 m, 10–25 m, 25–50 m, 50–100 m i wyższych (rys. 8). Należy zauważyć, że przekrój pionowy grad N wyrażony przez średnie gradienty w warstwach jest spłaszczony tym bardziej, im grubsze są warstwy, w których następuje uśrednianie. Z badań wiadomo, że zdarzają się warstwy o odmiennych parametrach, których grubość jest równa zaledwie 10 m. Można oczekiwać, że maksima grad N zostały uchwycone w warstwach 0–10 m i 10–25 m, natomiast w warstwach wyższych o grubości 50 m mogły niekiedy wystąpić uśrednienia silnie redukujące lokalne maksima. Zagadnienie to wyraża wzór na średni gradient w warstwie o grubości Δh , w skład której wchodzi warstwy o grubościach $\Delta h_1, \Delta h_2, \dots, \Delta h_n$:

$$(\text{grad } N)_{\Delta h} = \frac{\Delta h_1}{\Delta h} (\text{grad } N)_1 + \frac{\Delta h_2}{\Delta h} (\text{grad } N)_2 + \dots + \frac{\Delta h_n}{\Delta h} (\text{grad } N)_n$$

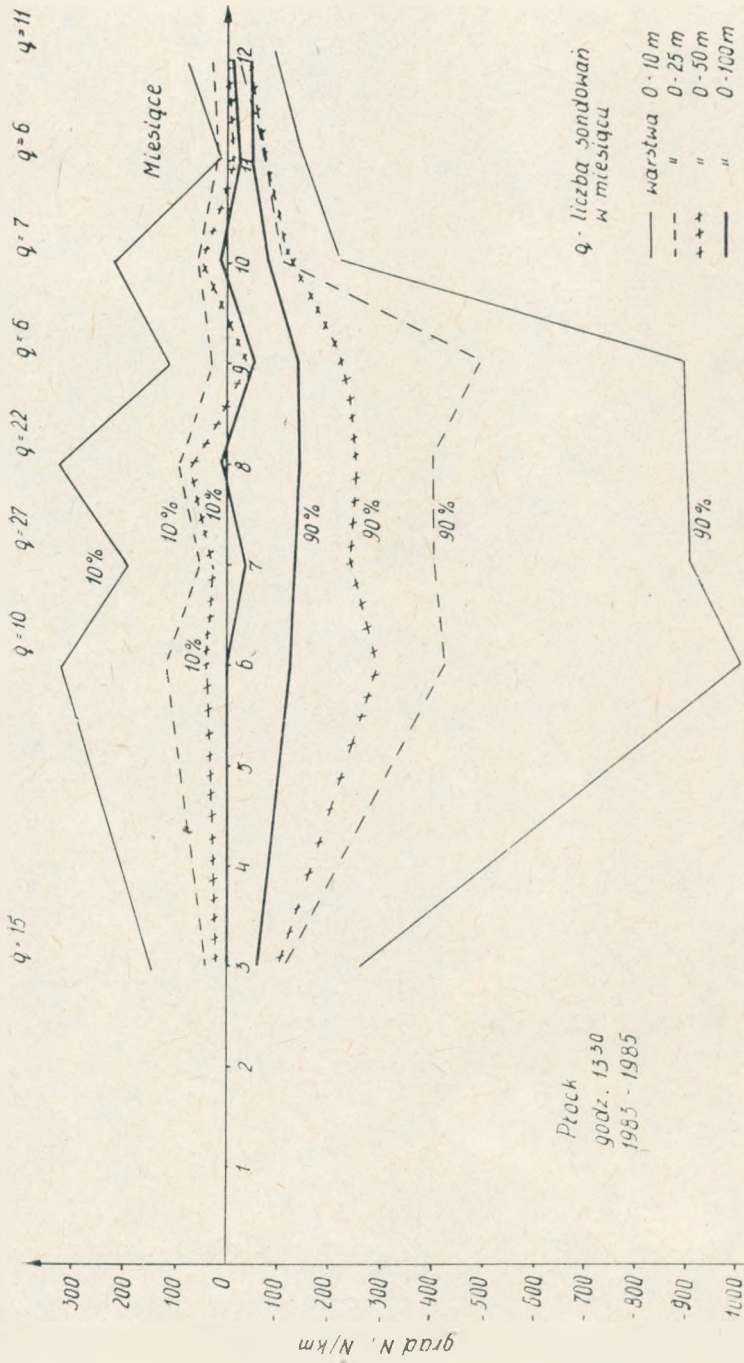
$$\Delta h = \Delta h_1 + \Delta h_2 + \dots + \Delta h_n \quad (4)$$



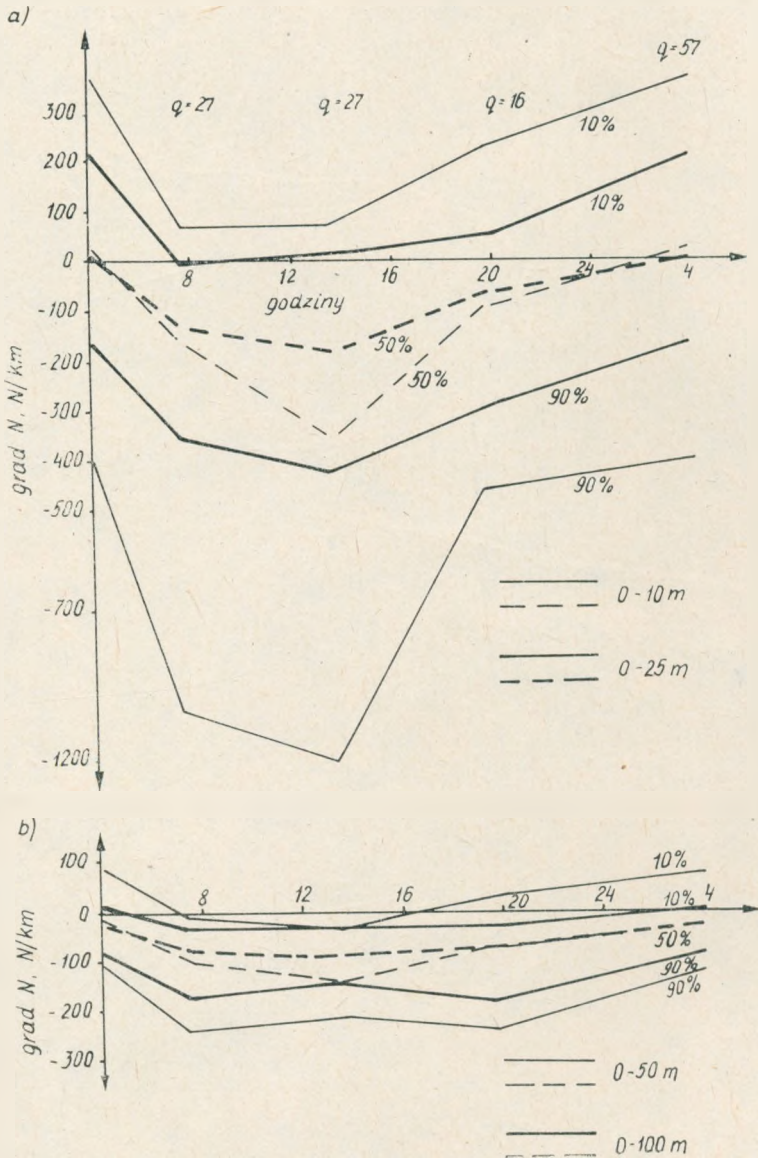
Rys. 4. Roczny cykl decyli 10% i 90% rozkładu gradientu współczynnika refrakcji w warstwach dla wschodu stonca



Rys. 5. Roczny cykl deccyli 10% i 90% rozkładu gradientu współczynnika refrakcji N w warstwach dla godz. 7.30

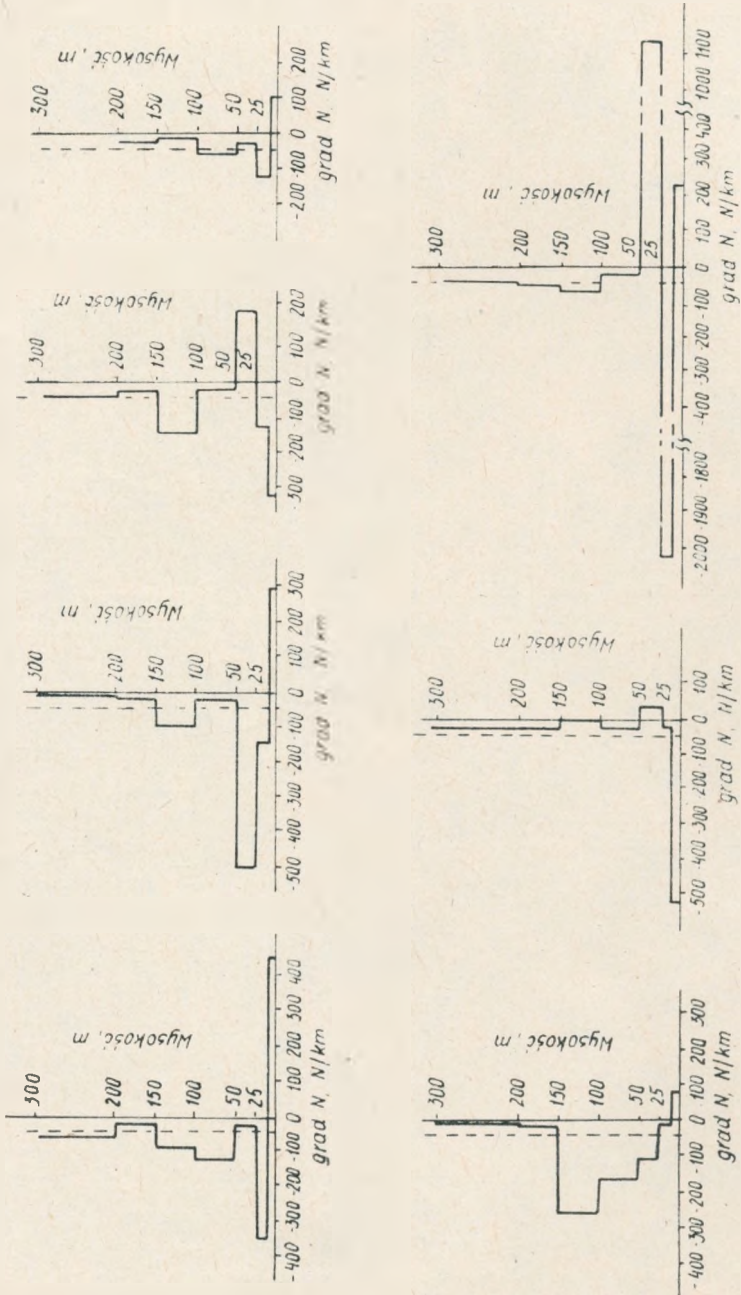


Rys. 6. Roczny cykl decyli 10% i 90% rozkładów gradientu współczynnika refrakcji N w warstwach dla godz. 13.30

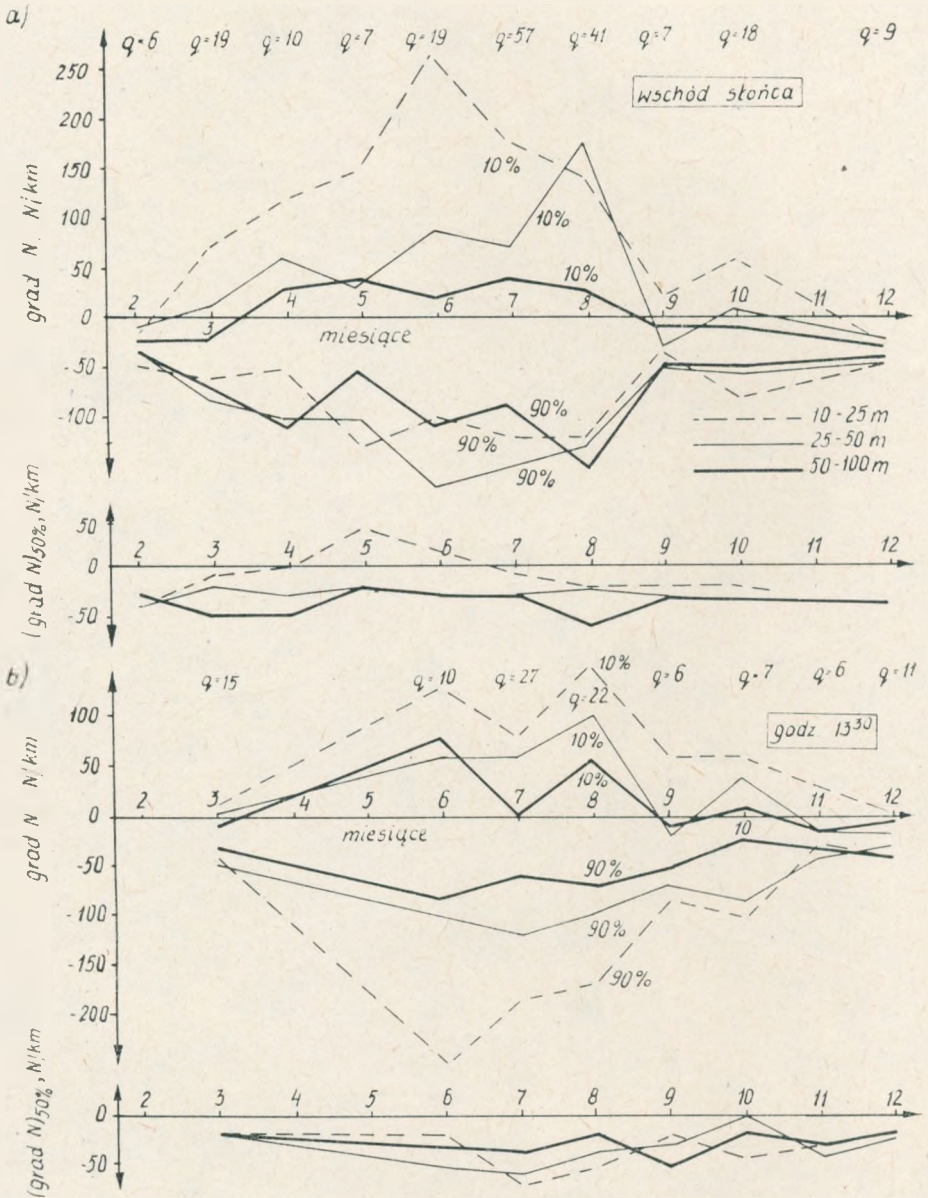


Rys. 7. Dobowy cykl decyli 10%, 50% i 90% rozkładów gradientu współczynnika refrakcji N w lipcu dla warstw

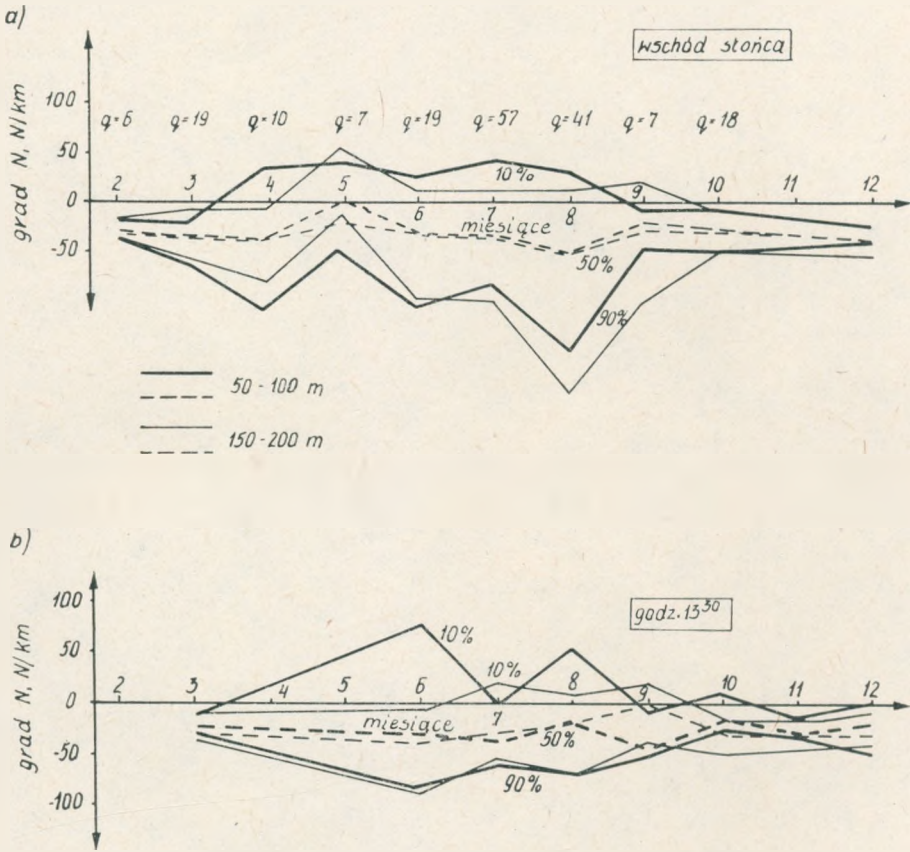
a) 0-10 m i 0-25 m; b) 0-50 m i 0-100 m



Rys. 8. Przykłady pionowych profili średniej wartości gradientu współczynnika refrakcji N w badanych warstwach w sierpniu o wschodzie słońca



Rys. 9. Roczny cykl decyli 10%, 50% i 90% rozkładów gradientu N
a) w warstwach 10-25 m, 25-50 m i 50-100 m dla wschodu słońca; b) dla godz. 13.30



Rys. 10. Roczny cykl decyli 10%, 50% i 90% rozkładów gradientu N
 a) w warstwach 50–100 m i 150–200 m dla wschodu słońca; b) dla godz. 13.30

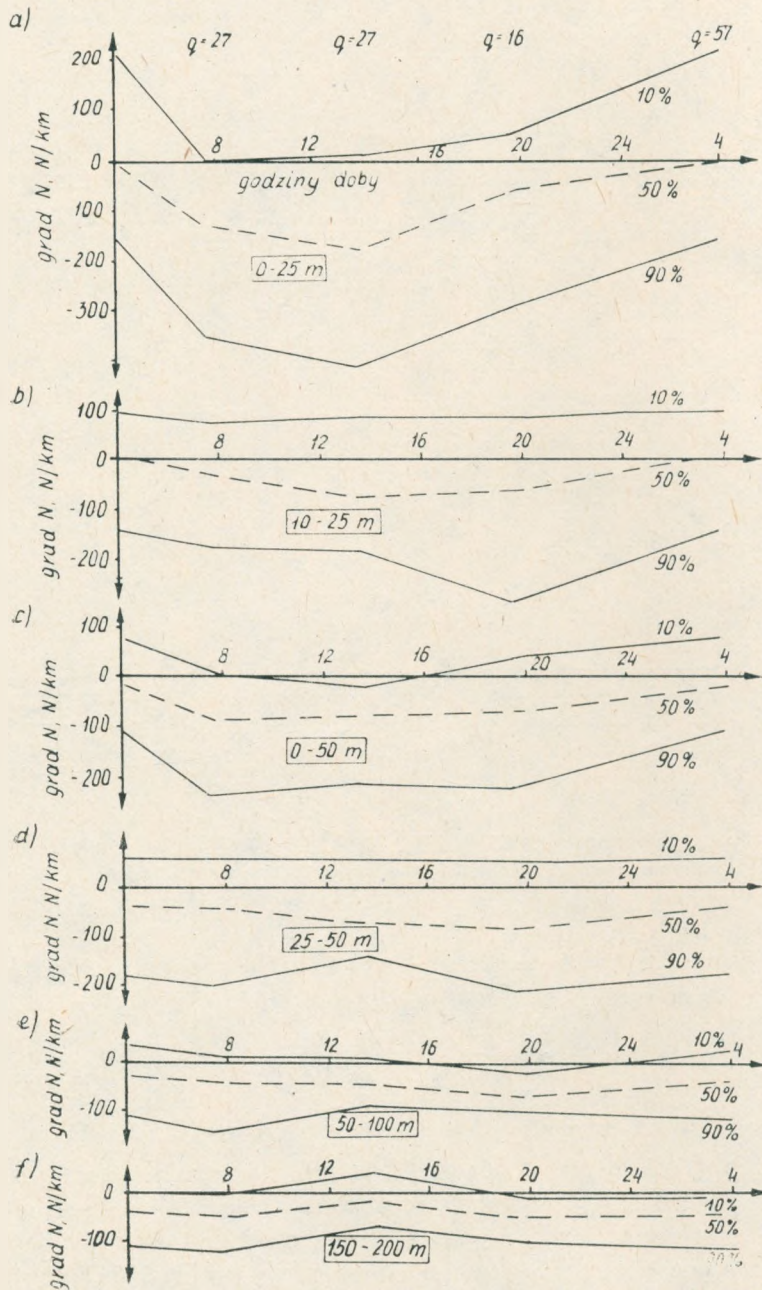
Jeśli np. w warstwie drugiej $(\text{grad } N)_2 \neq 0$, zaś w pozostałych warstwach $\text{grad } N = 0$, to średni gradient w warstwie o grubości Δh :

$$(\text{grad } N)_{\Delta h} = \frac{\Delta h_2}{\Delta h} (\text{grad } N)_2$$

jest $\Delta h / \Delta h_2$ –krotnie mniejszy niż w warstwie o grubości $\Delta h_2 < \Delta h$.

Obliczono funkcje prawdopodobieństwa przewyższenia progów $\text{grad } N$ (rozkłady) w wyżej podanych warstwach, co pozwala na zbadanie w bardziej przejrzysty sposób pionowej zmienności $\text{grad } N$ niż w przypadku tradycyjnie narzuconego w literaturze podziału na warstwy odniesione do gruntu [3, 6, 7].

Ilustracją zmienności $\text{grad } N$ w warstwach 10–25 m, 25–50 m, 50–100 m i 150–200 m są przebiegi roczne decyli 10%, 50% i 90% rozkładów $\text{grad } N$ w tych warstwach dla wschodu słońca oraz dla godz. 13.30 (rys. 9, 10). Cykle dobowe tych



Rys. 11. Dobowy cykl decyli 10%, 50% i 90% rozkładów gradientu N w lipcu w warstwach
 a) 0-25 m; b) 10-25 m; c) 0-50 m; d) 25-50 m; e) 50-100 m; f) 150-200 m

decyli w lipcu przedstawiono na rys. 11. Dla porównania na rys. 11 podano także cykle dobowe decyli rozkładów grad N w warstwach 0–25 m i 0–50 m.

Warto zauważyć, że zmienność grad N w warstwie 10–25 m jest zdecydowanie mniejsza niż w sąsiedniej przygruntowej warstwie 0–10 m, a nawet w warstwie 0–25 m, w której wyraźnie występuje wpływ działania słońca. W warstwie 25–50 m przebieg decyli nie ujawnia już praktycznie zależności od działania słońca, podczas gdy w warstwie 0–50 m jest on nadal widoczny.

3.3. Błędy oceny wartości gradientu N w warstwie

Wskaźnik refrakcji można mierzyć bezpośrednio za pomocą refraktometru mikrofalowego lub określać pośrednio, mierząc parametry powietrza sondą z czujnikami temperatury, wilgotności i ciśnienia. Zastosowana przez nas metoda pośrednia jest mniej dokładna, przy czym największy błąd wnosi czujnik wilgotności powietrza. Błąd oceny grad N w warstwie o grubości Δh wynika z błędów pomiaru wskaźnika refrakcji na dolnym i górnym skraju warstwy.

Błąd ΔN określenia wskaźnika refrakcji N wynika z błędów pomiaru wilgotności, temperatury i ciśnienia, co określa wzór:

$$\Delta N = \left| \frac{\partial N}{\partial U} \right| \Delta U + \left| \frac{\partial N}{\partial t} \right| \Delta t + \left| \frac{\partial N}{\partial p} \right| \Delta p \quad (5)$$

w którym pochodne cząstkowe, obliczone ze wzoru (1), są równe:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{-A_p}{(t_o+t)^2} + \left[\frac{-2AB}{(t_o+t)^3} + \frac{AB}{(t_o+t)^2} \frac{ab}{(b+t)^2} \right] C \cdot \frac{U}{100} \exp\left(\frac{at}{b+t}\right) \quad (6)$$

$$\frac{\partial N}{\partial U} = \frac{ABC}{100(t_o+t)^2} \exp\left(\frac{at}{b+t}\right) \quad (7)$$

$$\frac{\partial N}{\partial p} = \frac{A}{t_o+t} \quad (8)$$

przy czym $A = 77,6$; $B = 4810$; $C = 6,109$; $a = 17,575$; $b = 241,9$ i $t = 273,15^\circ\text{C}$.

Wartości pochodnych cząstkowych w sumie algebraicznej (5) w zależności od wilgotności względnej U i temperatury t przedstawia tablica 1.

Podczas pomiarów odczytywano przyrosty wilgotności, temperatury i ciśnienia z błędami równymi odpowiednio $\pm 1\%$, $\pm 0,1^\circ\text{C}$ i ± 1 hPa. Ewentualne błędy stałe skalowania czujników można pominąć, gdyż nie odgrywają one roli przy określaniu przyrostów parametrów wraz ze zmianą wysokości.

W sumie algebraicznej (5) w temperaturze 20°C największą wagę ma człon z pochodną cząstkową $\partial N/\partial U$.

Tablica 1

Pochodne cząstkowe gradientu wskaźnika refrakcji

Pochodna cząstkowa	Temperatura			Wilgotność względna
	$t = 0^{\circ}\text{C}$	$t = 10^{\circ}\text{C}$	$t = 20^{\circ}\text{C}$	
$\frac{\partial N}{\partial t}$	-1,04	-0,97	-0,90	0%
	-0,64	-0,27	0,21	20%
	-0,24	0,42	1,33	40%
	0,36	1,4	3,0	70%
	0,95	2,45	4,67	100%
$\frac{\partial N}{\partial u}$	0,3	0,57	1,0	nie zależy
$\frac{\partial N}{\partial p}$	0,28	0,27	0,26	nie zależy

Błąd średniokwadratowy σ_N oceny N jest równy:

$$\sigma_N = \left[\left(\frac{\partial N}{\partial U} \Delta U \right)^2 + \left(\frac{\partial N}{\partial t} \Delta t \right)^2 + \left(\frac{\partial N}{\partial p} \Delta p \right)^2 \right]^{1/2} \quad (9)$$

zaś odpowiedni błąd oceny grad N w warstwie Δh , uzależniony od błędów na obydwu skrajach warstwy, wynosi:

$$\sigma_{\text{grad}} = \frac{\sqrt{2} \sigma_N}{\Delta h} \quad (10)$$

Latem o wschodzie słońca, gdy często temperatura powietrza t i wilgotność względna powietrza U są odpowiednio równe 10°C i 70% błąd średniokwadratowy $\sigma_N = 0,64 N$. Natomiast w południe, gdy $t = 20^{\circ}\text{C}$ i $U = 40\%$ błąd ten jest większy i równy $1,08 N$. Wobec tego błąd σ_{grad} dla warstwy o grubości $\Delta h = 10$ m będzie miał o wschodzie słońca wartość równą $0,9 N/10$ m, zaś w południe – wartość $1,5 N/10$ m, jak wskazuje wzór (10). W przeliczeniu na standardową jednostkę N/km wartości te są odpowiednio równe $90 N/\text{km}$ i $150 N/\text{km}$. Błąd względny, otrzymamy odnosząc powyższe wyniki do maksymalnych wartości grad N w warstwie. I tak np. w warstwie 0–10 m wartości te są równe $+1260 N/\text{km}$ i $-1480 N/\text{km}$, zaś w warstwie 25–50 m – odpowiednio $+1155 N/\text{km}$ i $-765 N/\text{km}$. W przypadku warstwy 25–50 m o grubości $\Delta h = 25$ m $\sigma_{\text{grad}} = 0,9 N/25$ m, w warunkach gdy $t = 10^{\circ}\text{C}$ i $U = 70\%$, zaś $\sigma_{\text{grad}} = 1,5 N/25$ m – w warunkach gdy $t = 20^{\circ}\text{C}$ i $U = 40\%$. W jednostkach standardowych są to wartości σ_{grad} równe odpowiednio $36 N/\text{km}$ i $60 N/\text{km}$. Można szacować, że na ogół latem średniokwadratowy błąd względny był równy kilkunastu procentom.

Oszacowana dokładność oceny średniej wartości grad N w warstwie może zadowalać przy znacznej liczbie danych pomiarowych, jednak przy małych liczebnościach q zbiorów empiryczne rozkłady grad N ulegają dodatkowej deformacji ze względu na błędy pomiaru.

4. PRÓBA OCENY EFEKTYWNEGO GRADIENTU N WZDŁUŻ TRASY FALI

Próby oceny efektywnego gradientu N ($\text{grad } N$) $_e$ wzdłuż trasy o określonej długości dokonywano już kilkakrotnie. Ostatnio, badania w tym zakresie przeprowadzono w Finlandii, mierząc gradient N jednocześnie w dwóch punktach oddległych o 5,9 km [9]. Wcześniej szacowano ($\text{grad } N$) $_e$ pośrednio, wykorzystując efekt dyfrakcji nad morzem na trasie zlokalizowanej nad zatoką morską (Francja, Japonia [1]). W Wielkiej Brytanii określono efektywną wartość współczynnika k , która – jak wiadomo – jest związana z gradientem N i rzeczywistym promieniem Ziemi R_z wzorem:

$$k_e = [1 + R_z(\text{grad } N)_e 10^{-6}]^{-1}$$

Otrzymany wynik $k_e > 0,99$ dla 99,9% czasu odnosił się do trasy o długości 55 km.

Istnieje możliwość oszacowania ($\text{grad } N$) $_e$ dla określonego procentu czasu, jeśli dysponuje się jedynie punktowym rozkładem prawdopodobieństwa $\text{grad } N$, ważnym dla rejonu, w którym ma przebiegać trasa linii radiowej. Można bowiem założyć, że jakkolwiek chwilowe wartości $\text{grad } N$ na kolejnych odcinkach trasy mogą być różne, to jednak rozkłady $\text{grad } N$ na tych odcinkach po długim czasie mogą być praktycznie takie same. Według tej koncepcji można podzielić trasę na m odcinków o długości ΔL każdy, wówczas długość trasy $L = m \Delta L$. Załóżmy, że zmienność $\text{grad } N$ na tych odcinkach jest statystycznie niezależna, co może być słuszne, gdy $\Delta L > 10$ km. Utworzymy zmienną losową ($\text{Grad } N$) $_e$ dla całej trasy w postaci średniej, dla zmiennych ($\text{Grad } N$) $_1$, ($\text{Grad } N$) $_2$, ... ($\text{Grad } N$) $_m$ na odcinkach i określimy jej rozkład $P[(\text{Grad } N)_e > (\text{grad } N)_e]$. Jak wiadomo z twierdzeń granicznych rachunku prawdopodobieństwa, rozkład tej zmiennej przybliży się do normalnego, gdy m rośnie. Wówczas średnia μ_e tego rozkładu jest równa:

$$\mu_e = \overline{(\text{Grad } N)_e} = \frac{1}{m} [\overline{(\text{Grad } N)_1} + \overline{(\text{Grad } N)_2} + \dots + \overline{(\text{Grad } N)_m}] \quad (11)$$

zaś wariancja

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{m^2} (\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_m^2) \quad (12)$$

Ponieważ z założenia rozkłady punktowe na odcinkach są identyczne (aczkolwiek ten warunek nie jest konieczny przy dużej wartości m), więc:

$$\mu_e \approx \mu_0$$

oraz

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{m} \sigma_0^2$$

gdzie: μ_0 i σ_0 – są odpowiednio średnią i wariancją rozkładu punktowego.

Otrzymane u nas rozkłady punktowe dla rejonu Płocka są na ogół symetryczne i w przybliżeniu normalne przy dużej liczbie próbek (sondowań) w miesiącu. Wtedy można przyjąć, że mediana $(\text{grad } N)_{50\%} \approx \mu_o$, zaś prawdopodobieństwu $P(\text{Grad } N > \text{grad } N) = 0,16$ odpowiada odchylenie standardowe σ_o N/km. Pozostaje problem podziału trasy na m odcinków o odpowiedniej długości. W tym zakresie jest niezbędne przeprowadzenie badań w każdym kraju, podobnie jak to zrobiono w Finlandii. Problem oceny $k_{e\min}$ dla trasy rozwiązał autor tych badań F. Mojoli [9], który po wnikliwej analizie i sprawdzeniu na modelach stwierdził, że długość odcinka ΔL powinna być równa 13,5 km, przy czym (ze względu na istniejącą jednak zależność zmian grad N w sąsiadujących odcinkach) wzór na wariancję powinien mieć postać:

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_o^2}{1+m} \quad (13)$$

którą podano również w sprawozdaniu CCIR [3]. Wzór ten nie może być stosowany dla warunków, gdy $(\text{grad } N)_e$ przyjmuje znaczne ujemne wartości, gdyż na trasę fali ma wówczas wpływ również pionowy gradient refrakcji. Dla tras długości mniejszej od około 20 km zaleca się stosowanie rozkładu punktowego.

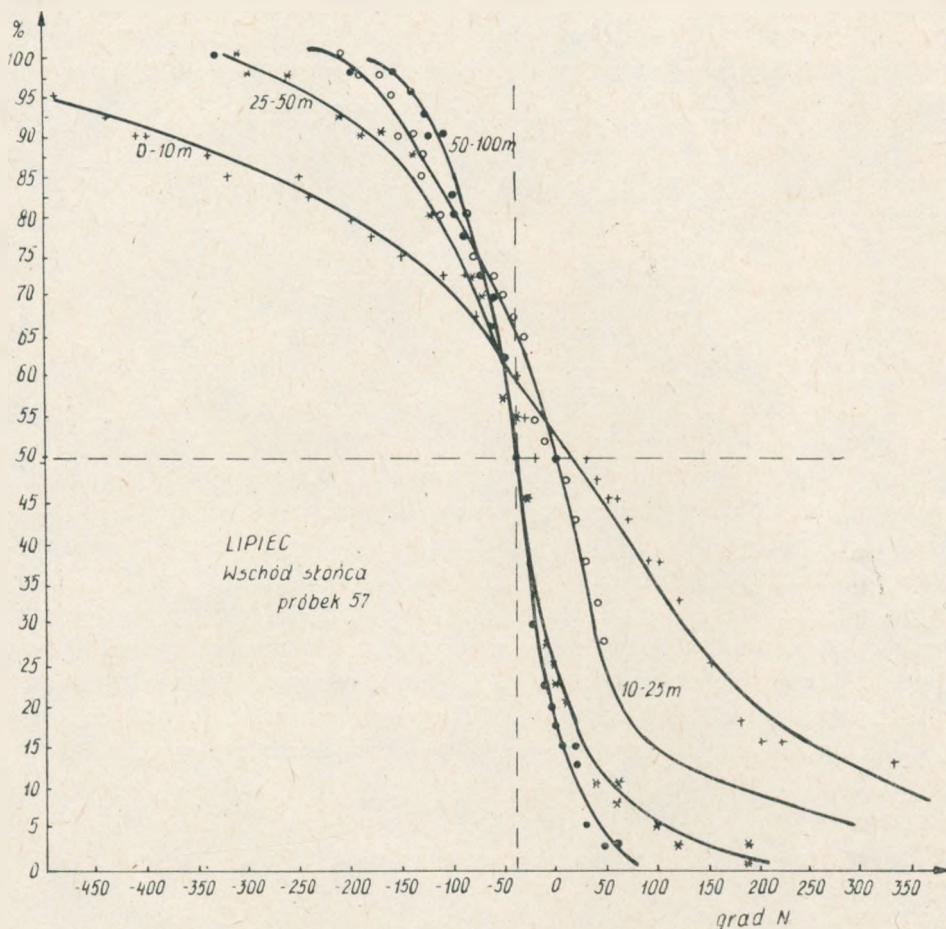
4.1. Parametry propagacyjne linii radiowej Dąbkowice–Kampinos

Na podstawie dokumentów CCIR obliczono minimalną wartość współczynnika k_e dla horyzontowej linii radiowej Dąbkowice-Kampinos długości 49,5 km, pracującej na częstotliwości 6 GHz. Wartość ta odnosiła się do lipca w godzinach około wschodu słońca, gdy wartość średnia μ_o jest bliska zera. Zbiór próbek w tym przypadku jest stosunkowo liczny, gdyż $q = 57$ (rys. 12).

Pozostaje problem określenia warstwy, w której w warunkach standardowych znajduje się pierwsza strefa Fresnela. Na tej trasie anteny są zawieszane na masztach o wysokościach 50 i 63 m, z tym że niższa antena znajduje się na wzgórzu o wysokości około 13 m.

Dolny skraj pierwszej strefy Fresnela przebiega na środkowym odcinku trasy tuż nad terenem, zahaczając o liczne przeszkody terenowe (niewielkie lasy, sady). Środek tej strefy znajduje się tam na wysokości około 25–35 m, natomiast górny jej skraj – na wysokości około 50–60 m. Pamiętając, że anteny są zawieszane na wysokościach 63 m można przyjąć, że prawie cała pierwsza strefa Fresnela mieści się w warstwie 25–50 m. W rzeczywistości znaczny fragment dolnej jej połowy znajduje się w warstwie 10–25 m, ale na krótkim odcinku, około 18 km. W oszacowaniu współczynnika k_e trasy Dąbkowice-Kampinos szczegół ten został pominięty. Tym niemniej przy bardziej precyzyjnym projektowaniu należy uwzględnić fakt możliwości odmiennego odchylenia trasy fali w dolnej części strefy.

Z rozkładu grad N dla lipca i wschodu słońca (rys. 12) w przypadku warstwy 25–50 m mamy $\mu_o = -30$ N/km i $\sigma_o = 60$ N/km. Dla $m = 3,7$, $\sigma_e = 27,6$ N/km.



Rys. 12. Rozkłady gradientu N w warstwach dla lipca o wschodzie słońca

Tablica 2

Tłumienia na trasach linii radiowych 6 GHz

Trasa	% miesiąca	1%	0,1%	0,01%
Dąbkowice – Kampinos 49 km		16 dB	28 dB	38 dB
Radzyń – Dylewska Góra 70 km		19 dB	29 dB	36 (38) dB
Wyszków – Warszawa 52 km		13 dB	21 dB	30 dB
Kampinos – Warszawa 37 km		6,5 dB	13 dB	18 dB

Ponieważ rozkład gradientu efektywnego na trasie jest normalny, wyznaczmy wartości $\text{grad } N$ przekraczane z prawdopodobieństwem 0,1% i 0,01% ze wzoru:

$$(\text{grad } N)_{e \max} < \mu_a + 3,1 \sigma_e \text{ dla } 99,9\% \text{ czasu}$$

i

$$(\text{grad } N)_{e \max} < \mu_a + 3,7 \sigma_e \text{ dla } 99,99\% \text{ czasu}$$

zaś

$$k_{e \min} = \frac{157}{157 + (\text{grad } N)_{e \max}}$$

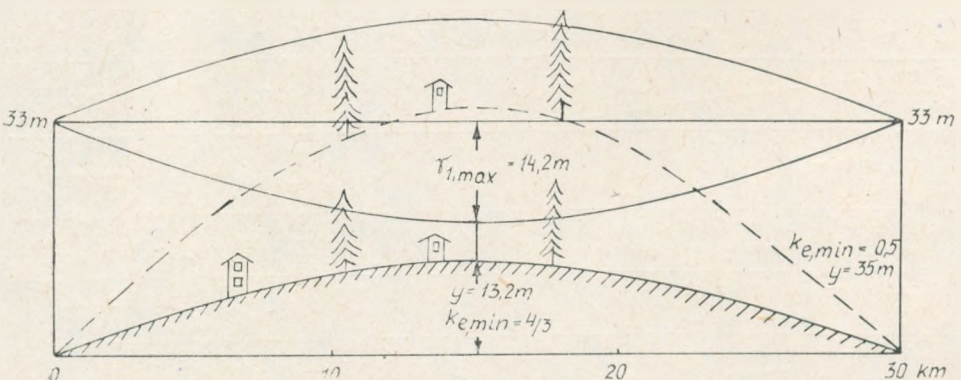
Z obliczeń mamy dla 99,9% $(\text{grad } N)_{e \max} < 55,6 \text{ N/km}$, zaś $k_{e \min} > 0,74$, a dla 99,99% $(\text{grad } N)_{e \max} < 102 \text{ N/km}$, zaś $k_{e \min} > 0,6$. W związku z tak małymi wartościami $k_{e \min}$ należy spodziewać się silnego przesłaniania pierwszej strefy Fresnela.

Pomiary przeprowadzone w kraju na sześciu odcinkach linii radiowych 6 GHz o różnych długościach wykazały, że tłumienia wywołane wielodrogowością i dyfrakcją na linii horyzontowej Dąbkowice-Kampinos o długości 49 km są porównywalne z tłumieniami na trasach najdłuższych o długości 70 i 60 km [8]. Trasy te są jednak nieco nachylone, a więc mniej zależne od zmian refrakcji przy gruncie. W tabelicy 2 podano przykłady wartości tłumień przekraczanych w tych liniach w odcinkach czasu stanowiących 1%, 0,1% i 0,01% miesiąca. Wartości te odnoszą się do miesiąca reprezentującego miesiąc uśredniony z trzech „najgorszych” miesięcy, tzn. lipca, sierpnia i września, te ostatnie zaś są uśrednione w okresie pięciu lat.

4.2. Perspektywiczna linia radiowa na częstotliwości 11 GHz

Przyjmijmy długość trasy linii radiowej 11 GHz równą $L = 30 \text{ km}$. Wtedy promień pierwszej strefy Fresnela

$$r_1 = 0,5 (L\lambda)^{0,5} = 14,2 \text{ m}$$



Rys. 13. Warunki propagacji w strefie Fresnela linii 11 GHz o długości 30 km

zaś wysokość y wybrzuszenia Ziemi w standardowych warunkach, gdy trasa fali jest odcinkiem prostej, wynosi:

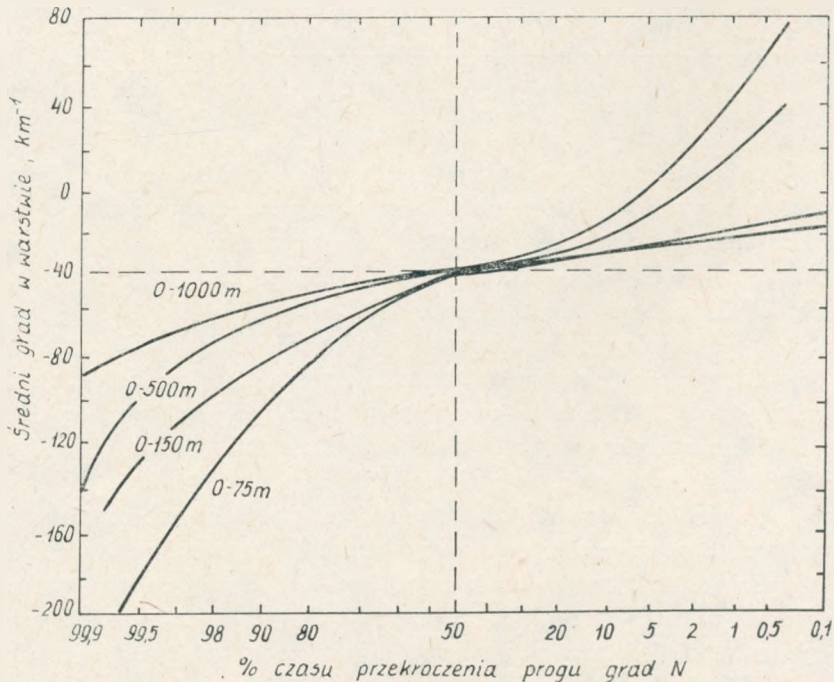
$$y = (L/2)^2 / 2kR_z = 13,2 \text{ m}$$

gdzie: $R_z = 6375 \text{ km}$.

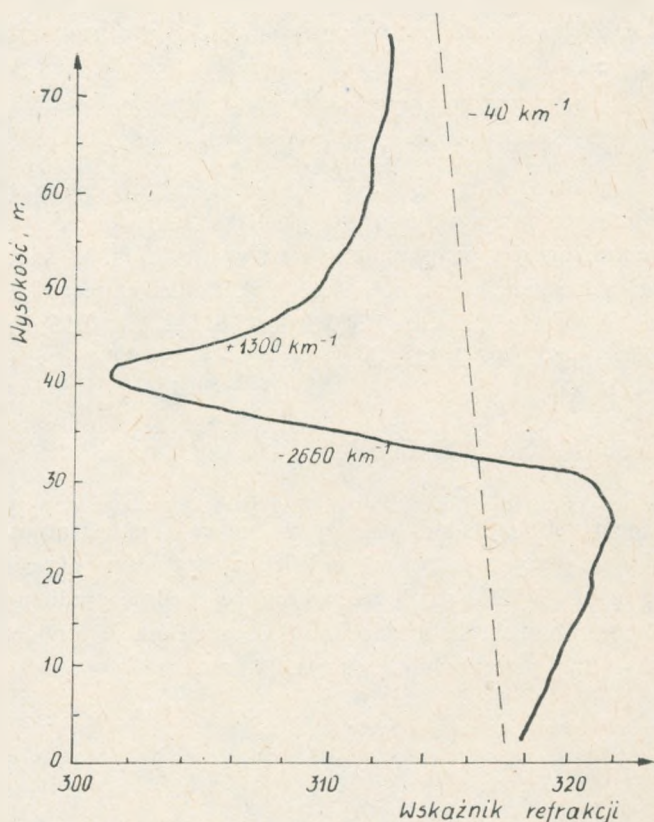
Przyjmijmy wysokość masztów równą 33 m. Wtedy dolny skraj pierwszej strefy Fresnela będzie w najniższym miejscu 5,6 m nad gruntem. Jak widać z rys. 13, wartość $k_{e \text{ min}}$ należy oceniać, przyjmując parametry warstwy 10–25 m. W lipcu o wschodzie słońca mamy z rozkładu $\mu_o = 0$ i $\sigma_o = 75 \text{ N/km}$. Ponieważ $m = 2,2$, więc $\sigma_e = 41,7 \text{ N/km}$, wówczas $(\text{grad } N)_{e \text{ max}} > 129,3 \text{ N/km}$, a $k_{e \text{ min}} < 0,55$ dla 99,9% czasu oraz $(\text{grad } N)_{e \text{ max}} > 154,3 \text{ N/km}$, $k_{e \text{ min}} < 0,5$ dla 99,99% czasu.

5. OCENA WYNIKÓW

Dotychczas opublikowane rezultaty badań refrakcji w dolnej warstwie atmosfery dotyczą 3-letnich sondowań przeprowadzonych w Wielkiej Brytanii w okresie do 1969 r. [7]. Na podstawie około 1200 sondowań określono średnie gradienty w warstwach 0–75 m, 0–150 m i grubszych. Obliczono średnioroczne funkcje prawdopodobieństwa grad N w warstwach, przedstawione na rys. 14, zaczerpniętym z pu-



Rys. 14. Empiryczne, średnioroczne rozkłady gradientu N w warstwach 0–75 m, 0–150 m, 0–500 m i 0–1000 m, na podstawie [6]



Rys. 15. Przykład zmian gradientu N w cienkiej warstwie na podstawie [2]

blikacji [6]. Jest także w niej podany interesujący przykład zmienności grad N w płaszczyźnie pionowej, który potwierdza występowanie niesłychanie wysokiej zmienności grad N w cienkich warstwach, jak w przypadku pokazanym na rys. 15, bowiem zmiana grad N od -2600 N/km do $+1300 \text{ N/km}$ zachodzi przy zmianie wysokości od 30 m do 50 m nad gruntem [2].

Przedstawione w niniejszej pracy rezultaty są oparte na blisko 600 sondowaniach, przy czym zbiory danych pomiarowych zostały rozdzielone na miesiące i na wybrane godziny doby. Miało to na celu wykrycie rocznego i dobowego cyklu zmian refrakcji. Wobec ograniczonej liczby sondowań wiele zbiorów danych ma małą liczebność. Odnosi się to najczęściej do miesięcy zimowych, w których zmienność refrakcji jest mała i nawet mała liczba danych jest wystarczająco reprezentatywna. Zbiory danych odnoszące się do miesięcy letnich oraz godzin wschodu, zachodu słońca i godziny 13.30, są znacznie liczniejsze i zadowalająco reprezentatywne. Można jednak postawić zarzut, że sondowania były wykonane w podobnych okresach pogodowych, mimo że przeprowadzono je w dwóch lub trzech różnych sezonach letnich. Niezbędne jest bowiem prowadzenie badań w tych samych miesiącach przez szereg lat, w ciągu których sytuacja pogodowa ulega nieraz znacznym zmia-

nom. Wątpliwa jest reprezentatywność zbioru o liczebności $q = 10$ dla czerwca o godz. 7.30 oraz zbioru o liczebności $q = 7$ dla maja o wschodzie słońca. Jednak mimo ograniczonej liczby danych i zbyt krótkiego okresu pomiarów ujawniona została cykliczność zmian refrakcji w ciągu doby i w ciągu roku. Zakres zmian średniego gradientu N w warstwie jest tym mniejszy, im grubsza jest warstwa (wpływ uśrednienia), co uwidaczniają wykresy na rys. 4–8, a także im bardziej jest ona oddalona od gruntu (rys. 9–11).

Warto zauważyć, że w godzinach popołudniowych następuje równowaga pomiędzy ciepłem dostarczanym przez słońce a wypromieniowanym przez podłoże do atmosfery, po czym następuje stygnięcie podłoża, czemu odpowiada przebieg mediany w warstwach przygruntowych 0–10 m, 10–25 m, a nawet 25–50 m. Nierównomierności w przebiegu dobowym decyli 10% i 90% są często spowodowane występowaniem pojedynczej wysokiej wartości grad N w warstwie, co przy małej liczbie próbek znacznie deformuje rozkład grad N w tej warstwie. Widać, że przebiegi decyla 50% są wyraźnie gładzsze od decyli 10% i 90%.

Prezentacja wyników w postaci rozkładów grad N , odniesionych do odpowiednich warstw, może prowadzić do wniosków bliższych lub dalszych od prawdy, w zależności od tego, jakie warstwy zostaną wzięte pod uwagę. Otóż charakterystyki warstw 0–10 m, 0–25 m itd. odniesione do poziomu gruntu (podział narzucony przez autorów wcześniejszych prac [3, 6, 7]) kształtują wypaczone spojrzenie na warunki propagacji fal w pierwszej strefie Fresnela, przebiegającej nad gruntem na wysokościach od 10 do 50–80 m.

Z rozkładów grad N odnoszących się do warstwy 0–10 m wynika, że w lecie decyle 10% i 90% wraz z medianą przemieszczają się szybko ku wartościom ujemnym poczynając od wschodu słońca, tak że w południe mediana osiąga gradient równy około -360 N/km, zaś decyl 90% wartość około -1000 M/km, podczas gdy przed wschodem słońca mediana ma wartość bliską zera, decyl 10% – wartość około $+370$ N/km, a decyl 90% – wartość około -400 N/km (rys. 7). Podobną dobną zmienność dobową wykazują też warstwy 0–25 m, 0–50 m, a nawet 0–100 m, których częścią składową jest warstwa 0–10 m. Jak widać ze wzoru (4), waga wartości grad N w warstwie 0–10 m w średnim gradiencie warstwy 0–25 m jest równa $2/5$, w warstwie 0–100 m zaś – równa $1/10$, co w efekcie, wobec wyjątkowo dużych wartości grad N w warstwie 0–10 m, narzuca swoje piętno na wszystkie te warstwy.

W rzeczywistości warstwa 10–25 m, sąsiadująca z warstwą 0–10 m, jest znacznie bardziej ustabilizowana w okresie doby, gdyż jak widać z rys. 11, mediana przemieszcza się w granicach od zera do -80 N/km, a decyl 10% utrzymuje się stale na wartości około $+80$ N/km. Decyl 90% ma wartość około -200 N/km z wyjątkiem godzin wieczornych, gdy pod wpływem pojawienia się wyjątkowo wysokiej ujemnej wartości gradientu w warstwie, rozkład uległ deformacji.

Z kolei następną warstwą 25–50 m (rys. 11) wykazuje już niewielką zmienność dobową, gdyż mediana przemieszcza się od standardowej wartości grad $N = -40$ N/km o wschodzie słońca do około -70 N/km w południe. Decyl 10%

utrzymuje się na wartości około $+50$ N/km, decyl 90% zaś – na wartości około -180 N/km. Warstwa 50–100 m jest praktycznie niezależna od pory doby.

Można zauważyć, że przedział zmian grad N pomiędzy decylami 10% i 90% jest w warstwie 25–50 m około 2,2-krotnie większy niż w warstwie 50–100 m, a w warstwie 10–25 m – około 3,5-krotnie.

Porównanie charakterystyk tych warstw z charakterystykami warstwy 0–100 m, stosowanymi do projektowania horyzontowych linii radiowych, prowadzi do wniosku, że te ostatnie wprowadzają projektanta w błąd. Uśrednianie bowiem charakterystyk refrakcji w przedziale 0–100 m rozmywa cechy warstwy 25–50 m (ewentualnie 10–25 m), w której najczęściej znajduje się prawie cała pierwsza strefa Fresnela, a także wprowadza cechy warstwy 0–10 m, które dodatkowo fałszują obraz. Wystarczy zauważyć, że decyl 10% rozkładów grad N w warstwie 25–50 m ma przez całą dobę wartość $+50$ N/km, w warstwie 10–25 m zaś – wartość $+80$ N/km, podczas gdy w warstwie 0–100 m decyl ten ma w godzinach rannych wartość około zera, a w godzinach dziennych – około -30 N/km. Trzeba zaznaczyć, że warstwa 10–25 m będzie częściej brana pod uwagę przy projektowaniu linii radiowych w pasmie częstotliwości 11 GHz, gdyż przy długościach skoku 20–30 km średnica pierwszej strefy Fresnela jest mniejsza od 28 m.

6. WNIOSKI

Przedstawione wyniki badań w postaci cykli rocznych i dobowych zmian grad N pozwalają zracjonalizować projektowanie horyzontowych linii radiowych w zakresie oceny propagacyjnej niezawodności linii. Rozkłady grad N w warstwach pozwalają ocenić najgorsze warunki propagacji w warunkach subrefrakcji bardziej realistycznie niż dotychczas. Jeżeli uwzględnić, że w liniach horyzontowych strefy Fresnela w warunkach standardowej refrakcji najczęściej przebiegają na wysokości 10–60 m nad gruntem, to celowe jest przyjmowanie do projektowania charakterystyk warstw 25–50 m, a nawet 10–25 m zamiast charakterystyk warstwy 0–100 m. Jest też widoczne, że linie o trasach nachylonych są mniej zależne od zmienności gradientu, gdyż w grubszej warstwie zmienność ta jest mniejsza wskutek uśrednienia.

Mając na uwadze podobieństwo charakterystyk warstwy 10–25 m w miesiącach najsilniejszej zmienności gradientu refrakcji (czerwiec, lipiec, sierpień), a także ich niewielką zależność od pory doby, podobnie jak i charakterystyk warstwy 25–50 m, celowe jest utworzenie uogólnionych zbiorów danych dla każdej z tych warstw, opartych na odpowiednio wyważonych danych z trzech miesięcy i obliczenie rozkładów grad N , charakteryzujących najgorszy sezon roku niezależnie od pory doby. Tego rodzaju charakterystyki mogłyby być również dogodne do projektowania horyzontowych linii radiowych.

Z punktu widzenia badań radioklimatu Polski, jak i projektowania horyzontowych linii radiowych na obszarze środkowej Europy, wskazane jest zbadanie pro-

mienia autokorelacji gradientu wskaźnika refrakcji w płaszczyźnie poziomej. W rezultacie tej pracy powstanie możliwość oszacowania trasowego, efektywnego gradientu, niezbędnego do wiarygodnej oceny niezawodności propagacyjnej horyzontowej linii radiowej, opartego na promieniu autokorelacji odpowiadającym obszarowi Polski (a nie Finlandii). Promień autokorelacji można ocenić na podstawie synchronicznych pomiarów gradientu wskaźnika refrakcji w co najmniej dwóch punktach oddalonych od siebie o 5–10 km. Pomiar należałoby wykonywać, posługując się wewnętrznym refraktometrem mikrofalowym, który mierzy bezpośrednio przyrosty wskaźnika refrakcji i zapewnia większą dokładność niż pomiary pośrednie za pomocą czujników temperatury i wilgotności powietrza, z których czujnik wilgotności jest źródłem największych błędów.

WYKAZ LITERATURY

1. *Boithias L., Battesti J.*: Protection contre les évanouissements sur les faisceaux hertziens en visibilité. Ann. Telecom, No 9–10 1967.
2. *Cartwright N. E., Tattersal R. L. D.*: Simultaneous measurements of radio refractivity and multipath fading on 2-nd July 1975 at 11, 19 and 36 GHz on a 7,5 km path. Elektron. Lett, 1977, 13, pp. str. 208–210.
3. CCIR: Report 718–1 (MOD F) Effects of tropospheric refraction on radiowave propagation. Dubrownik 1986.
4. CCIR: Report (306), Propagation by diffraction. Kyoto 1978.
5. *Chrgian A. H.*: Fizika atmosfery. Hydrometeoizdat, Leningrad 1978.
6. *Hull M. P. M.*: Effects of troposphere on radio communication. IEE Elektromagnetic waves series 8., P. Peregrinus LTD, Londyn, N. York 1979.
7. *Hull M. P. M., Comer C. M.*: Statistics of tropospheric radiorefractive-index soundings taken over a 3 year period in UK., Proc. IEE, 1969, 116 pp. 685–690.
8. *Kawecki A., Dinh vân Thông*: Niektóre charakterystyki propagacyjne linii radiowych 6 GHz o różnej długości. Prace IŁ, nr 96.
9. *Mojoli F.*: A new approach to the visibility problems in line – of – sight hops. Telettra Rev. No 31, 1980.

Арнольд Кавецки

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГРАДИЕНТА ПРЕЛОМЛЕНИЯ ПРИЗЕМНОГО СЛОЯ АТМОСФЕРЫ НА ОСНОВАНИИ ЗОНДИРОВАНИЙ В РАЙОНЕ ГОРОДА ПЛОЦК

Резюме

На основании зондирований в районе Плоцка приземного слоя тропопаузы метеорологическим зондом, подвешенным под привязным аэростатом, были определены статистические распределения градиента показателя преломления воздуха в слоях 0–10 м, 10–25 м, 25–50 м, 50–100 м, 100–150 м и 150–200 м в очередных месяцах для различных суточных времен. Получены годовой и суточный ходы градиента преломления в этих слоях. Знание этого рода характеристик имеет существенное значение, так как в этих слоях пробегают пространственные каналы горизонтальных радиолоний.

Arnold Kawecki

STATISTICAL CHARACTERISTICS OF REFRACTIVE INDEX GRADIENT IN NEAR GROUND ATMOSPHERIC LAYER DERIVED FROM SOUNDINGS NEAR PŁOCK

Summary

There are obtained the gradient of refractive index distributions in atmospheric layers 0-10 m, 10-25 m, 25-50 m, 50-100 m, 100-150 m and 150-200 m on ground of the soundings accomplished near Płock with meteorological sound hunged under the tethered balloon. The distributions refer to months and to various day and night times. It is revealed the day and night variability cycle of refractin gradient as well the year cycle. The acquaintance od the characteristic, describing near ground layers, is important because these layers are crossed by space channels of terrestrial radio-relay line-of-sight-links.

Arnold Kawecki

CARACTÉRISTIQUES STATISTIQUES D'UN GRADIENT DU TAUX DE RÉFRACTION DE LA COUCHE SUPERFICIELLE DE L'ATMOSPHÈRE D'APRÈS LE SONDAGE FAIT À PŁOCK

Résumé

A partir des sondages de la couche superficielle de l'atmosphère dans la region de la ville de PŁOCK faits avec la sonde météorologique suspendue au dessus d'un ballon captif on a déterminé les distributions de probabilité du gradient de taux de réfraction dans les couches: 0-10 m, 10-25 m, 25-50 m, 50-100 m, 100-150 m et 150-200 pour kes mois consecutifs d'un an et pour différentes heures de la journée et de la nuit. Les résultats obtenus ont donné la possibilité d'évaluer le cycle de répartition du gradient de la réfraction des couches en question. La connaissance des caractéristiques statiques de la réfraction de ces couches est très importante car elle servent comme le canaux spatials des liaisons hertziennes horizontales.

Arnold Kawecki

STATISTISCHE CHARAKTERISTIKEN DES REFRAKTIONSINDEXGRADIENTEN DER UNTEREN SCHICHT DER ATMOSPHÄRE AUF GRUND DER SONDIERUNGEN IN PŁOCK

Zusammenfassung

Auf Grund der Sondierungen der unteren Schicht der Atmosphäre auf dem Plock-gebiet mit der unter Fesselballon gehängten meteorologischen Sonde wurden die Wahrscheinlichkeitsverteilungen des Refraktionsindexgradienten in den Schichten 0-10 m, 10-25 m, 25-50 m, 50-100 m, 100-150 m, 150-200 m in folgenden Monaten eines Jahres für verschiedene Tageszeiten bestimmt. Das ermöglichte die Jahr-und Tagesgang der Veränderlichkeit des Refraktionsgradienten in den Schichten einzuschätzen. Kenntnis der statistischen Charakteristiken der Refraktion in diesen Schichten ist wichtig, weil in ihnen die Raumkanäle der horisontalen Richtfunklinien laufen.

OPTYMALNA DŁUGOŚĆ PRZĘŚLA CYFROWEJ LINII RADIOWEJ W ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI POWYŻEJ 10 GHz

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1988.08.04

W artykule zwrócono uwagę na wzrastający wraz z częstotliwością wpływ warunków propagacji fali na niezawodność linii radiowych ziemskich i satelitarnych w pasmach powyżej 10 GHz. Krótko opisano kompleks pomiarowy do badań propagacji fal w liniach radiowych, przedstawiono zależność tłumienia fali od intensywności opadów oraz podano niektóre znane algorytmy do prognozowania tłumienia fal. Dokonano oszacowania długości odcinka cyfrowej linii radiowej przy założonym marginesie tłumienia fali i przy dopuszczalnej stopie błędu na podstawie rozkładu intensywności opadu w rejonie budowy linii cyfrowej.

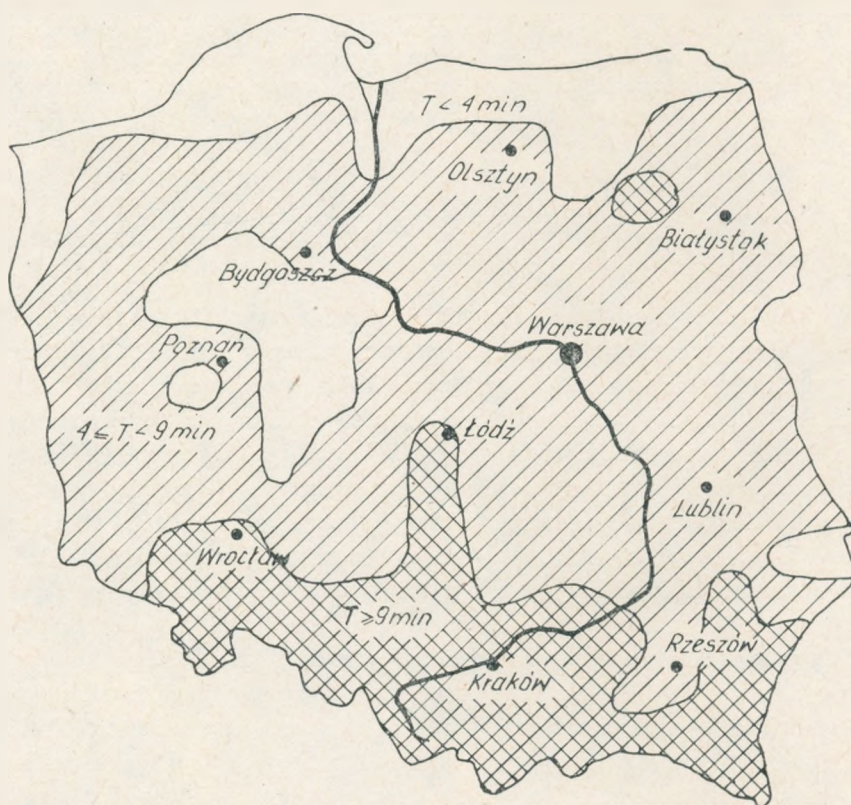
1. WPROWADZENIE

Niezawodność pracy współczesnych, wielokanałowych linii radiowych ziemskich i satelitarnych zależy nie tylko od jakości aparatury, lecz także od warunków propagacji fal w atmosferze. W przypadku linii horyzontowych zależy także i od charakterystyki terenu. Obecnie niezawodność aparatury jest wysoka, staje się przeto istotna niezawodność propagacyjna. Wobec tego, że perspektywiczne, a nawet aktualnie uruchamiane linie satelitarne wykorzystują pasma częstotliwości powyżej 10 GHz, a przewidywana w kraju rozbudowa sieci telekomunikacyjnej będzie opierać się na horyzontowych liniach radiowych w pasmach 11 i 13 GHz — w tym opracowaniu zwróci się szczególną uwagę na wpływ opadów atmosferycznych na propagację fal w tych zakresach częstotliwości.

Elementy opadu o rozmiarach dochodzących do kilku milimetrów są porównywalne z długością fali. Pochłaniają i rozpraszają one energię fali, a także wywołują powstawanie ortogonalnej składowej fali. W pasmach częstotliwości 11–13 GHz istotnym czynnikiem zmniejszającym niezawodność propagacyjną linii radiowej są intensywne opady sdeszczu. Na większych częstotliwościach również grad, śnieg i mgła wywołują głębokie i długotrwałe zaniki odbieranego sygnału. W przypadku linii horyzontowych istotne jest także występowanie warstw powietrza o wysokiej (bezwzględnie) wartości gradientu wskaźnika refrakcji na wysokościach w obrębie

I strefy Fresnela lub wyżej. Mogą one wywołać interferencję fali bezpośredniej i odbitej od takiej warstwy, co prowadzi do krótkotrwałych, wielokrotnie powtarzających się głębokich zaników. Występowanie silnej sub- lub superrefrakcji w I strefie Fresnela wywołuje nieraz głębokie i długotrwałe zaniki sygnału.

Badaniom tej problematyki poświęcono już wiele wysiłku. Są dokumenty CCIR, które pozwalają określić procent T roku i najgorszego miesiąca, w którym na terenie Polski intensywność opadu przekroczy określony próg [4]. Pozwala to oszacować próg tłumienia przekraczany w tym samym procencie w linii radiowej na terenie kraju. Jednak wiadomo, że w zależności od regionalnego klimatu na obszarze Polski charakterystyki opadowe są bardzo zróżnicowane. Były przeprowadzone specjalne badania oparte na danych z 10-letniego okresu ciągłej rejestracji opadów w 114 punktach na terenie Polski [11, 12, 15]. Na ich podstawie można przedstawić między innymi mapkę czasu trwania intensywności opadu większych od 90 mm/godz. na terytorium kraju, odnoszącą się do okresu rocznego (rys. 1). Z badań tych wynika, że na północy kraju w najgorszym miesiącu intensywność



Rys. 1. Czas trwania T minut intensywności opadu $R > 90$ mm/godz. na obszarze Polski w okresie rocznym

90 mm/godz. jest przekraczana w ciągu ok. 1,5 min. (obszar od Szczecina do Gdańska i na południe do Gniezna, Rawicza i Bydgoszczy), na południu kraju zaś – w ciągu 6 min. (obszar od Opola, Częstochowy, Buska-Zdroju, Tarnowa, Sanoka do południowej granicy oraz trójkąt: Wałbrzych, Kłodzko, Wrocław). Na tej podstawie można szacować, że w przypadku linii radiowej o długości 15 km, pracującej na częstotliwości 11 GHz zlokalizowanej na północy kraju, próg tłumienia 30 dB byłby przekraczany w ciągu 1,5 minuty, na południu zaś – w ciągu 6 minut w jednym z miesięcy letnich. Doświadczenia wykazały, że na linii horyzontowej 18,6 GHz o długości 15 km w rejonie Warszawy (region o przeciętnej charakterystyce opadowej) silne burze na trasie fali spowodowały 3-krotnie w ciągu dwóch letnich sezonów tłumienia przekraczające 30 dB w przedziale 10–20 minut. Odpowiadałoby to okresom czasu 4-5-krotnie krótszym w odniesieniu do linii 11 GHz.

Z powyższych ocen można wyciągnąć wnioski dotyczące przewidzianych do budowy na terenie całego kraju linii 11 GHz. Jeśli uznać, że dopuszcza się przekroczenie tłumienia 30 dB w ciągu 2 minut w najgorszym miesiącu, to długość poszczególnych odcinków (skoków) będzie zawierać się w przedziale od 25 km na północy do 15 km na południu kraju, jeśli nie uwzględnić innego rodzaju ograniczających czynników. Optymalizacja długości skoku ze względu na niezawodność w zależności od charakterystyki opadowej pozwoli zaoszczędzić znaczną liczbę stacji przekąźnikowych w porównaniu z rozwiązaniem nieoptymalnym.

Ilustracją błędów popełnionych przy projektowaniu linii radiowych są wyniki badań sześciu odcinków linii 6 GHz oparte na 5-letnich ciągłych pomiarach tych linii. Zaniki sygnału w tym pasmie częstotliwości głównie zależą od zmienności refrakcji atmosfery. Wybrane do badań odcinki linii miały długości od 37 km do 69 km [10, 13]. Okazało się, że suma czasów przerw transmisji w linii najkrótsze była równa 30 s, podczas gdy w linii najdłuższej – 45 minut w ciągu roku (głównie w okresie od maja do września). Warto zauważyć, że jeśli radioklimat wzdłuż trasy fali jest taki sam, a odcinki linii radiowej są równe sobie, to sumy czasów przerw w odcinkach powinny być jednakowe, aby linia jako całość pracowała optymalnie. W przeciwnym razie niezawodność całej linii będzie zależała głównie od najgorszego odcinka. W opisanym przypadku długości skrajnych odcinków mają się do siebie jak 70 km/37 km, a więc ok. 2. Ponieważ dopuszczalne czasy przerw są proporcjonalne do długości odcinka, zatem miarą nieprawidłowości zaprojektowania tych odcinków linii radiowych jest iloraz czasów przerw w odcinkach skrajnych długościach (45 min./0,5 min.) = 90 odniesiony do ilorazu długości odcinków (równego 2). W wyniku otrzymujemy się zamiast pożądaney wartości równej 1 liczbę 45-krotnie większą.

2. ZWIĄZKI MIĘDZY CHARAKTERYSTYKAMI LINII I CHARAKTERYSTYKAMI OPADU

2.1. Tłumienie jednostkowe wywołane przez deszcz

Tłumienie jednostkowe α na trasie jest określone zależnością:

$$\alpha = aR^b \text{ [dB/km]}$$

gdzie: R – intensywność opadu w mm/godz.,

a , b , – współczynniki regresji.

Tłumienie to jest uzależnione od: częstotliwości i polaryzacji fali, rozkładu średnic kropeł opadu oraz od ich kształtu i temperatury. Na podstawie licznych badań deszczów i tłumienia fal oraz analiz teoretycznych określono wartości współczynników a i b , jak przedstawia tablica 1 odnosząca się do temperatury 0°C [16].

Tablica 1

Współczynniki a i b w temperaturze 0°C

f GHz	Polaryzacja pozioma		Polaryzacja pionowa	
	a	b	a	b
10	0,01234	1,194	0,011	1,174
15	0,03434	1,147	0,031	1,115
20	0,06772	1,119	0,061	1,084
25	0,1159	1,081	0,1028	1,054
30	0,1811	1,035	0,159	1,018

Podane w tablicy 1 wartości autor [16] otrzymał z obliczeń, w których przyjął następujące założenia:

- deszcz ma rozkład średnic kropeł według Lawsa-Parsona;
- prędkość końcowa kropeł jest określona według Gunna-Kinzera;
- eliptyczność kropeł w zależności od średnicy przy zachowaniu stałej ich objętości jest określona według Oguchiego.

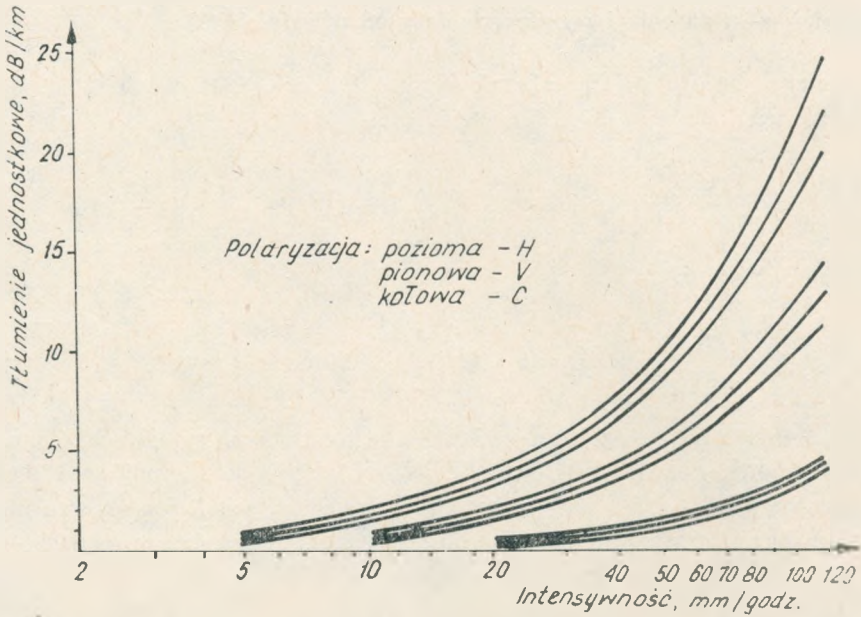
2.2. Jednostkowe przesunięcie fazy wywołane przez deszcz

Deszcz na trasie fali powoduje przesunięcie fazy tej fali. Jeśli intensywność deszczu jest stała, to przesunięcie fazy φ na jednostkę odległości wyraża związek korelacyjny w postaci:

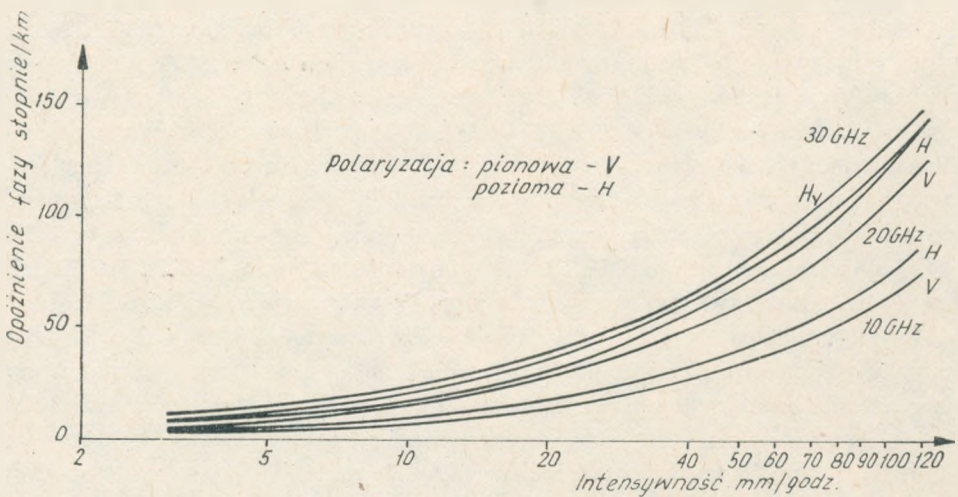
$$\varphi = hR^k \text{ [st./km]}$$

Wartości współczynników h , k ujęto w tablicach w [16].

Zależność tłumienia jednostkowego od intensywności opadu pokazano na rys. 2, a przesunięcia fazy na jednostkę długości od intensywności opadu – na rys. 3.



Rys. 2. Tłumienie jednostkowe fali w zależności od intensywności opadu w pasmach 10, 20 i 30 GHz



Rys. 3. Jednostkowe opóźnienie fali w zależności od intensywności opadu na trasie w pasmach 10, 20 i 30 GHz

2.3. Zależność tłumienia i przesunięcia fazy od odległości

Ponieważ na ogół na trasie fali $R \neq \text{const}$, wobec tego tłumienie A na odcinku L jest równe:

$$A = a \int_0^L R^b(l) dl \quad [\text{dB}]$$

przesunięcie fazy zaś

$$\Phi = h \int_0^L R^k(l) dl \quad [\text{stopni}]$$

Zależność $R(l)$ na ogół nie jest znana w konkretnych sytuacjach. Znana jest natomiast intensywność punktowa R_p . Wtedy przyjmuje się pojęcie efektywnej długości trasy L_{eff} , która przy wysokich intensywnościach R jest krótsza niż rzeczywista długość trasy, jeśli trasa jest dłuższa od ok. 10 km, bowiem opad o wysokiej intensywności pokrywa jedynie część tej trasy. Długość efektywną trasy określa się doświadczalnie. Jeśli jest znana wartość L_{eff} dla danej intensywności punktowej R_p , to tłumienie $A = aR^b L_{eff}$.

3. KOMPLEKS POMIAROWY INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI DO BADAŃ PROPAGACJI FAL W LINIACH SATELITARNYCH I HORYZONTOWYCH

Podstawowymi członami kompleksu pomiarowego są dwie horyzontowe linie radiowe w pasmach 11,5 i 18,6 GHz, linia satelitarna w pasmie 11,5 GHz oraz czujniki intensywności opadu, rozmieszczone wzdłuż linii horyzontowych. Linie te przebiegają pod trasą satelitarną. Dane pomiarowe zbiera komputerowy system rejestracji i przetwarzania danych [14]. W Instytucie Łączności w Warszawie – Miedzeszynie (na dachu budynku) zainstalowano urządzenia odbiorcze linii radiowych, kilka czujników intensywności opadu, czujniki prędkości i kierunku wiatru, temperatury i wilgotności powietrza, przy czym wyjścia odbiorników i czujników podłączono do komputera MERA-400 poprzez urządzenie INTEL DIGIT PI. Zespoły nadawcze linii horyzontowych znajdują się w Piasecznie w odległości 15,4 km od Instytutu. Anteny wraz z odbiornikami umieszczono na dachu 6-piętrowego budynku zakładów „Lamina” na wysokości 20 m nad terenem. Zainstalowano tam także autonomiczny czujnik deszczu, który jest wyposażony w własny rejestrator intensywności opadu i rejestrator czasu, oparty na zegarze kwarcowym. Na trasie między Piasecznem i Miedzeszynem (gdzie znajduje się Instytut Łączności) ustawiono jeszcze 3 autonomiczne czujniki deszczu (w Kierszku, Powsinie i Julianowie).

Poniżej zestawiono niektóre parametry techniczne urządzeń:

a. Horyzontowe linie radiowe

Zespoły nadawcze:

moc nadajników – 100 mW, zysk anten – 37 dB,

polaryzacja fali – horyzontalna.

Urządzenia odbiorcze:

odbierane fale są odbijane w dół przez anteny peryskopowe (zawieszane na wysokościach 30 i 24 m nad terenem) ku antenom odbiorczym, ustawionym na dachu;

zysk anten odbiorczych – 37 dB,

odbiornik fali podstawowej – dynamika 60 dB,

odbiornik fali ortogonalnej – dynamika 30 dB.

b. Linia satelitarna:

kąt elewacji – 23°

fala ciągła z satelity Łucz (W, 14°);

moc nadajnika transpondera – 15 W; EIRP – 37 dBW;

zakres dynamiki odbiornika – 20 dB.

c. Autonomiczne czujniki intensywności opadu:

pomiar średniej 1-minutowej intensywności;

bezwzględny błąd pomiaru czasu – 30 s.

d. Czujnik parametrów powietrza:

czujniki platynowe temperatury i czujniki wilgotności z chlorkiem litu znajdują się na wysokości 2 m i 27 m nad gruntem.

4. MODELOWANIE TŁUMIENIA FALI W DOŚWIADCZALNEJ LINII RADIOWEJ

Modelowanie tłumienia fali w linii radiowej opiera się w dużym stopniu na modelach opadów. Spośród wielu znanych modeli zostaną tu opisane dwa z nich. Były one wykorzystane do modelowania tłumienia fali i do prognoz tłumienia.

4.1. Modele opadów

Opady ciągłe z chmur warstwowych charakteryzują się niską intensywnością ($R < 5$ mm/godz.), dużym obszarem występowania (setki km) i długotrwałością występowania (godziny). Opady mają postać śniegu powyżej izotermi 0°C i deszczu – poniżej tej izotermi. Modelem tego opadu jest stała intensywność $R < 5$ mm/godz. i pułap deszczu na wysokości izotermi 0°C.

Opady z chmur konwekcyjnych (Cb) są krótkotrwałe (minuty), lecz intensywne (przekraczają nieraz intensywność 100 mm/godz.). Krople deszczu (w postaci ciekłej) wznoszą się prawie do wysokości izotermi –15°C. Intensywny opad występuje w postaci kolumny o średnicy 1–3 km sięgającej do wysokości nawet 2,5 km

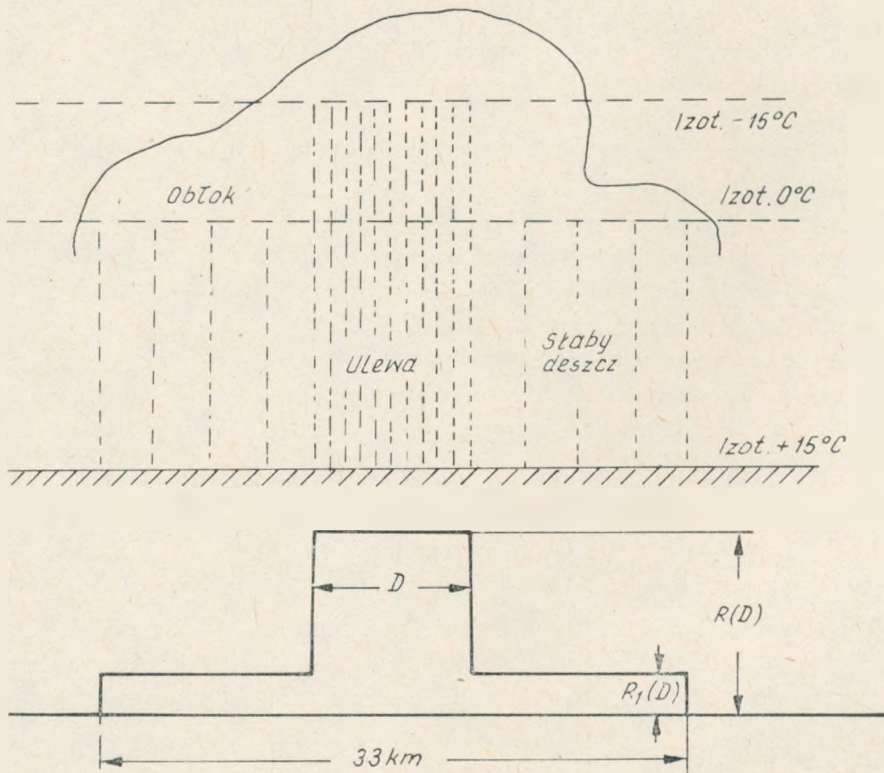
powyżej izotermy 0°C . Ta ostatnia wysokość odpowiada wysokości izotermy -15°C . Średnica kolumny opadu D wg [9] jest równa:

$$D(R) = 2,2 \left(\frac{100}{R} \right)^{0,4}$$

Wokół kolumny o wysokiej intensywności R rozpościera się obszar o średnicy $L_1 = 33$ km, w którym intensywność ta jest znacznie niższa i równa:

$$R_1(R) = 10 [1 - \exp(-0,0105 R)]$$

Opisany model pokazano na rys. 4.



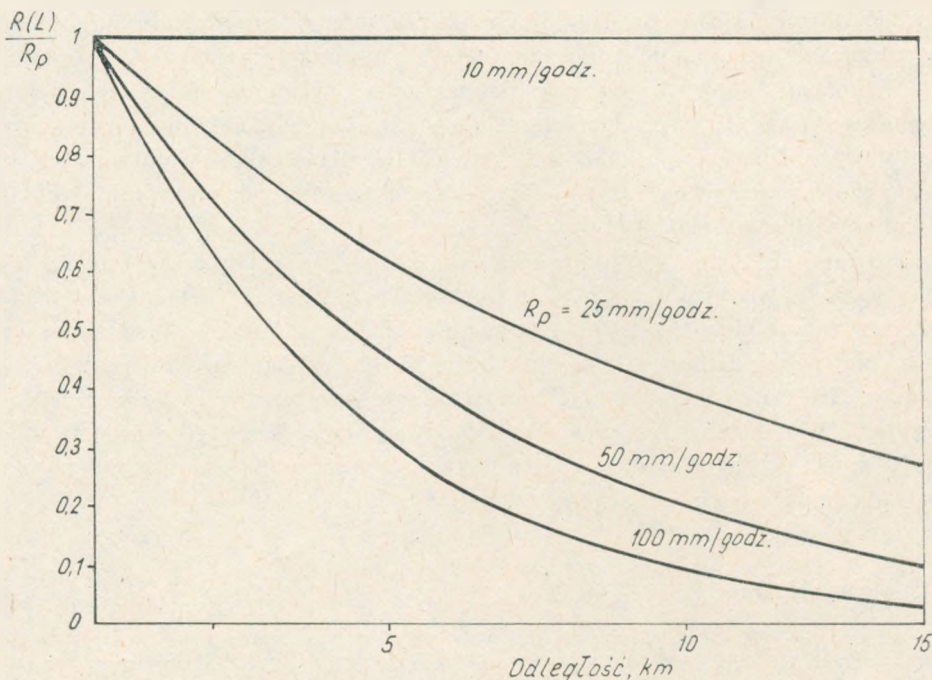
Rys. 4. Model opadu przelotnego

Należy też uwzględnić model opadu, który nie nadaje się do rozpatrywania pojedynczych przypadków opadu, lecz jest odpowiedni do analiz o charakterze statystycznym [19]. W modelu tym bierze się pod uwagę intensywność punktową R_p i statystyczny profil intensywności wzdłuż trasy $R_p(l)$:

$$R(l) = R_p \quad \text{dla } R_p \leq 10 \text{ [mm/godz.]}$$

$$R(l) = R_p \exp\left(-\gamma \ln \frac{R_p l}{10}\right) \quad \text{dla } R_p > 10 \text{ [mm/godz.]}$$

gdzie: γ – wykładnik uzależniony od charakterystyki opadów, równy w przybli-


 Rys. 5. Model wykładniczy opadu przy $\gamma = 0,1$

zeniu $1/22$ (na podstawie pomiaru opadów w N. Jersey, RFN, W. Brytanii, Illinois i na Florydzie). Wysokość kolumny opadów wzdłuż tego profilu wynosi:

$$H_{eff} = H_0 \quad \text{dla } R_p \leq 10 \text{ [mm/godz.]}$$

$$H_{eff} = H_0 + \lg \left(\frac{R_p}{10} \right) \quad \text{dla } R_p > 10 \text{ [mm/godz.]}$$

Statystyczny model opadu przedstawiono na rys. 5 dla wartości $\gamma = 0,1$.

5. PROGNOZOWANIE TŁUMIENIA FAŁ WYWOŁANEGO W LINIACH RADIOWYCH PRZEZ DESZCZ

Istnieje oczywisty związek między opadem deszczu na trasie linii radiowej i tłumieniem fali, gdy częstotliwość fali jest większa od 10 GHz. Można stwierdzić, że chwilowa wartość intensywności opadu uśrednionej wzdłuż trasy jest skorelowana z chwilowym tłumieniem. Jednak punktowa wartość intensywności opadu nie jest skorelowana z tłumieniem w tym sensie. Jeśli natomiast wziąć pod uwagę dłuższy przedział czasu (godziny), to występowanie opadu w punkcie trasy jest skorelowane z tłumieniem fali na trasie. Dlatego w skali miesiąca czy roku można szukać związku między rozkładem intensywności opadu a rozkładem tłumienia. Należy jedynie

określić funkcję, która transformuje punktową intensywność opadu na trasową bez narzucania warunku na jednoczesność występowania tych zmiennych losowych.

W liniach radiowych jest nieuniknione występowanie zaników wywołanych wielodrogowością. Jednak udział ich maleje, im krótsze są odcinki linii i im mniejsza częstotliwość. Z badań wynika, że w pasmie 13 GHz dla odcinków linii krótszych od 20 km główną przyczyną zaników były deszcze, zaś dla odcinków dłuższych od 50 km – wielodrogowość [9].

Prognozy tłumienia spowodowanego przez opady mogą być wiarygodne, jeśli opierają się na wiarygodnych danych o opadach w przeszłości. Wiadomo, że zadowalająco wiarygodne rozkłady intensywności opadu w punkcie można uzyskać po co najmniej 5-letnim okresie pomiarów. Misme i Waldteufel [18] stwierdzili, że nawet 10-letnie rozkłady, zmierzone w rejonie Paryża, różniły się w kolejnych dekadach. W związku z tym niepewność prognoz wiąże się nie tylko z niedoskonałością modelu prognostycznego, lecz także z ograniczoną reprezentatywnością rozkładu punktowej intensywności opadu.

5.1. Algorytm Crane'a

Spśród szeregu znanych algorytmów warto przedstawić algorytm prognostyczny Crane'a [6], oparty na charakterystykach opadów zawartych w średniej – trasowej intensywności opadu. Algorytm ten ma postać:

$$A(R_p, L) = aR_p^b \left\{ \frac{\exp(ubD) - 1}{ub} - \frac{B^b \exp(CbD)}{Cb} + \frac{B^b \exp(CbL)}{Cb} \right\}$$

dla $D \leq L \leq 22,5$ km,
zaś dla $0 < L \leq D$

$$A(R_p, L) = aR_p^b \left[\frac{\exp(ubL) - 1}{ub} \right]$$

gdzie: $D = 3,8 - 0,6 \ln R_p$, $C = 0,026 - 0,03 \ln R_p$, $B = 2,3R_p^{-0,17}$

oraz

$$u = \frac{\ln [B \exp(CD)]}{D}$$

Wartości współczynników uzyskano z charakterystyki opadów mierzonych w USA i w Europie, o których już wspomniano w pkt. 4.1 przy opisywaniu modeli opadów. Wyrażenie w nawiasie kwadratowym ma wymiar odległości i stanowi długość efektywną trasy, a wyrażenie przed nawiasem jest tłumieniem jednostkowym.

Algorytm pozwala obliczyć tłumienie przekraczane w linii o długości L w procencie czasu, w którym intensywność punktowa opadu przekracza wartość R_p . Dysponując empirycznym rozkładem $P(R_p > R_{p,i})$ oblicza się rozkład $P(A > A_i)$

dla wybranej długości trasy L , częstotliwości i polaryzacji (odpowiednie wartości a , b). Algorytm może być stosowany do prognoz w odniesieniu do przeciętnego roku.

5.2. Algorytm eksponencjalny

Według autorów pracy [19] algorytm Crane'a przecenia tłumienie w zakresie małych wartości. Proponują oni prostszy algorytm, nie mający tej wady, oparty na wykładniczym modelu opadu wzdłuż trasy fali w postaci przedstawionej w pkt.

4.1. Algorytm prognostyczny tłumienia ma wtedy postać:

$$A(R_p) = aR_p^b L \quad \text{dla } R_p \leq 10 \text{ [mm/godz.]}$$

$$A(R_p) = aR_p^b \frac{1 - \exp\left(-\gamma L b \ln \frac{R_p}{10}\right)}{\gamma b \ln \frac{R_p}{10}}$$

dla $R_p > 10$ [mm/godz.]

Współczynnik γ można skorelować z istniejącymi rozkładami tłumienia. Autorzy [19] zalecają wartość $\gamma = 1/22$.

Trzeba zaznaczyć, że sprawdzenie przydatności przedstawionych algorytmów dla naszych potrzeb może być sprawdzone po zebraniu odpowiedniej liczby reprezentatywnych rozkładów tłumienia fali w liniach horyzontowych i satelitarnych.

Na podstawie 3-letnich rozkładów intensywności opadów w Miedzeszynie i 2-letnich rozkładów tłumień na linii horyzontowej 18,6 GHz wstępnie sprawdzono przydatność algorytmu eksponencjalnego po dopasowaniu wartości współczynnika do krajowych charakterystyk opadów. Dla rejonu Warszawy przyjęto wartość $\gamma = 0,033$.

5.3. Określanie tłumienia poprzez skalowanie częstotliwościowe

Jeśli znany jest rozkład tłumienia fali $A(f_1)$ wywołany opadami na częstotliwości f_1 , to można przewidzieć rozkład tłumienia na częstotliwości f_2 w linii o tej samej długości [2, 7]. I tak:

$$A(f_2) = a_2 \left[\frac{A(f_1)}{a_1} \right]^{\frac{b_2}{b_1}}$$

lub w przypadku bardziej złożonego modelu przejścia

$$A(f_2) = a_2 \left[\frac{A(f_1)}{a_1} \right]^{\frac{b_2}{b_1}} \cdot 4 \left(1 - \frac{b_2}{b_1} \right)$$

Istnieją również inne algorytmy oparte na modelach opadu zapewniających

lepszą transformację [7]. W przypadku prognozowania na podstawie rozkładu intensywności opadu mamy:

$$A(f_2) = A(f_1) \frac{a_2}{a_1} R^{(b_2 - b_1)}$$

Można też podać formułę proponowaną przez CCIR [3], która pozwala obliczyć tłumienie na jednej częstotliwości, gdy znane jest tłumienie na drugiej w postaci:

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{g(f_1)}{g(f_2)}$$

gdzie

$$g(f) = \frac{f^{1,72}}{1 + 3 \cdot 10^{-7}(f^{3,44})}$$

Jeśli prowadzi się równoczesne pomiary tłumienia w liniach horyzontowych o częstotliwościach f_1 i f_2 oraz na trasie satelitarnej o częstotliwości f_1 jak w Dubnej [1], to można określić korelacyjny związek między tłumieniami $A_{1,h}$ i $A_{2,h}$ w liniach horyzontowych w postaci:

$$\frac{A_{2,h}}{A_{1,h}} = mA_{1,h}^{-n}$$

Można też określić funkcję transformującą tłumienie w linii horyzontowej na tłumienie w linii satelitarnej [22]. Dla stacji satelitarnej w Dubnej ($f = 11,5$ GHz, kąt elewacji anteny -12°) i linii joryzontowej (11,5 GHz, 12,4 km) zależność ta ma postać:

$$\frac{A_{1,s}}{A_{1,h}} = F(A_{s/h}) = 1.76 A_{1,h}^{-0,33}$$

Powstaje też możliwość określenia tłumienia w linii satelitarnej na częstotliwości f_2 w zależności od tłumienia w linii horyzontowej na częstotliwości f_1 w postaci:

$$A_{2,s} = F(A_{s/h}) mA_{1,h}^{1-n}$$

gdzie: m , n są współczynnikami związku korelacyjnego określającego zależność tłumień w liniach horyzontowych na częstotliwościach f_2 i f_1 .

5.4. Określanie tłumienia przez skalowanie długością trasy

Dysponując rozkładem $P_1(A)$ odnoszącym się do linii o długości L_1 można określić rozkład $P_2(A)$ odnoszący się do linii o długości L_2 pracującej na tej samej częstotliwości. I tak w przypadku opadów przelotnych:

$$P_2(A) = \frac{L_2}{L_1} P_1(A)$$

zaś w przypadku opadów ciągłych

$$P_2(A) = P_1 \left(A \frac{L_1}{L_2} \right)$$

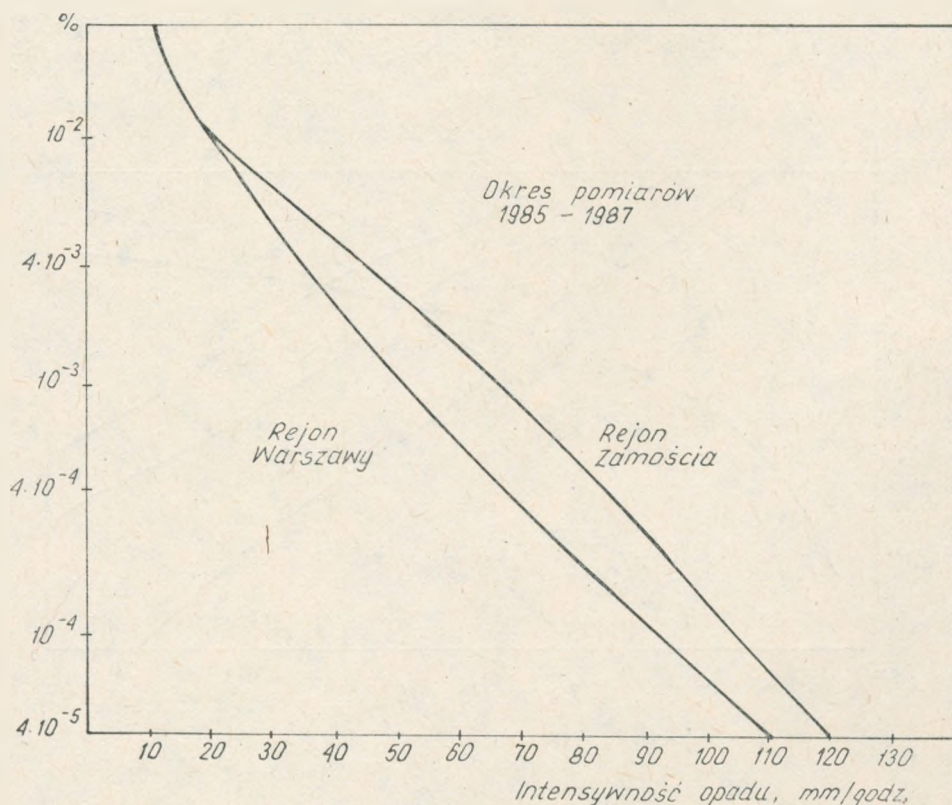
Ogólna formuła według [7] ma postać:

$$P_2(A) = \left(\frac{L_2}{L_1} \right)^r \cdot P_1 \left[A \left(\frac{L_1}{L_2} \right)^s \right]$$

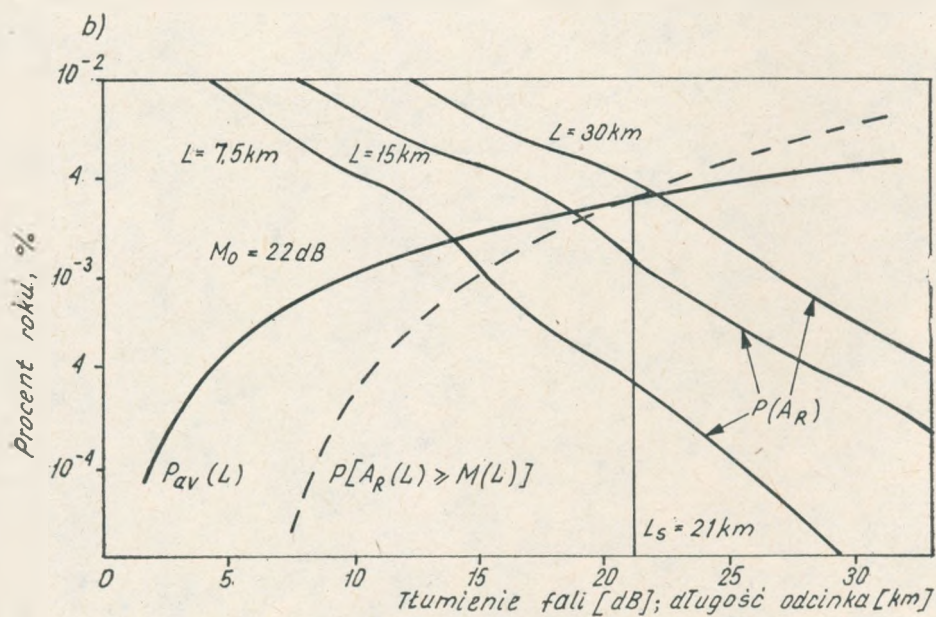
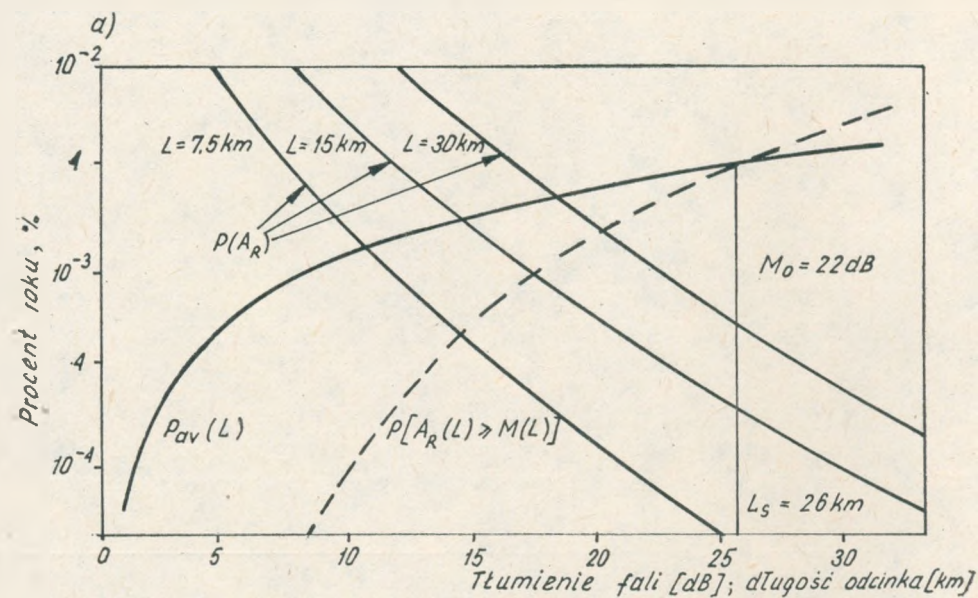
przy czym $0,85 < r < 0,95$ i $0,35 < s < 0,45$. Oczywiście gdy r rośnie, to s maleje

6. OBLICZENIA DŁUGOŚCI ODCINKA CYFROWEJ LINII RADIOWEJ ZE WZGLĘDU NA TŁUMIENIE FALI PRZEZ DESZCZE

W celu wyznaczenia długości skoku linii radiowej w pasmie 11–18 GHz, gdy przewiduje się długości skoków mniejsze od 25 km, należy znać rozkład intensywności opadu $P(R_p)$ w rejonie budowy linii, odnoszący się do przeciętnego roku,



Rys. 6. Średnioroczne rozkłady intensywności opadu

Rys. 7. Wyznaczanie długości skoku L_s

a) rejon Warszawy; b) rejon Zamościa

a także posiadać umiejętność prognozowania tłumienia fali w liniach o wybranych częstotliwościach i długościach skoku.

Przykłady średniorocznych rozkładów $P(R_p)$ dla rejonu Warszawy i Zamościa przedstawiono na rys. 6, zaś prognozowane według algorytmu Crane'a rozkłady tłumienia $P(A_R)$ wywołanego przez deszcze w tych rejonach w liniach radiowych w pasmie 11,5 GHz na odcinkach o długości 7,5 km, 15 km i 30 km uwidoczniiono na rys. 7a, b.

Współczynnik dostępności linii P_{av} dla linii cyfrowej o długości 2500 km według zaleceń CCIR [5] jest równy 0,3% roku, zaś dla linii o długości L :

$$P_{av} = 0,3 \frac{L}{2500} = 1,2 \cdot 10^{-4} L \quad [\% \text{ roku}]$$

Z kolei według wymagań CCITT dopuszczalna liczba błędów na 1000 bitów wynosi $BER_M = 10^{-3}$. Linia jest niedostępna, jeśli na jakimkolwiek odcinku $BER > BER_M$ w ciągu przynajmniej 10 kolejnych sekund. Wszystkie takie przerwy w sumie we wszystkich odcinkach w roku nie powinny stanowić procentu wyższego od P_{av} .

Dopuszczalny spadek sygnału $M(L)$ na odcinku L , przy którym $BER = BER_M$, zwany marginesem, jest równy:

$$M(L) = M_0 - 20 \lg \frac{L}{L_0}$$

gdzie M_0 – margines w linii wzorcowej o długości L_0 .

Prawdopodobieństwo wystąpienia tłumienia A_R wywołanego przez deszcz na odcinku L większego od marginesu $M(L)$ określa prawdopodobieństwo wystąpienia przerw w linii:

$$P(BER \geq 10^{-3}) = P[A_R(L) \geq M(L)]$$

Jeśli przyjmą margines dla wzorcowego odcinka L_0 – odpowiednio do możliwości zespołów nadawczo-odbiorczych – oraz wykorzystać rozkłady $P(A_R)$ dla kilku długości odcinków (skoków), to można wyznaczyć procenty czasu, przy których $[A_R(L) = M(L)]$, a więc $P[A_R(L) \geq M(L)]$. Łatwo też wyznaczyć funkcję $P_{av}(L)$. Funkcje te są naniesione na rys. 7, który ilustruje wyznaczanie długości skoku L_s , gdy $M_0 = 22$ dB dla odcinka $L_0 = 15$ km. Odpowiednio do rozkładów intensywności opadu w rejonach Warszawy i Zamościa odcinki L_s są równe odpowiednio 26 km i 21 km. Przyjmując większy margines uzyska się dłuższe skoki [7].

Według [8] przy przepływności 34 Mbit/s można stosować linie na częstotliwości 13–15 GHz o długości skoków 20–30 km.

Należy podkreślić, że margines określony na podstawie badań na fali ciągłej może być niewystarczający w przypadku linii cyfrowej. Różnice fazy na skrajach widma modulacyjnego oraz różnice amplitud wywołują błędy przy demodulacji. W związku z tym określenie marginesu wymaga przeprowadzenia eksperymentów w warunkach zbliżonych do normalnych.

7. WNIOSKI

Przeprowadzone w latach siedemdziesiątych rozpoznawcze badania intensywności opadu na terenie kraju oraz realizowane w ostatnich latach badania propagacji mikrofal, oparte na instytucyjnym kompleksie pomiarowym, stwarzają możliwości pewnej optymalizacji projektowania cyfrowych linii radiowych w pasmach powyżej 11 GHz. Służą temu również prace w zakresie prognozowania i modelowania tłumienia oraz depolaryzacji fal.

Niedostateczne są jednak jeszcze dane statystyczne o opadach na terenie kraju. Również prace w zakresie badań depolaryzacji fali są zaledwie w fazie początkowej. Usunięcie tych braków wymaga wzmocnienia personelu zaangażowanego tą problematyką oraz pewnych nakładów na aparaturę pomiarową. W sumie nakłady te są nieporównywalnie niskie w odniesieniu do kosztu wytworzenia i instalacji jednej stacji przekaźnikowej, a badania te mają na celu zaoszczędzenie pewnej liczby takich stacji.

WYKAZ LITERATURY

1. *Bulabanow B., Alexandrowa E., Swiatogor W., Bykow W., Kawecki A.*: Application of frequency and space correlation of radio wave propagation conditions for the purpose of designig satellite communication links, 38 Congress of IAF. Brighton 1987.
2. *Barbariscia F., Fedi F., Maggiorini P., Maggiori D.*: Frequency scaling of rain induced attenuation at 11, 18 and 30 GHz. Ann. Telecomm., vol. 35, No 11-12, 1980.
3. CCIR: Propagation data and prediction methods required for line - of - sight radio - reaty systems, raport 338-5. Dubrownik, 1986.
4. CCIR: Radiometeometeorological data, Rep. 563-3. Dubrownik 1986.
5. CCIR: Rep. 378-3, vol. 9. Zalecenie 556, 557, Genewa.
6. *Crane R. K.*: Prediction of attenuation by rain. IEEE Trans. Comm., Com. 28-9, pp. 171-1733, 1980.
7. *Debrunner W.*: Prediction of rain attenuation statistics. Ann. Telecomm., vol. 35, No 11-12, 1980.
8. *Fedi F.*: Prediction of attenuation due to rainfall on terrestrial links. Radio Science, vol. vol. 16, No 5, 1981.
9. *Hall M. P. M.*: Effects of the troposphere on the radiocommunication. Peter Peregrinus Ltd. IEE, Londyn, N. York 1979.
10. *Kawecki A.*: Badanie właściwości propagacyjnych krajowych linii radiowych. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 5, 1988.
11. *Kawecki A.*: Określenie kumulatywnego rozkładu prawdopodobieństwa natężenia opadu atmosferycznego w Polsce dla potrzeb radiokomunikacji. Referaty Problemowe IŁ, z. 41, Warszawa 1981.
12. *Kawecki A.*: Przewidywane tłumienia fal przez deszcze w liniach radiowych na obszarze Polski. Prace IŁ, nr 90, WKŁ, Warszawa 1984.
13. *Kawecki A., Thõng D.*: Niektóre charakterystyki propagacyjne linii radiowych w pasmie 6 GHz o różnej długości skoku. Prace IŁ, nr 96. 1989.

14. *Kawecki A.* + zespól: Doświadczalny Ośrodek Badań Propagacji Mikrofal na trasach horyzontowych i satelitarnych. Referaty Problemowe IŁ, z. 80. Warszawa 1987.
15. *Lorenc H.* + zespól: Czasowo-przestrzenny rozkład opadu deszczu o określonym natężeniu na terytorium Polski. Zakład Klimatologii IMGW, Warszawa 1979 (na zlecenie IŁ).
16. *Maggiori D.*: Computed transmission through rain in the 1 – 400 GHz range for spherical and elliptical drops and any polarisation. *Alta Freq.*, No 5, 1981.
17. *Misme P., Fimbel J.*: Detrmination theorique et experimentale de l'afaiblissement par la pluï sur un trajet radioelectrique. *Ann. Telecommun.*, vol. 30, 1975.
18. *Misme P., Waldteufel P.*: Affaiblissements calcules pour laisons Terre-satellite en France. *Ann. Telecommun.*, vol. 37, No 7-8, 1982.
19. *Stutzman W. L., Dishman W. K.*: A simple model for estimation of rain induced attenuation along earth-space paths at millimeter wavelenghts. *Radio Science*, vol. 17, No 6, 1982.

Арнольд Кавецки

ОПТИМАЛЬНАЯ ДЛИНА ОТРЕЗКА ЦИФРОВОЙ РРЛ В ДИАПАЗОНАХ ЧАСТОТ ВЫШЕ 10 ГГц

Резюме

Обращается внимание на нарастающее с частотой РРЛ влияние условий распространения волн на надежность работы линий в диапазонах частот выше 10 ГГц. Коротко описан измерительный комплекс для исследования распространения волн, представлено зависимость затухания волн от интенсивности осадков в пункте и некоторые известные модели осадков и алгоритмы прогноза затухания волн. Сделано оценку длины отрезка цифровой РРЛ при определенном резерве на затухание и при допускаемой частоте ошибок по битам на основании распределения интенсивности осадков в районе постройки РРЛ.

Arnold Kawecki

OPTIMUM HOP LENGTH OF THE DIGITAL RADIO LINK IN THE FREQUENCY RANGE ABOVE 10 GHz

Summary

Attention was called to the effect, increasing with a frequency, of the wave propagation conditions on reliability of land and satellite radio links in bands above 10 GHz. There was briefly described a measuring complex for investigating wave propagation in radio links, a relation was described of the wave attenuation upon the precipitation intensity and some well-known algorithms were presented for forecasting wave attenuation.

An estimation was carried out of a span length of a digital radio link, when a margin of wave attenuation and an admissible error rate was given, on the base of precipitation intensity distribution in the locality of the digital radio link construction.

Arnold Kawecki

LONGUEUR OPTIMAL D'UNE TRAVÉE DE LIAISON HERTZIENNE DANS LA BANDE AU DESSUS DE 10 GHz

Résumé

On a attiré l'attention sur l'influence progressive et conforme à la fréquence des conditions de la propagation de l'onde sur la fiabilité des liaisons hertziennes terriennes et terre-satellite dans les bandes au dessus de 10 GHz. On a décrit en bref l'ensemble de mesure utilisé aux essais de la propagation des ondes sur les liaisons hertziennes. On a démontré la dépendance de l'affaiblissement d'onde de l'intensité de pluie ainsi que certains algorithmes connus qui servent à la prévision de l'affaiblissement. On a évalué la longueur de la section d'une liaison numérique de faisceaux hertziens avec la marge donnée de l'affaiblissement et avec un taux d'erreurs acceptable en basant sur la distribution des intensités de pluie dans la région de la construction d'une liaison.

Arnold Kawecki

OPTIMALE LÄNGE DES FUNKFELDES DIGITALER RADIOLINIE IM FREQUENZBEREICH OBER 10 GHz

Zusammenfassung

Es wurde die Aufmerksamkeit auf mit Frequenz steigenden Einfluss der Wellenausbreitungsbedingungen auf die Zuverlässigkeit der Erde und Satellitenradiolinien in Bereichen ober 10 GHz gelenkt. Es wurde der Mess-satz für Wellenausbreitungsprüfungen in Radiolinien kurz beschrieben.

Es wurde die Abhängigkeit der Wellendämpfung von der Niederschlagsintensivität dargestellt und einige bekannte Algorithme für Wellendämpfungsprognosierung gegeben. Es wurde die Funkfeldlänge digitaler Radiolinie bei angenehmerer Dämpfungsreserve und zugelassener Fehlerrate auf Grund der Niederschlagsintensitätsverteilung im Baugebiet der Linie geschätzt.

Arnold Kawecki
Dinh văn Thông

621.396.43

NIEKTÓRE CHARAKTERYSTYKI PROPAGACYJNE LINII RADIOWYCH, PRACUJĄCYCH W PASMIE 6 GHz O RÓŻNEJ DŁUGOŚCI SKOKU

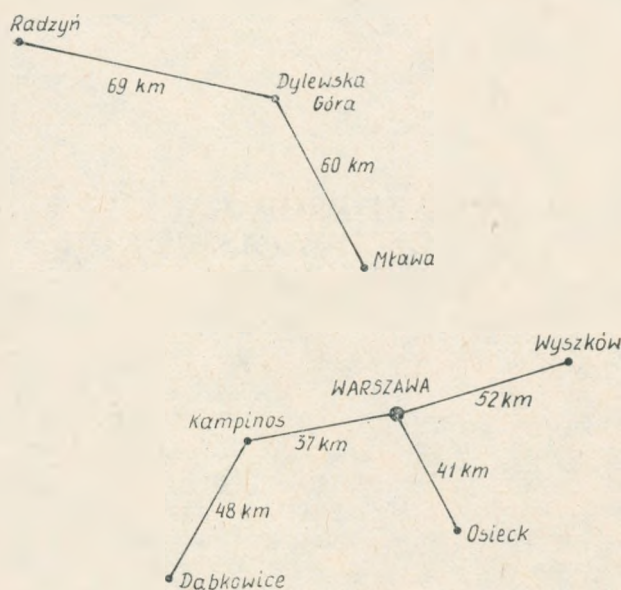
Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1987.07.14

W trakcie 5-letnich, ciągłych pomiarów sześciu odcinków ziemskich linii radiowych pracujących w pasmie 6 GHz uzyskano szereg statystycznych charakterystyk tłumienia fal w tych liniach. Długości odcinków są zawarte w przedziale od 37 km do 69 km. Określono rozkłady tłumienia (zaników) fal w tych odcinkach w każdym miesiącu i godzinie doby, a także w roku w przekroju 5-letnim. Oceniono zależność tłumienia od długości odcinka. Dane te pozwalają określić procent czasu (miesiąca, roku), w jakim tłumienie przekracza wybraną wartość, dzięki czemu można ocenić propagacyjną niezawodność tych linii.

1. WPROWADZENIE

Projektanci mikrofalowych linii radiowych rzadko mają okazję sprawdzić niezawodność środków telekomunikacji, zaprojektowanych przez nich oraz zbudowanych w określonych warunkach terenowych i klimatycznych. Ostatnio jednak powstała możliwość sprawdzenia niezawodności propagacyjnej sześciu odcinków horyzontowych linii radiowych pracujących w pasmie 6 GHz. Są to odcinki: Warszawa – Kampinos (37 km długości), Warszawa – Osieck (41 km), Dąbkowice – Kampinos (48 km), Warszawa – Wyszaków (52 km), Mława – Dylewska Góra (60 km) i Dylewska Góra – Radzyń (69 km). Rozmieszczenie tych odcinków naszkicowano na rys. 1. Odcinki łączące się z Warszawą mają trasy nieco nachylone, gdyż anteny w Warszawie są zawieszane na Pałacu Kultury na wysokości 138 m nad terenem. Również odcinki Mława – Dylewska Góra i Radzyń – Dylewska Góra mają różnice wysokości zawieszenia anten w granicach 100–150 m.

Pomiary sygnału na wyjściu odbiorników linii radiowych prowadzono nieprzerwanie przez 5 lat [5]. Próbkę sygnałów odczytywane co 1 sekundę przetwarzano na postać cyfrową za pomocą specjalnie opracowanych w IŁ procesorów, gromadzono w buforach pamięci i następnie wyprowadzano na dalekopisy do rejestracji na taśmie dziurkowanej.

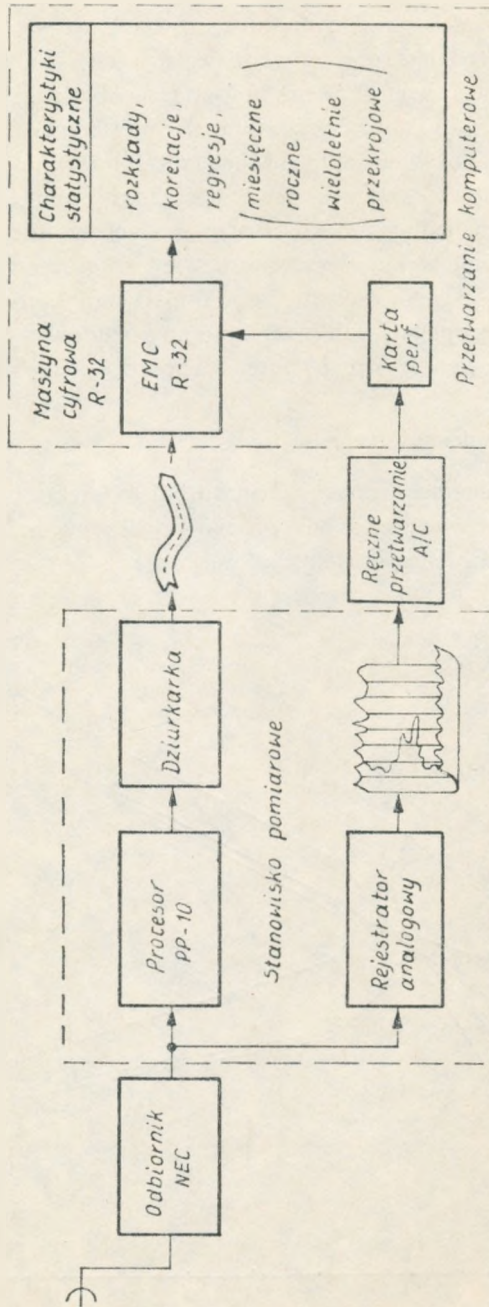


Rys. 1. Schemat rozmieszczenia linii radiowych 6 GHz poddanych badaniom

W rezultacie badań uzyskano rozkłady prawdopodobieństwa przewyższenia określonych tłumień (rozkłady) we wszystkich miesiącach, latach, a także w godzinach doby w przekroju 5-letnim lub miesięcznym. Otrzymano także inne charakterystyki statystyczne.

2. ZESTAW POMIAROWY

Koncepcję systemu realizacji pomiarów i przetwarzania danych przedstawia schemat na rys. 2. Procesor PP-10 [6] pobierał próbki sygnału co 1 sekundę i przetwarzał je tak, by wprowadzić je do dziurkarki, podając jednocześnie czas pomiaru (datę, godzinę, minutę, sekundę). Dane gromadzono w buforze i wprowadzano do dziurkarki porcjami. Rejestracji próbek w odstępach 1-sekundowych dokonywano jedynie w przypadku, gdy tłumienie sygnału przekroczyło wybrany próg. Natomiast gdy poziom sygnału był bliski mediany, rejestrowano próbki w odstępach 5-minutowych. Dane na taśmie dziurkowanej wprowadzano do maszyny cyfrowej R-32 i przetwarzano według opracowanych programów w celu otrzymania charakterystyk statystycznych zmienności sygnału w postaci rozkładów tłumień (miesięcznych, rocznych, przekrojowych), rozkładów czasu trwania zaników i innych. Przebieg sygnału w czasie również rejestrowano na taśmie urządzenia samopiszącego, która stanowiła rezerwowo źródło danych w przypadku przerw w działaniu procesora PP-10.



Rys. 2. System pomiaru sygnału, rejestracji i przetwarzania danych

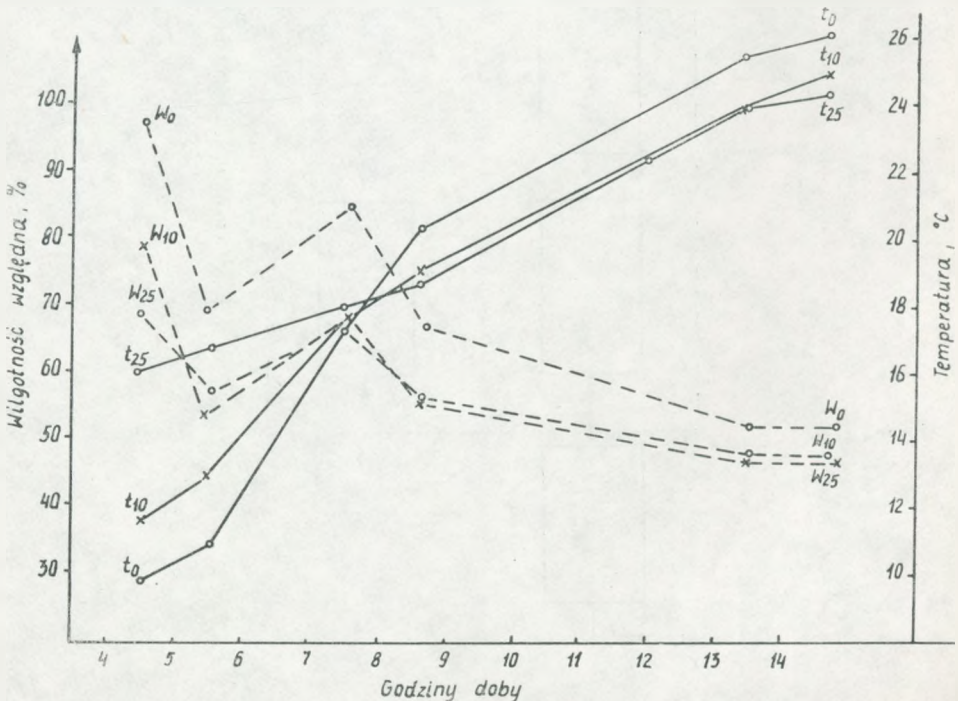
3. NIEKTÓRE CHARAKTERYSTYKI NIEZAWODNOŚCI PROPAGACYJNEJ

Głębokie, krótkotrwałe zaniki sygnału na trasach są wywołane najczęściej interferencją fali bezpośredniej i odbitej od rozległej warstwy powietrza o zdecydowanie odmiennym gradiencie refrakcji niż powietrze pod tą warstwą. Tego rodzaju zaniki „wielodrogowe” mogą być też rezultatem interferencji kilku fal, których różnica dróg przekracza pół długości fali. Moce tych fal powinny być współmierne.

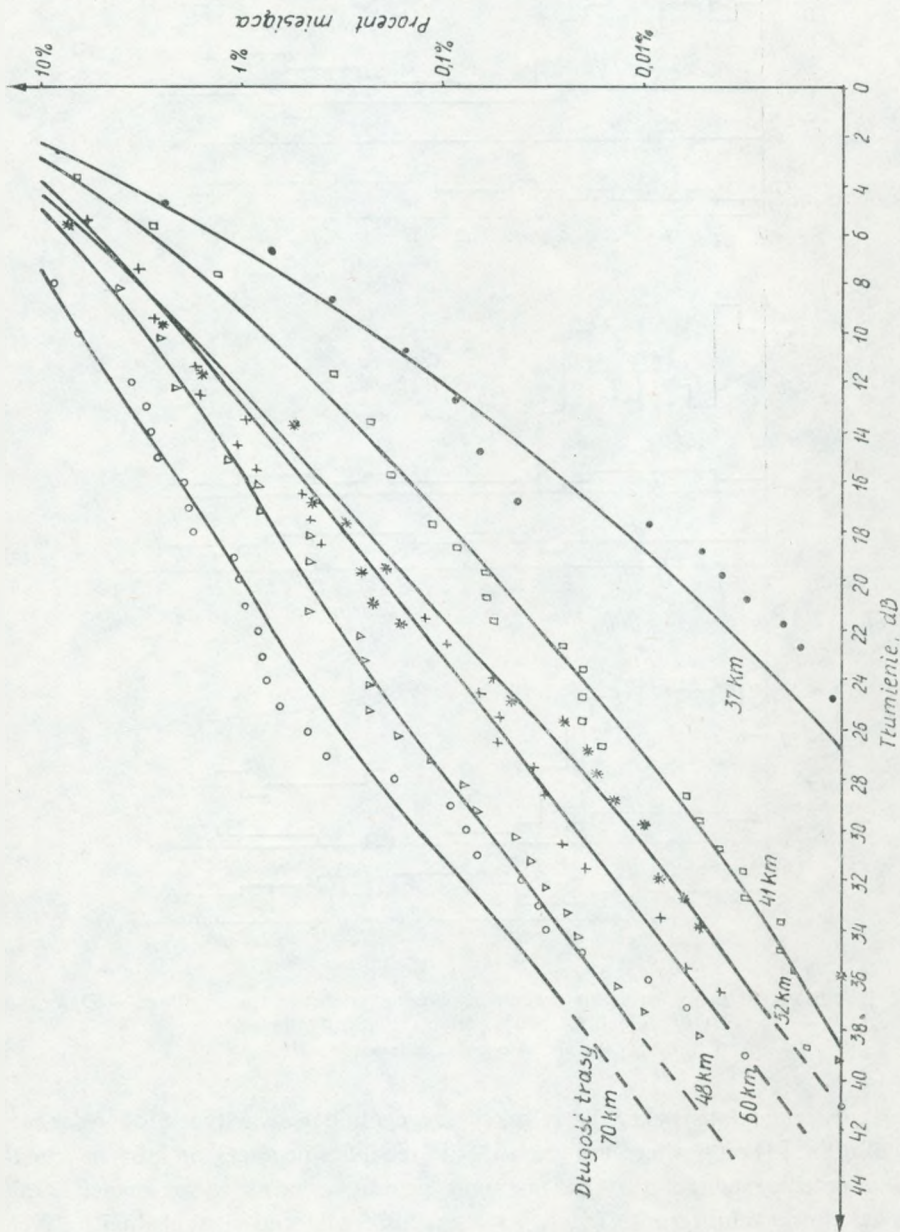
Zaniki kilkudecybelowe, trwające nawet dziesiątki minut, mogą powstawać wskutek dyfrakcji fali na jednej lub kilku przeszkodach na trasie w przedziałach czasu, gdy gradient refrakcji powietrza w warstwie przygruntowej przyjmuje znaczne dodatnie wartości [3]. Na częstotliwości 6 GHz mogą powstawać tłumienia poniżej 1 dB w trakcie propagacji fali przez kolumny opadów o charakterze burzowym lub przez rozległe opady o małej intensywności.

3.1. Dobowa i roczna zmienność sygnału

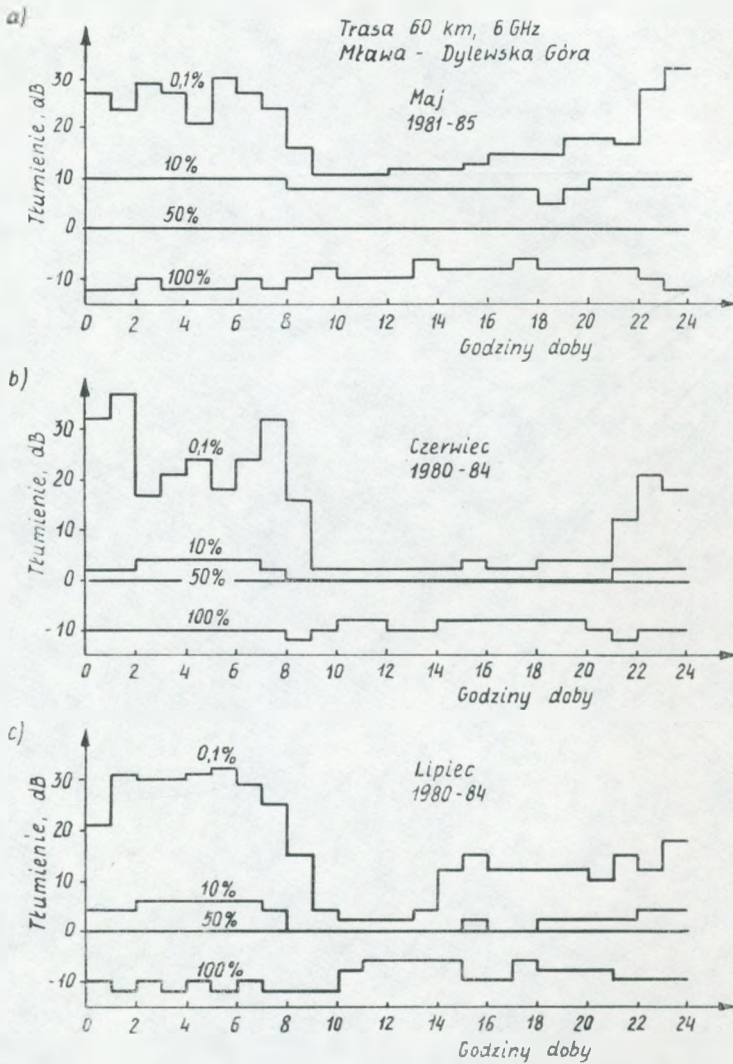
Działanie słońca zmienia warunki propagacji fali zwłaszcza przy gruncie, który od wschodu słońca nagrzewa się, a od późnego popołudnia ochładza się, wypromieniowując zgromadzoną energię cieplną do atmosfery. W tym czasie wilgotność względna, najwyższa o wschodzie słońca (statystycznie), maleje i ponownie rośnie.



Rys. 3. Przegląd zmian temperatury (t) i wilgotności względnej (W) na poziomach 0,10 i 25 m



Rys. 4. Rozkłady procentów czasu trwania zaników przekraczających określone progi tłumienia, w średnim najgorszym miesiącu (średnienie miesięcy lipiec, sierpień i wrzesień) za 5 lat dla tras o różnych długościach

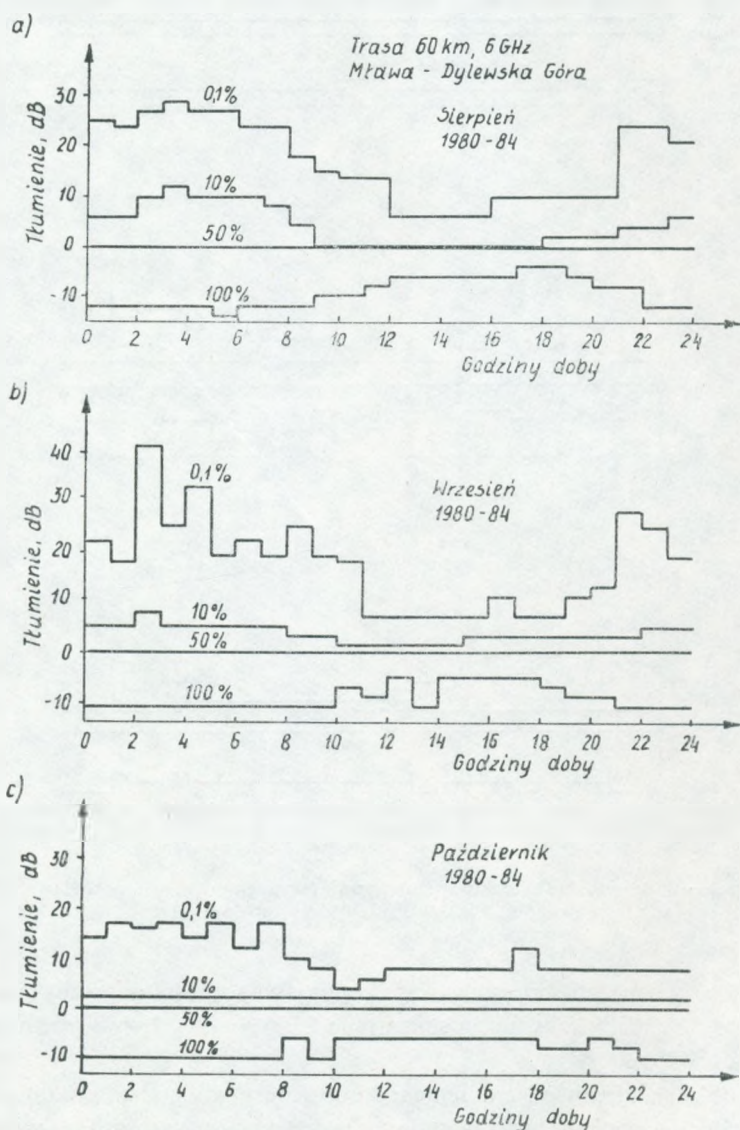


Rys. 5. Dobowy cykl procentu czasu trwania zaników sygnału na trasie Mława – Dylewska Góra dla 0,1%, 10%, 50% i 100% miesiąca
a) maja, b) czerwca, c) lipca

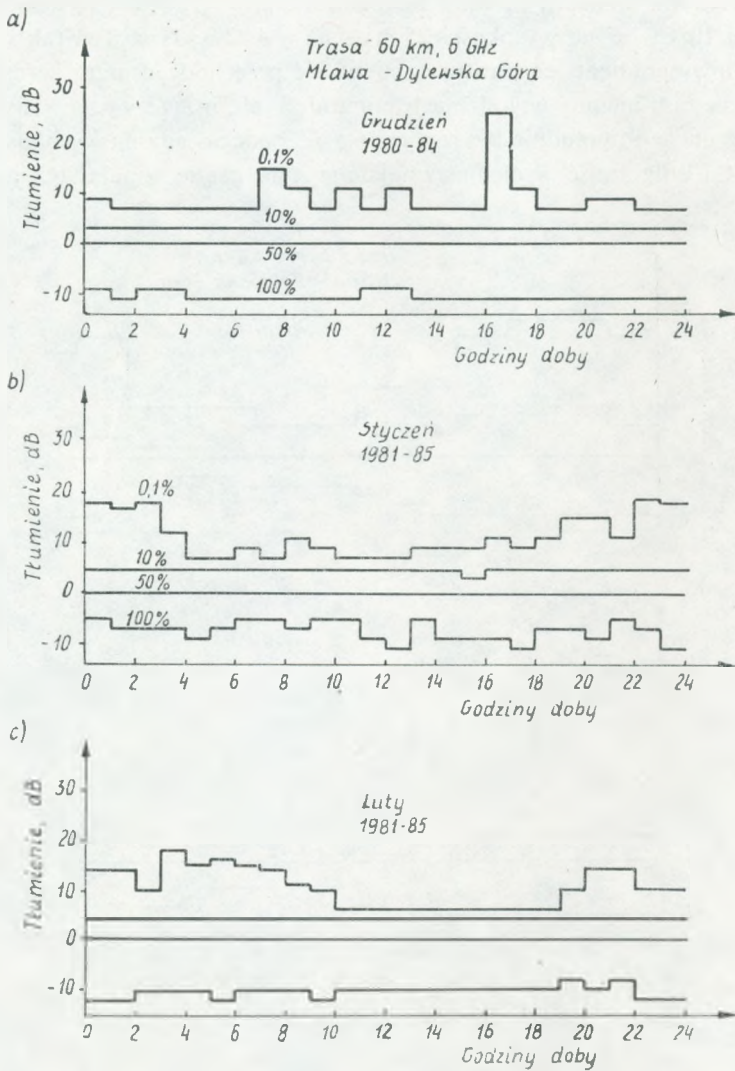
Te elementy zmieniają wskaźnik refrakcji szczególnie w warstwie do wysokości około 20–30 m [3] od powierzchni gruntu. Fakt ten ilustruje rys. 3, na którym przedstawiono przebieg temperatury na poziomie gruntu, oraz na wysokościach 10 m i 25 m od powierzchni gruntu (t_0 , t_{10} , t_{25}), a także wilgotności względnej na tych poziomach (W_0 , W_{10} , W_{25}) w godzinach od wschodu słońca do godziny 14.45 w dniu 10 lipca 1984 r. w okolicy Płocka.

Z wykresów można wyciągnąć wiele interesujących wniosków. W tym raczej

typowym, letnim, słonecznym dniu temperatura przy gruncie o wschodzie słońca była bliska 10°C, zaś na wysokości 25 m – aż o 4°C wyższa. Ten tak wysoki dodatni, pionowy gradient temperatury zmienił się przechodząc przez zero ok. godz. 8.00 i stał się tam ujemny w godzinach południowych, przy czym przyrost temperatury przy gruncie do południa był równy 16,5°C, podczas gdy na wysokości 25 m – tylko 8,5°C. Wilgotność względna zmalała w tym czasie, zmalał też jej gradient



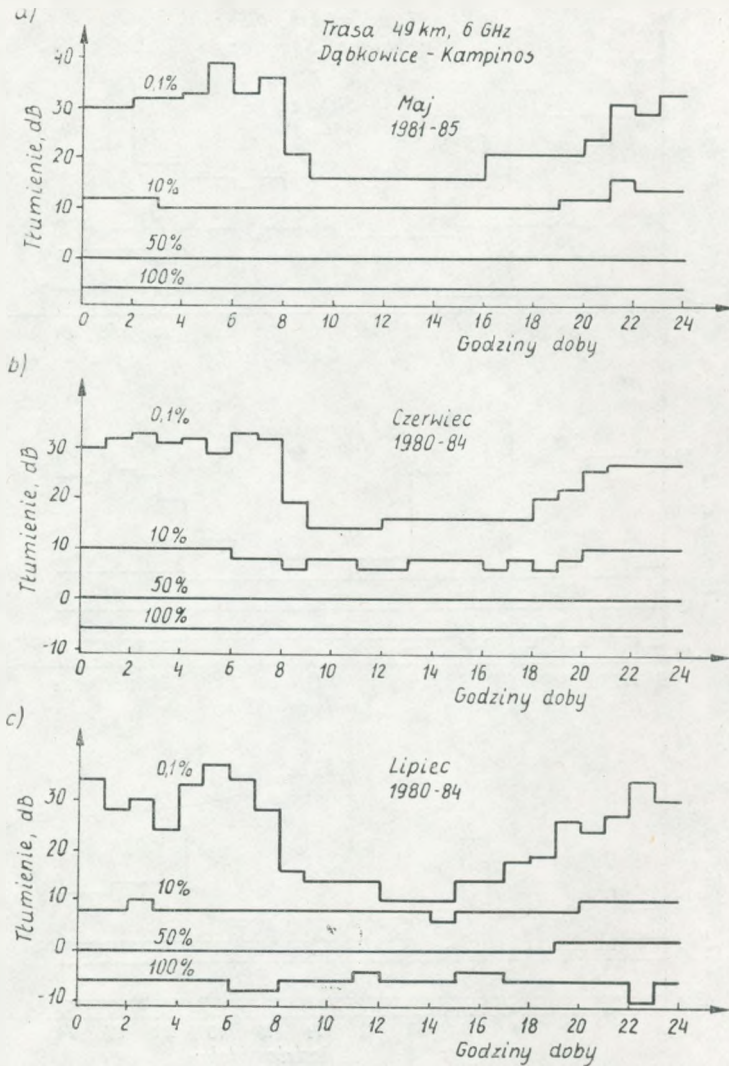
Rys. 6. Dobowy cykl procentu czasu trwania zaników sygnału na trasie Mława – Dylewska Góra dla 0,1%, 10%, 50% i 100% miesiąca
a) sierpnia, b) września, c) października



Rys. 7. Dobowy cykl procentu czasu trwania zaników sygnału na trasie Mława – Dylewska Góra dla 0,1%, 10%, 50% i 100% miesiąca
a) grudnia, b) stycznia, c) lutego

pionowy. I w tym przypadku największe zmiany wilgotności nastąpiły przy gruncie (od 97% do 52%) podczas gdy na poziomie 25 m zmiany były wyraźnie mniejsze (od 68% do 47%).

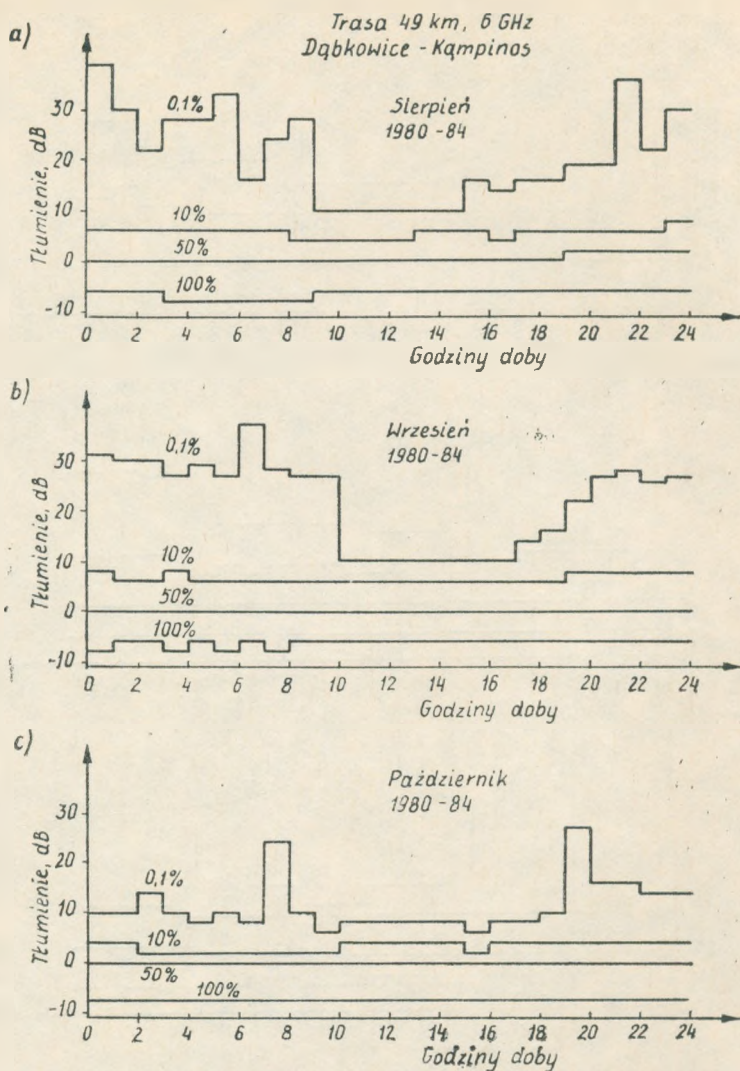
W związku z ujemnym gradientem temperatury po godzinie 8.00 zostaje zakłócona równowaga w często stabilnym uwarstwieniu atmosfery w godzinach nocnych. Pionowa konwekcja mas powietrza rozbija te warstwy tak, że zjawisko wielodrogowości jest w godzinach dziennych znacznie mniej prawdopodobne.



Rys. 8. Dobowy cykl procentu czasu trwania zaników sygnału na trasie Dąbkowice – Kampinos dla 0,1%, 10%, 50% i 100% miesiąca
a) maja, b) czerwca, c) lipca

Przedstawione poniżej w postaci wykresów wyniki 5-letnich pomiarów charakteryzujące niezawodność propagacyjną linii radiowych można zadowalająco interpretować, opierając się na występowaniu opisanych zjawisk.

Rozkłady procentu czasu występowania zaników – uśrednione za okres 5 lat, dla miesiąca średniego z trzech „najgorszych” miesięcy (lipiec, sierpień i wrzesień) – przedstawiono na rys. 4. Jak widać z wykresów, mimo uśrednienia rozkładów miesięcznych w okresie 5-letnim i dodatkowo w okresie trzech miesięcy, rozkłady empiryczne mają jeszcze znaczny rozrzut, wynikający z pojawienia się głębokich,

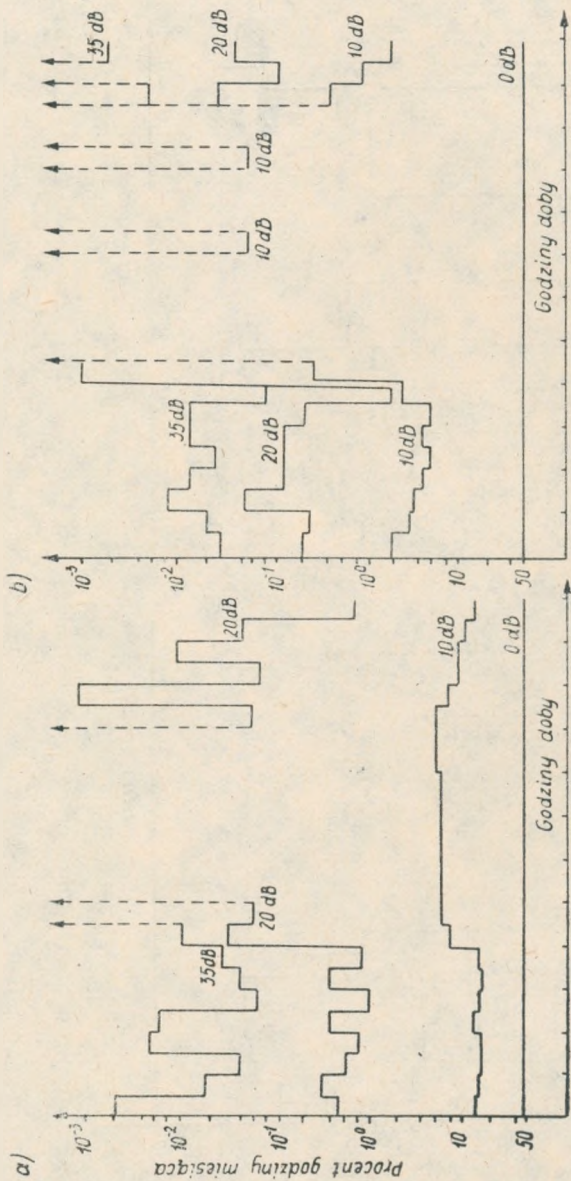


Rys. 9. Dobowy cykl procentu czasu trwania zaników sygnału na trasie Dąbkowice – Kąmpinos dla 0,1%, 10%, 50% i 100% miesiąca
a) sierpnia, b) września, c) października

lecz sporadycznych zaników (raz na kilka lat, na rok). Jednak przebieg ich jest zbliżony do pokazanego w dokumencie CCIR [2].

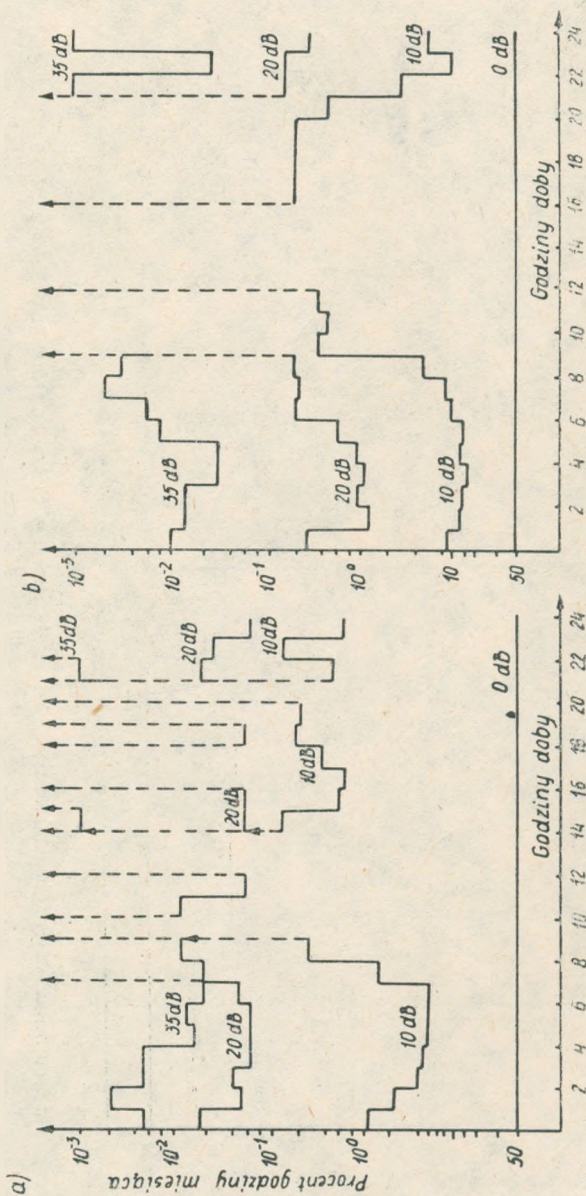
Z kolei na rys. 5, 6 i 7 uwidoczniono dobowe cykle zaników sygnału na 60-kilometrowej trasie Mława – Dylewska Góra, przedstawiające próg tłumienia przekraczany w określonym procencie czasu T w miesiącu dla kolejnych godzin doby^{*)}.

^{*)} Procenty odnoszą się w tym przypadku do okresu równego iloczynowi „liczba dni w miesiącu przez jedną godzinę”.

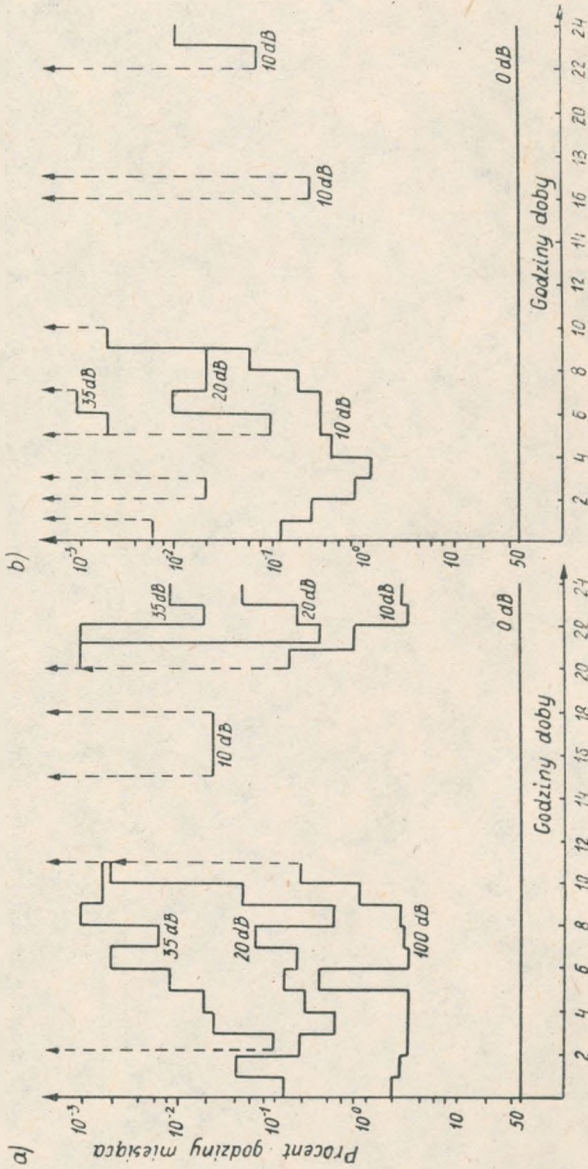


Rys. 10. Dobowy cykl procentu czasu trwania zaników sygnału na trasie Mława – Dylewska Góra dla progów 0 dB, 10 dB, 20 dB i 35 dB względem mediany

a) w maju, b) w czerwcu

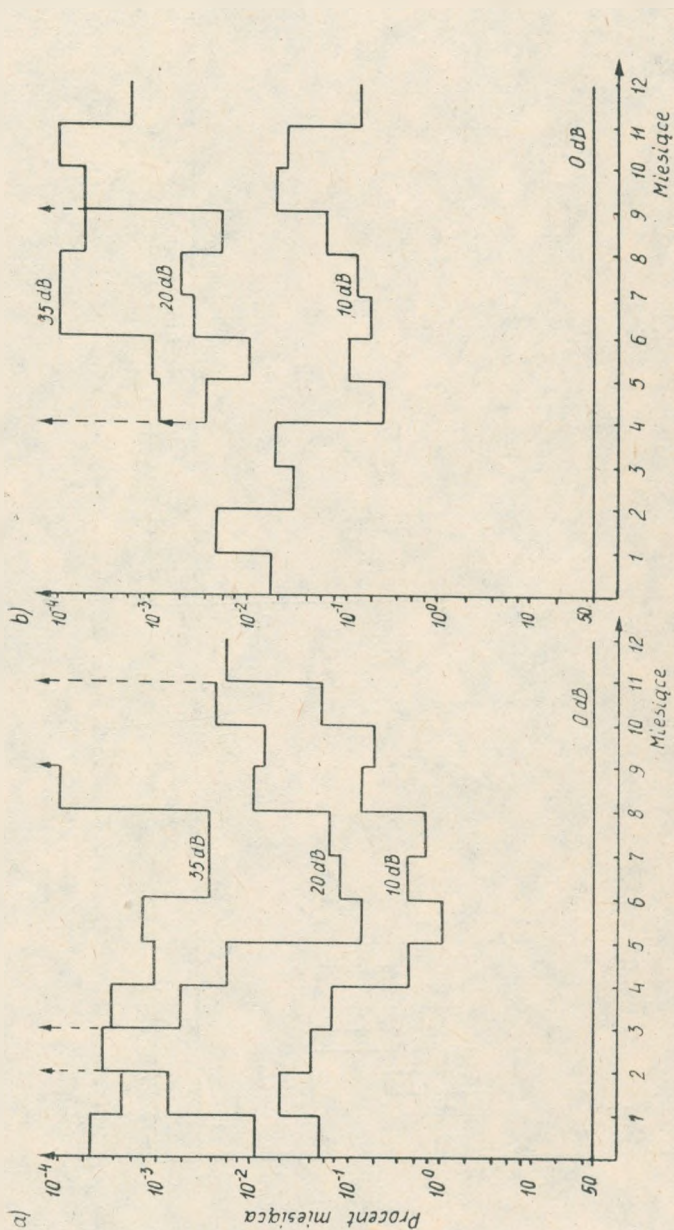


Rys. 11. Dobowy cykl procentu czasu trwania zaników sygnału na trasie Mława – Dylewska Góra dla progów 0 dB, 10 dB, 20 dB i 35 dB względnie cm mediany
 a) w lipcu, b) w sierpniu

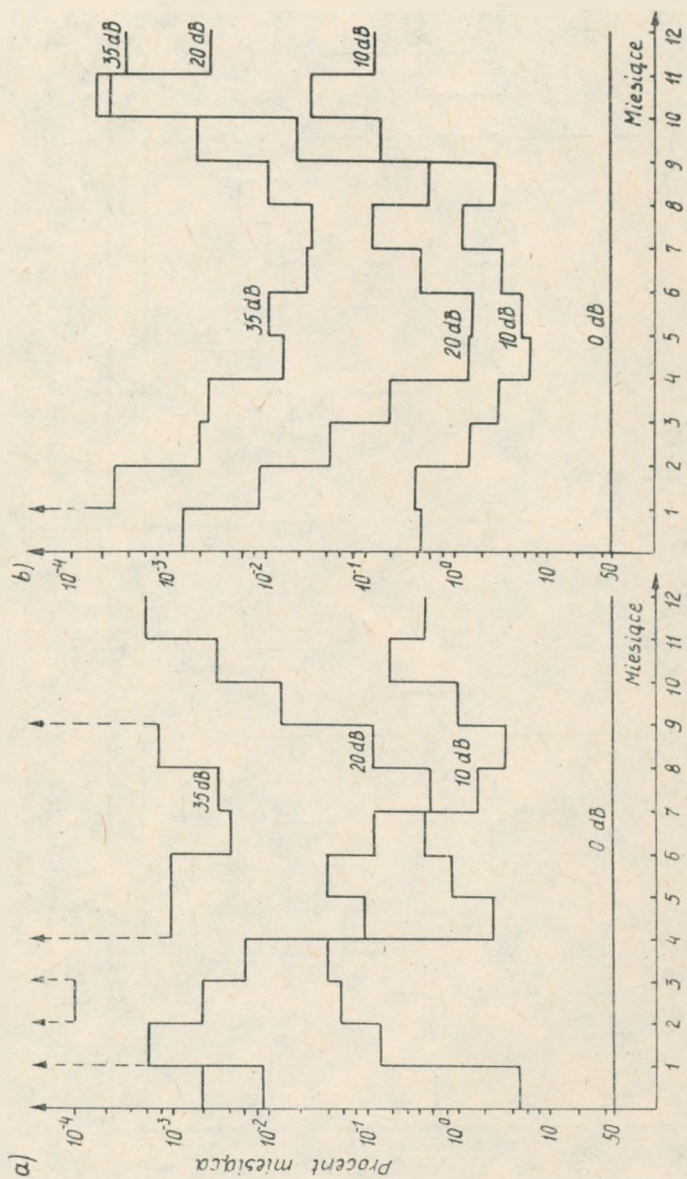


Rys. 12. Dobowy cykl procentu czasu trwania zaników sygnału na trasie Mława - Dylewska Góra dla progów 0 dB, 10 dB, 20 dB i 35 dB

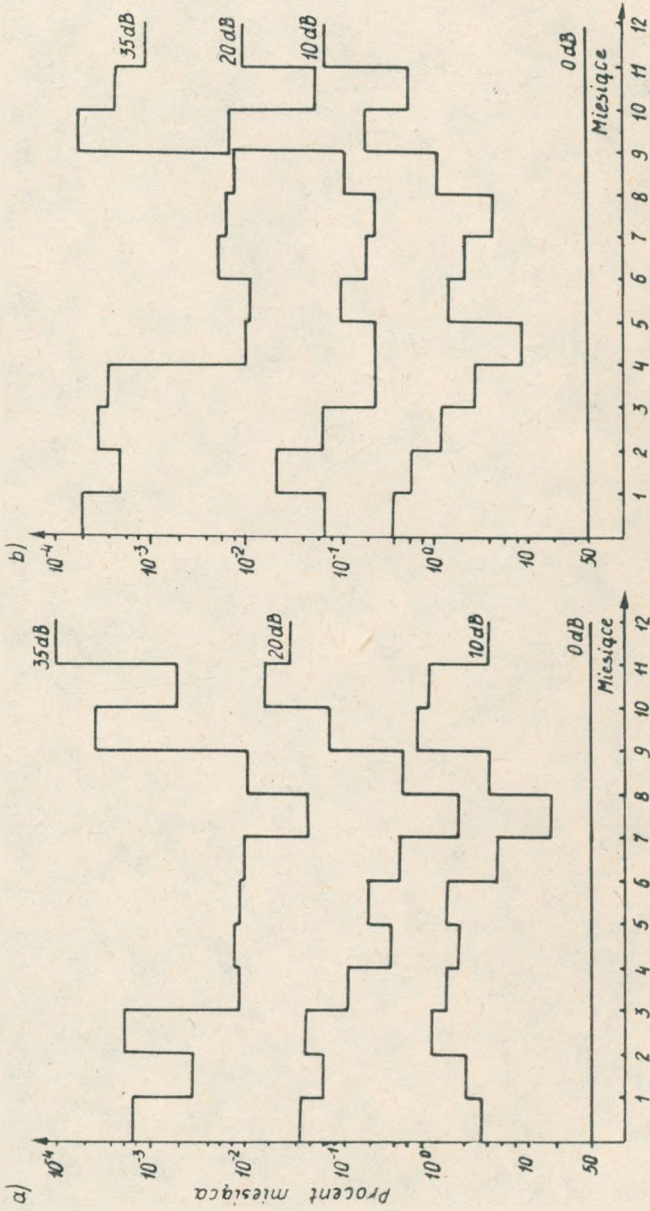
a) we wrześniu, b) w październiku



Rys. 13. Roczny cykl procentu czasu trwania zaników sygnału dla progów tłumienia 0 dB, 10 dB, 20 dB i 35 dB względem mediany
 a) na trasie Osi Eck - Warszawa; b) na trasie Warszawa - Kampinos



Rys. 14. Roczny cykl procentu czasu trwania zaników sygnału dla progów tłumienia 0 dB, 10 dB, 20 dB i 35 dB względem mediany
 a) na trasie Warszawa — Wyszków ; b) na trasie Dąbkowice — Kampinos



Rys. 15. Roczny cykl procentu czasu trwania zaników sygnału dla progów tłumienia 0 dB, 10 dB, 20 dB i 35 dB względem mediany
 ÷ a) na trasie Radzyń - Dylewska Góra; b) na trasie Mława - Dylewska Góra

Dla $T = 50\%$ czasu trwania przyjęto tłumienie równe zeru. Natomiast na rys. 8 i 9 pokazano analogiczne cykle dla horyzontowej, 48-kilometrowej linii Dąbkowice – Kampinos. Z rysunku 5–9 widać, że w miesiącach letnich w godzinach nocnych zaniki przekraczają poziom 30 dB w 0,1% czasu.

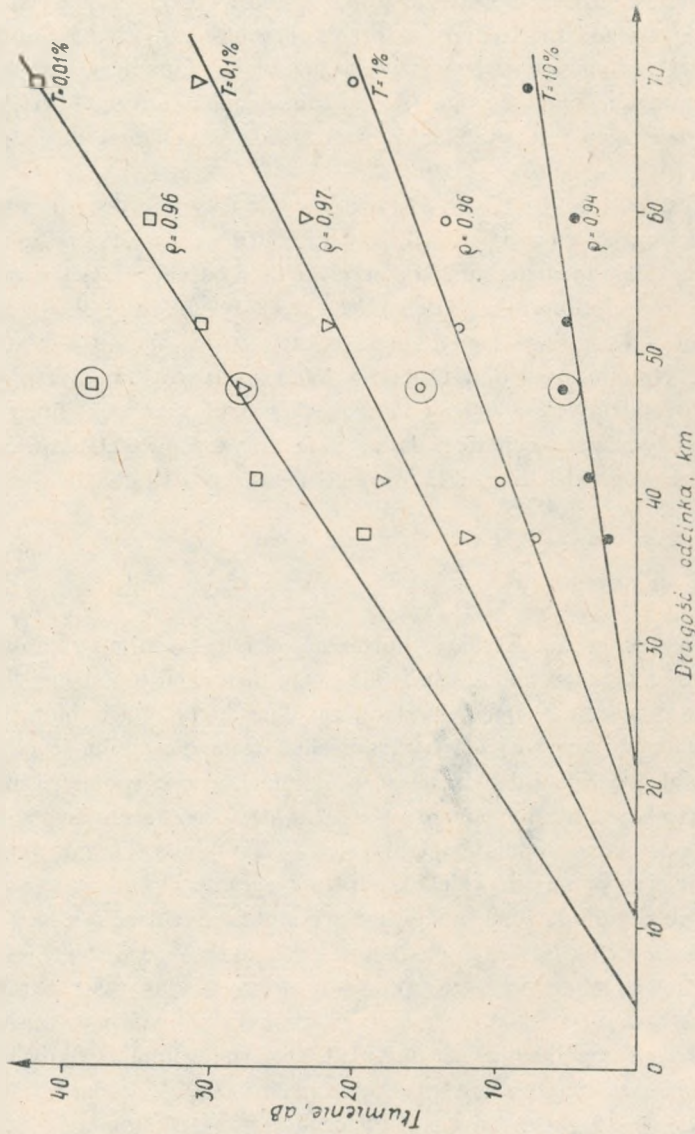
Cykle dobowe procentu czasu trwania zaników przekraczających określone progi w kolejnych godzinach doby w przekroju miesięcznym dla linii Mława – Dylewska Góra dla miesięcy od maja do października podano na rys. 10, 11 i 12. Te cykle dobowe ujawniają, że latem w godzinach od około 9.00 do 19.00 niezawodność propagacyjna jest wysoka: najgorsza zaś – też latem w godzinach nocnych od około 0 do 6.00.

Kolejne rys., tj. 13, 14 i 15, przedstawiają cykle roczne procentu czasu trwania zaników przekraczających progi 10 dB, 20 dB i 35 dB we wszystkich sześciu liniach. Próg 35 dB względem mediany można traktować jako odpowiadający w przybliżeniu poziomowi szumów odbiornika. Jak widać z tych rysunków, tylko w najkrótszej linii Warszawa – Kampinos sygnał spada w czerwcu jedynie na 4 minuty poniżej progu 20 dB. Natomiast w linii Osieck – Warszawa próg ten był przekraczany w ciągu około godziny aż w trzech miesiącach letnich (czerwcu, lipcu, sierpniu). Najgorsza pod tym względem okazała się linia horyzontowa Dąbkowice – Kampinos, w której próg ten jest przekraczany w ciągu około 10 godzin w maju i tyleż w czerwcu.

3.2. Ocena wyników

Pomiary wykonywano w trakcie normalnej eksploatacji linii radiowych, które wyposażono w urządzenia nadawcze i odbiorcze produkcji japońskiej firmy NEC. Zakładano, że moc emitowana była stała, zaś charakterystyki odbiorników – niezmiennie. Jednak w rzeczywistości występowała pewna niestabilność odbiorników, która przejawiała się w 2–4-decybelowych wahaniami granicy pomiaru najgłębszych zaników. Zakres dynamiczny pomiarów okazał się niewystarczający w przypadku najdłuższych odcinków i odcinka Dąbkowice – Kampinos. Odbiorniki linii krótkich miały mniejszą dynamikę, ale na ogół nie ograniczały pomiaru najgłębszych zaników, co uwidaczniają dane na wykresach pokazanych na rys. 4.

Zależność tłumienia od długości trasy ma charakter oczekiwany, jeśli pominąć linię horyzontową Dąbkowice – Kampinos i operować danymi z okresów wieloletnich. Rozpatrywanie rozkładów miesięcznych uśrednionych w okresie 5 lat nie pozwala jeszcze na uogólnienia. Na przykład, w sierpniu linia Dąbkowice – Kampinos była najgorsza dla zaników przekraczanych w 0,01% czasu trwania w miesiącu, podczas gdy w pozostałych miesiącach najwyższe tłumienia występowały w najdłuższej linii Radzyń – Dylewska Góra. Dopiero uśrednienie trzech najgorszych miesięcy pozwoliło uzyskać korelacyjną zależność pomiędzy tłumieniem i długością odcinka o wysokich wartościach współczynnika korelacji, jak to przedstawia wykres na rys. 16, oparty na wygładzonych rozkładach z rys. 4. Przyjęto,



Rys. 16. Zależność tłumienia przekraczanego w procencie czasu T w średnim najgorszym miesiącu od długości odcinka trasy w liniach nachylonych (dane w kółku dotyczą trasy horyzontowej Dąbkowice – Kąmpinos)

że linie regresji tłumienia względem długości odcinka trasy są liniami prostymi dla ustalonych wartości T . Zakłada się przy tym, że na odcinkach krótkich o długościach 10–20 km zaniki praktycznie nie występują. Nie uwzględniono ponadto wyników pomiarów linii Dąbkowice – Kampinos, charakteryzującej się zbyt odmiennymi właściwościami od pozostałych linii. W tych warunkach otrzymane proste regresji dla $T = 10\%$, 1% , $0,1\%$ i $0,01\%$ uzyskane przy warunku minimum odchylenia średniokwadratowego charakteryzują się wysokimi współczynnikami korelacji ρ tłumienia i długości odcinka, odpowiednio równymi $\rho = 0,94$, $0,96$, $0,97$ i $0,96$. Z rysunku 16 widać, że najkrótszy odcinek, przy którym zaniki nie występują, skraca się z wartości 21 km przy $T = 10\%$ do 4,5 km przy $T = 0,01\%$, co potwierdza prawidłowość założeń i otrzymanych relacji.

Pożądaną jest wyjaśnienie odmienności horyzontowej linii Dąbkowice – Kampinos. Odróżnia się ona głównie od pozostałych linii tym, że jej I strefa Fresnela zawiera się w warstwie od powierzchni gruntu (ewentualnie od połowy wysokości drzew) do wysokości około 50–60 m nad gruntem, podczas gdy w pozostałych nachylonych liniach strefa ta na znacznym odcinku przebiega wyżej. Dlatego linia ta jest silnie uzależniona od gradientu refrakcji w warstwie przygruntowej na całej swej długości. Z analizy przeprowadzonej w pracy [3] wynika, że w warstwie 25–50 m nad gruntem są możliwe rano stany subrefrakcji powodujące, że efektywna wartość współczynnika k_e^{*1} wzdłuż trasy fali w ciągu kilku minut w przekroju niesięcznym osiąga $k_e = 0,6$. Oznacza to, że I strefa Fresnela może być w takiej sytuacji przesłaniana nie tylko przez najwyższą przeszkodę, lecz także przez szereg innych przeszkód mniejszych. Prowadzi to do znacznie silniejszego narastania tłumienia dyfrakcyjnego w tej linii w miarę malenia k_e niż w liniach z pojedynczą przeszkodą, w których I strefa Fresnela przebiega w stabilniejszej warstwie powietrza (30–100 m nad gruntem). Może to prowadzić do zwiększenia tłumienia wywołanego dyfrakcją w tej linii o około 8 dB dla $0,01\%$ miesiąca w porównaniu z tłumieniem wnoszonym przez pojedynczą przeszkodę w liniach o długościach 41 i 52 km. Problemy szacowania tłumienia dyfrakcyjnego wywołanego przez dwie i więcej przeszkód przedstawiono w pracach [1, 4].

4. WNIOSKI

Analiza wyników pomiarów pozwala wyciągnąć wiele interesujących wniosków, z których najważniejsze można ująć następująco.

1. Badane linie mają w miesiącach ciepłych bardzo zróżnicowaną niezawodność propagacyjną; obniża to niezawodność całej trasy, bowiem najwyższą niezawodność trasy uzyskuje się, gdy niezawodności odcinków trasy są jednakowe.

*1) Współczynnik $k_e = R_{e,f}/R_z$, gdzie $R_{e,f}$ zastępczy (skuteczny) promień Ziemi, zaś R_z – promień rzeczywisty.

2. Pomiarzy prowadzone w okresie 5-letnim okazują się niewystarczające dla uzyskania w miarę gładkich rozkładów tłumień w poszczególnych miesiącach; są one jedynie wystarczające dla rocznych lub zadowalające dla kwartalnych rozkładów uśrednionych w okresie 5 lat.
3. Suma czasów przerw w transmisji w ciągu średniego roku może być oceniona następująco:
 - linia Warszawa – Kampinos – około 0,5 minuty,
 - Osieck – Warszawa – około 2 minut,
 - Wyszaków – Warszawa – około 4 minut,
 - Dąbkowice – Kampinos – około 35 minut,
 - Mława – Dylewska Góra – około 18 minut,
 - Radzyń – Dylewska Góra – około 45 minut.
4. Niezawodność propagacyjna horyzontowych lub lekko nachylonych linii radiowych silnie zmienia się w ciągu doby, a także w ciągu roku. Na przykład, od maja do września w godzinach od około 10.00 do 16.00 tłumienia nie osiągają na ogół progu 10 dB, podczas gdy w godzinach od około 2.00 do 6.00 dochodzi do przerw w odbiorze.
5. Niezawodność transmisji na długich trasach północ-południe jest silnie uzależniona od pory doby, podczas gdy na długich trasach wschód-zachód niezawodność ta stabilizuje się, w miarę jak trasa obejmuje kolejne strefy czasu.
6. Z punktu widzenia projektowania linii radiowych o stabilnych parametrach propagacyjnych jest celowe realizowanie linii nachylonych, wykorzystując przeszkodę na trasie do likwidacji odbić od gruntu w warunkach superrefrakcji.

WYKAZ LITERATURY

1. Carlson A. B., Waterman A. T.: Microwave Propagation Over Mountain Paths. IEEE Trans, Antennas and Prop, vol. AP-14, No 4, Juli 1966.
2. CCIR. Raport 338-4: Propagation data and prediction methods required for line-of-sight radio – relay system. Dubrownik 1986.
3. Kawecki A.: Gradient refrakcji przygruntowej w warstwie atmosfery. Referaty Problemowe IŁ, z. 78, 1987.
4. Mauro S. de Assis.: A Simplified Solution to the Problem of Multiple Diffraction over Rounded Obstacles. IEEE Trans., Antennas and Prop, vol. AP-19, No 2, Marz 1971.
5. Ogulewicz S.: Sprawozdanie z wykonania etapu pracy pt.: Opracowanie wyników z cyklu 5-letniego obejmującego ocenę wpływu długości trasy na niezawodność łącz w zakresie 6 GHz. IŁ, Warszawa, grudzień 1985.
6. Pietruszczak W., Szklarczyk Z., Pol T., Bryłka M.: Procesor pomiarowy typu PP-10. IŁ Warszawa 1978.

*Арнольд Кавецки
Динх Ван Тхонг*

НЕКОТОРЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В ГОРИЗОНТАЛЬНЫХ 6 ГГц РАДИОЛИНИЯХ РАЗЛИЧНОЙ ДЛИНЫ

Резюме

Проводились 5-летние, непрерывные измерения шести отрезков радиорелейных, горизонтальных линий в диапазоне частот 6 ГГц. Получены статистические характеристики затухания волн в этих отрезках, длина которых заключалась в пределе от 37 км до 69 км. Определены распределения затуханий относящиеся к месяцам, часам и к году, при чем они усреднялись в 5-летнем периоде. Сделана оценка зависимости затухания и длины отрезка радиолиний. Данные указывают на изменения надежности радиолиний, вызванные изменчивостью процесса распространения радиоволн.

*Arnold Kawecki
Dinh van Thong*

PROPAGATION CHARACTERISTICS OF TERRESTRIAL 6 GHz LINE-OF-SIGHT RADIO-RELAY LINKS WITH DIFFERENT PATHLENGTHS

Summary

Statistical wave attenuation characteristics of terrestrial 6 GHz radio relay links are obtained after 5-years continuous measurements of 6 line-of-sight links. The lengths of the links were between 37 km and 69 km. There are obtained the wave attenuation distributions for these links which refer to months, to hours and to the year, all averaged in the 5-years periode. It is defined the relation between the attenuation and the length of the link. The results give the opportunity to examine the propagation reliability of investigated radio links.

*Arnold Kawecki
Dinh van Thong*

CERTAINES CARACTÉRISTIQUES DE PROPAGATION DES FAISCEAUX HERTZIENS TRAVAILLANTS DANS LA BANDE DE 6 GHz

Résumé

Au cours des mesures faitys continuellement pendant 5 années sur six sections terriennes des faisceaux hertziens travaillants dans la bande de 6 GHz on a obtenu une série des caractéristiques statiques d'affaiblissements d'ondes dans ces faisceaux. Les longueurs de sections variaient

de 37 km à 69 km. On a défini la distribution des affaiblissements des ondes dans les sections en question en fonction de temps de change mois et des heures du jour et de même pour chaque année de la période de 5 ans. On a évalué la relation entre l'affaiblissement et la longueur de la section. Les données stables permettent de définir les pourcentages de temps (du mois et de l'année) pour lesquels un niveau de l'affaiblissement donné est dépassé à ce qu'on peut utiliser pour évaluer la fiabilité des liaisons de point de vue de la propagation.

Arnold Kawecki
Dinh vân Thông

EINIGE AUSBREITUNGSCHARAKTERISTIKEN DER RICHTFUNKSTRECKEN MIT VERSCHIEDENEN LÄNGEN IM BEREICH 6 GHz.

Zusammenfassung

Während der 5 Jahre dauernden Messungen der sechs Funkstrecken im 6 GHz Bereich wurden die statistischen Charakteristiken der Wellendämpfung auf diesen Strecken erreicht. Die Streckenlängen sind von 37 km bis 69 km. Es wurden die Dämpfungsverteilungen (Schwund) auf diesen Strecken in jedem Monat, in jeder Tagesstunde und im Jahre in der 5-jährigen Periode bestimmt. Es wurde die Abhängigkeit der Dämpfung von der Streckenlänge geschätzt. Diese Daten ermöglichen das Zeitprozent (des Monats, des Jahres), in dem die Dämpfung den gewählten Wert überschreitet, zu bestimmen. Dadurch ist es möglich die Zuverlässigkeit der Strecken einzuschätzen.

AUTORZY



Dr inż. Elżbieta Andrukiewicz urodziła się w 1959 roku w Warszawie. W latach 1978–1983 studiowała na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej i uzyskała tytuł magistra inżyniera telekomunikacji. Od 1983 roku pracuje w Instytucie Łączności w Zakładzie Teletransmisji; od 1988 roku na stanowisku adiunkta. W 1987 roku uzyskała tytuł doktora nauk technicznych. Od początku pracy zawodowej zajmuje się zagadnieniami związanymi z cyfrowymi urządzeniami teletransmisyjnymi; ostatnio zajmuje się opracowaniem i zastosowaniem systemu nadzoru i utrzymania cyfrowej sieci teletransmisyjnej.



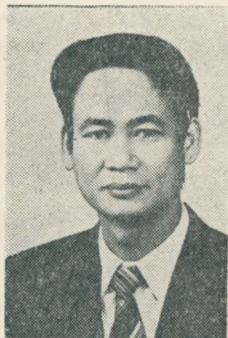
Mgr inż. Zbigniew Jasica urodził się w 1955 roku w Zamościu. W latach 1976–1980 studiował na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej i uzyskał tytuł magistra inżyniera o specjalności aparatura elektroniczna. Od 1980 roku pracuje w Instytucie Łączności, początkowo w Zakładzie Telewizji, a obecnie w Zakładzie Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji.



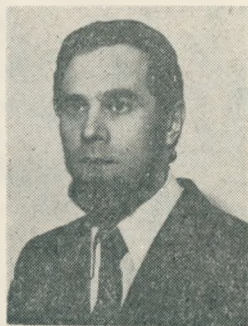
Mgr inż. Jan Mieszczanek urodził się w 1951 roku w Warszawie. Studia ukończył w 1976 roku na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej, uzyskując tytuł magistra inżyniera telekomunikacji. Od 1976 roku pracuje w Zakładzie Teletransmisji Instytutu Łączności w Warszawie. Zajmuje się opracowywaniem i wdrażaniem do produkcji systemów teletransmisyjnych. Jest współautorem opracowanych w Instytucie Łączności systemów: analogowych TN300/960 i TN2700 i cyfrowych: TCG480, TC8/34B TC2/8B, a także twórcą oraz współtwórcą kilku patentów. Od 1987 roku pełni funkcję kierownika Pracowni Krotnic Cyfrowych.

Dr Pawer Scharoch urodził się 30 kwietnia 1956 roku. Studiował na Politechnice Wrocławskiej na Wydziale Podstawowych Problemów Techniki (fizyka stosowana), w 1980 roku uzyskał tytuł magistra inżyniera. Również na Politechnice Wrocławskiej, w roku 1986, obronił rozprawę doktorską pod tytułem „Wydajność kwan-

towa wewnętrznego efektu fotoelektrycznego w $Cd_{1-x}Hg_xTe$ ” i uzyskał stopień naukowy doktora nauk fizycznych. Od roku 1985 pracuje w Instytucie Łączności Oddział we Wrocławiu, w Samodzielnej Pracowni Narażeń Elektromagnetycznych, początkowo na stanowisku fizyka, a od stycznia 1987 r. jako adiunkt naukowo-badawczy. Od lutego 1987 roku odbywa staż naukowy na Uniwersytecie Durham w Wielkiej Brytanii.



Mgr inż. Dinh van Thong urodził się w 1948 roku w Hba Nam Ninh w Wietnamie. W latach 1967–1973 studiował na Wydziale Elektroniki w Mińsku (ZSRR), uzyskując tytuł magistra inżyniera elektronika. W latach 1974–1985 wykładał na Wydziale Radioelektroniki Politechniki Hanojskiej. W lutym 1987 roku przyjechał do Polski na stypendium rządu wietnamskiego i pisze pracę doktorską w Zakładzie Propagacji Fal Radiowych w Instytucie Łączności w Warszawie. Obecnie zajmuje się problemami propagacji fal radiowych.



Mgr inż. Mirosław Żurawski, urodzony w 1941 roku, ukończył studia na Wydziale Łączności Politechniki Warszawskiej w 1965 roku. Od 1964 roku pracuje w Zakładzie Teletransmisji Instytutu Łączności w Warszawie. Od początku pracy zawodowej zajmuje się opracowaniem i wdrożeniem do produkcji teletransmisyjnych systemów cyfrowych. Jest współautorem opracowanych w Instytucie Łączności systemów cyfrowych o krotności 24, 30, 120, 480. Za opracowanie pierwszego w kraju systemu cyfrowego PCM 24 otrzymał w 1974 r. Zespołową Nagrodę Państwową II stopnia. Zajmuje się również zagadnieniami scentralizowanego nadzoru sieci cyfrowej, a także problematyką planowania i strategii cyfryzacji sieci. Jest autorem oraz współautorem szeregu publikacji z zakresu teletransmisji cyfrowej, a także współautorem kilku patentów. W latach 1971–1987 był kierownikiem Grupy Problemowej, a następnie Pracowni Krotnic Cyfrowych; od 1987 roku pełni funkcję kierownika Zakładu Teletransmisji w IŁ.

Dr inż. Ryszard Floryński – notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, nr 95, 1987.

Doc. dr inż. Arnold Kawecki – notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, nr 87, 1980.

Doc. dr hab. Andrzej Karwowski – notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności, nr 94, 1987.

6. Arnold Kawecki – Longueur optimal d'une travée de liaison hertzienne dans la bande au dessus de 10 GHz	93
7. Arnold Kawecki, Dinh vãn Thöng – Certaines caractéristiques de propagation des faisceaux hertziens travaillants dans la bande de 6 GHz	111

INHALTSVERZEICHNIS

1. Elżbieta Andrukiewicz, Jan Mieszczanek, Mirosław Żurawski – Datentransmission über PCM-Einrichtungen von erste Ordnung	3
2. Zbigniew Jasica – Analog-digital Umsetzer der linearen Puls-Kode-Modulation des Videosignals	17
3. Andrzej Karwowski, Paweł Scharoch – Grundlagen der numerischen Lösungsmethoden der Diffraktionsprobleme der elektromagnetischen Wellen auf dünnen Leitern	29
4. Ryszard Floryński – Elektromagnetische Störungen im Frequenzbereich 0,5–50 kHz	53
5. Arnold Kawecki – Statistische Charakteristiken des Refraktionsindexgradienten der unteren Schicht der Atmosphäre auf Grund der Sondierungen in Plock	67
6. Arnold Kawecki – Optimale Länge des Funkfeldes digitaler Radiolinie im Frequenzbereich ober 10 GHz	93
7. Arnold Kawecki, Dinh vãn Thöng – Einige Ausbreitungscharakteristiken der Richtfunkstrecken mit verschiedenen Längen im Bereich 6 GHz	111

